

AZEDDINE KADDOURI

**ÉTUDE D'UNE COMMANDE NON-LINÉAIRE ADAPTATIVE D'UNE
MACHINE SYNCHRONNE À AIMANTS PERMANENTS**

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

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

NOVEMBRE 2000

© Azeddine Kaddouri, 2000



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.

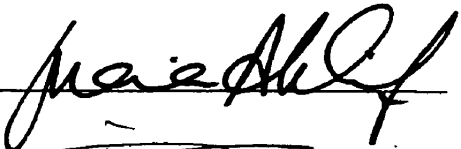

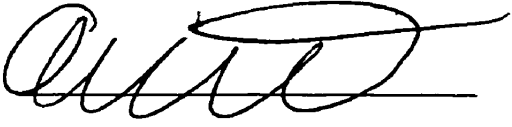


L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

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.

0-612-56837-7

Canada

Ce 3e jour du mois de mars 192000, les personnes soussignées, en leur qualité de membres du jury de la thèse de M. Azeddine Kaddouri, ont assisté à la soutenance de cette thèse.

<u>NOMS</u>	<u>UNIVERSITE</u>	<u>SIGNATURE</u>
<u>AKHRIF, Ouassima</u>	<u>Ecole de Technologie Supérieure</u>	
<u>CROS, Jérôme</u>	<u>Université Laval</u>	
<u>DESBIENS, André</u>	<u>Université Laval</u>	
<u>JOOS, Geza</u>	<u>Université Concordia</u>	
<u>Le-HUY, Hoang</u>	<u>Université Laval</u>	



SIGNATURE DU PRÉSIDENT DE LA SOUTENANCE

Résumé court

L'objectif poursuivi dans cette thèse porte sur l'étude du comportement d'une commande complexe dans un environnement pratique. La conception et la réalisation d'un banc d'essai expérimental et l'optimisation de l'algorithme d'implantation en présence des contraintes physiques constituent le cœur du travail. Il s'agit de la commande adaptative et non-linéaire basée sur la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties et appliquée à un moteur synchrone à aimants permanents. Le contrôleur conçu permet de maîtriser l'effet des incertitudes dans les paramètres et des perturbations externes ainsi que les incertitudes dues à l'imprécision des circuits d'acquisition et les tolérances dues aux calculs numériques.

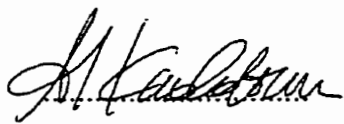
Ses performances sont comparées à celles d'un contrôleur linéaire robuste du type QFT (Quantitative Feedback Theory). De plus, l'étude de la réalisation de la commande non-linéaire dans le cas de la non disponibilité des états est aussi résolue par la conception d'un observateur d'état non-linéaire. Finalement, les performances de l'ensemble contrôleur adaptatif non-linéaire observateur d'état non-linéaire synchrone à aimants permanents sont présentées et discutées.

Résumé long

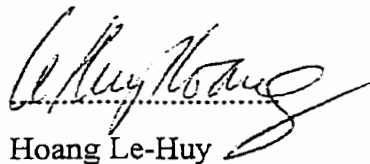
De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Cette solution n'était pas possible dans le passé à cause principalement des structures de commande complexes de ce type de machines et des limitations des calculateurs numériques classiques. Les contrôleurs obtenus, conçus à l'aide des techniques de commande linéaires utilisant la linéarisation de premier ordre, restent valables seulement autour d'un point d'opération. Le développement de nouvelles techniques de commande non-linéaire basées sur la théorie de la géométrie différentielle a permis de résoudre ce problème. Parmi ces techniques, la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties est la plus utilisée. Les contrôleurs conçus sont, cependant, très complexes et représentés par de longues expressions mathématiques. Ces deux contraintes, ajoutées à une limitation des calculateurs numériques classiques, ont permis de soulever des questions sur les possibilités d'implanter ce type de commande. De plus, pour résoudre le problème de la robustesse, on a proposé une méthode de commande adaptative non-linéaire combinant les techniques de linéarisation exacte avec les méthodes adaptatives des systèmes linéaires. D'autre part, en pratique, on ne dispose pas directement de certains états, en l'occurrence les signaux de vitesse et d'accélération. Ces derniers sont plutôt estimés à partir de la mesure de la position. Pour ce faire, on a choisi l'approche qui combine la commande

non-linéaire avec un observateur d'état non-linéaire. L'idée principale qui a guidé dans ce choix est qu'on voulait rester le plus rigoureux possible et d'éviter toute forme d'approximation au niveau des calculs. Cette solution rend l'expression du contrôleur encore plus complexe ce qui nous oblige à optimiser le temps de calcul afin de rendre possible l'implantation pratique.

Devant tous ces défis, nous nous sommes fixés les objectifs suivants. En premier lieu, on vise à réaliser un banc d'essai afin de rendre possible l'implantation des contrôleurs avancés (adaptatifs et nonlinéaires) dans un environnement pratique. Ensuite, il est question d'analyser leurs performances en temps réel et les comparer à celles d'un contrôleur linéaire robuste du type (QFT). Il est aussi dans nos objectifs de concevoir un observateur d'état non-linéaire afin d'estimer les signaux non lus. Finalement, les performances de l'ensemble (contrôleur adaptatif non-linéaire - observateur d'état non-linéaire - moteur synchrone à aimants permanents) sont présentées et discutées.

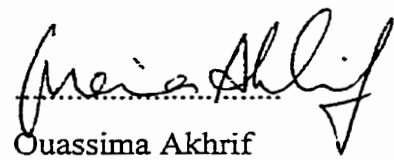


Azeddine Kaddouri



Hoang Le-Huy

directeur de thèse



Ouassima Akhrif

co-directrice de thèse

AVANT PROPOS

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à:

M. Hoang Le-Huy, professeur au département de génie électrique et de génie informatique de l'Université Laval, pour avoir dirigé et accordé beaucoup d'intérêt à mes travaux. Sans son aide, ce travail n'aurait pas pu voir le jour. Je le remercie aussi pour sa disponibilité.

Mme Ouassima Akhrif, professeure au département de génie électrique de l'école de technologie supérieure de Montréal, de m'avoir accueilli au laboratoire du GRÉPCI et d'avoir accepter de co-diriger ce travail. Je la remercie infiniment pour ses qualités humaines et surtout de m'avoir souvent aidé par ses conseils précieux. Ses solides connaissances scientifiques m'ont permis de travailler sur de nouvelles voies de recherche.

M. Michel Lecours, professeur au département de génie électrique, directeur des programmes et responsable du comité d'admission et de supervision, de me faire l'honneur d'être président du jury.

M. Jérôme Cros, professeur au département de génie électrique et de génie informatique de l'Université Laval, prélecteur de cette thèse et membre du jury, pour ses précieux commentaires qui ont permis d'améliorer le fond et la forme de ce document.

M. Geza Joos, professeur à l'Université Concordia, pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de cette thèse et surtout de l'avoir bonifié par ses commentaires enrichissants.

M. André Desbiens, professeur au département de génie électrique et de génie informatique de l'Université Laval, pour avoir accepté d'être examinateur et membre de jury et surtout pour les remarques fructueuses à l'égard de cette thèse.

Enfin, mes remerciements à tous les amis et collègues pour leurs encouragements.

TABLE DES MATIÈRES

Résumé de 150 mots	I
Résumé de 350 mots	II
Avant propos	IV
TABLE DES MATIÈRES	V
LISTE DES FIGURES	IX
LISTE DES TABLES	XIV
LISTE DES SYMBOLES	XV

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
------------------------------------	----------

CHAPITRE 1

MODÉLISATION D'UN MOTEUR SYNCHROME À AIMANTS PERMANENTS

1.1 Introduction	7
1.2 Modélisation du moteur	8
1.3 Conclusion	17

CHAPITRE 2

APPLICATION DE LA COMMANDE NON-LINÉAIRE PAR LINÉARISATION AU SENS DES ENTRÉES-SORTIES POUR LA RÉGULATION DE VITESSE DU MOTEUR SYNCHROME À AIMANTS PERMANENTS

2.1 Introduction	18
2.2 Outils mathématiques	20
2.2.1 Gradient	20
2.2.2 Dérivée de Lie	20

2.2.3 Crochets de Lie	21
2.2.4 Difféomorphisme	22
2.3 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties	23
2.3.1 Mise sous forme canonique:	27
2.3.2 Conception du nouveau vecteur de commande v	30
2.4 Application au moteur	31
2.5 Commande linéaire par retour d'état	37
2.5.1 Linéarisation du système autour d'un point d'opération	37
2.5.2 Principe de la méthode par retour d'état	39
2.5.3 Application au moteur	41
2.6 Comparaison des performances des deux contrôleurs	43
2.7 Sensibilité du contrôleur non-linéaire aux variations paramétriques	47
2.8 Conclusion	49

CHAPITRE 3

CONCEPTION D'UN CONTRÔLEUR NON-LINÉAIRE ADAPTATIF POUR LE MOTEUR SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS

3.1 Introduction	50
3.1.1 Conditions assorties	52
3.1.2 Théorème (Condition de triangularité)	53
3.2 Étapes de conception du contrôleur adaptatif	54
3.2.1 Modèle de référence	57
3.2.2 Loi d'adaptation	58
3.3 Application au moteur	61
3.3.1 Cas de variations sur R et T_L	61
3.3.2 Cas de variations sur $(L_d = L_q)$ et J	69
3.3.3 Cas de variations sur $(L_d \neq L_q)$ et J	75
3.4 Conclusion	79

CHAPITRE 4

MISE AU POINT D'UN BANC D'ESSAI EXPÉRIMENTAL

4.1 Introduction	80
4.2 Banc d'essai	82
4.2.1 Caractéristiques du contrôleur numérique utilisé.....	84
4.2.2 Onduleur à modulation de largeur d'impulsions	85
4.3 Organigramme général du programme en temps réel	91
4.3.1 Organigramme général	92
4.3.2 Compilation des programmes écrits en langage C.....	96
4.4 Autopilotage du MSAP	97
4.5 Conclusion	99

CHAPITRE 5

PERFORMANCES EN TEMPS RÉEL DU CONTRÔLEUR NON-LINÉAIRE ADAPTATIF CONÇU

5.1 Introduction	100
5.2 Performances en temps réel du contrôleur non-linéaire adaptatif	100
5.3 Performances en temps réel du contrôleur QFT	105
5.4 Comparaison des deux contrôleurs	109
5.5 Conclusion	110

CHAPITRE 6

CONCEPTION D'UN OBSERVATEUR D'ÉTAT NON-LINÉAIRE

6.1 Introduction	111
6.2 Loi de commande linéarisante	114
6.3 Observateur d'état complet	117
6.4 Stabilité du système en boucle fermée	120
6.5 Observateur d'ordre réduit	122
6.6 Simulation de l'ensemble moteur-contrôleur non-linéaire-observateur d'état non-linéaire	126
6.7 Conclusion	129

CHAPITRE 7

PERFORMANCES EN TEMPS RÉEL DE L'ENSEMBLE CONTRÔLEUR NON-LINÉAIRE ADAPTATIF/MOTEUR/OBSERVATEUR D'ÉTAT NON-LINÉAIRE

7.1 Introduction	130
7.2 Résultats théoriques et expérimentaux	132
7.2.1 Cas de variations sur R et T_L	132
7.2.2 cas de variations sur $L_d = L_q$ et J.	145
7.2.3 Effet de la variation de $L_d = L_q$	145
7.2.4 Effet de la variation de $L_d = L_q$	146
7.3 Avantages et inconvénients de la commande considérée	157
7.4 Conclusion	159

CONCLUSION GÉNÉRALE	160
---------------------------	-----

RÉFÉRENCES	163
------------------	-----

ANNEXE A

CONCEPTION DU CONTRÔLEUR DU TYPE QFT

A.1 Introduction	170
A.2 Conception du contrôleur QFT	172
A.2.1 Spécifications dans le domaines temporel	172
A.2.2 Conversion des spécifications dans le domaine fréquentiel	176
A.2.3 Conception de $G_2(s)$	178
A.2.4 Conception du préfiltre $F(s)$	180
A.2.5 Conception du compensateur $G_1(s)$	181

ANNEXE B

SCHÉMAS DÉTAILLÉS DE L'ONDULEUR (AVEC SES CIRCUITS D'ATTAQUE ET DE PROTECTION) ET DU CIRCUIT DE CONVERSION DU SIGNAL DE POSITION

ANNEXE C

RÉSULTATS PRATIQUES COMPLÉMENTAIRES ILLUSTRANT LES COURANTS (i_d, i_q) ET LES TENSIONS DE COMMANDE (u_d, u_q)

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 Référentiel a,b,c et référentiel d-q.

Figure 1.2 Bloc diagramme de la MSAP dans le référentiel d-q

Figure 2.1 Schéma bloc du système linéarisé

Figure 2.2 dynamique du système linéarisé

Figure 2.3 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

Figure 2.4 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

Figure 2.5 Schéma bloc de la commande linéaire par retour d'état

Figure 2.6 Contrôleur linéaire par retour d'état à vide: (a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q .

Figure 2.7 Contrôleur non-linéaire à vide: (a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q .

Figure 2.8 Contrôleur linéaire par retour d'état avec un couple de charge de 1 Nm appliqué à $t = 1$ sec. (a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q

Figure 2.9 Contrôleur non-linéaire avec un couple de charge de 1 et 4 Nm appliqués à $t = 1$ sec. (a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q

Figure 2.10 Contrôleur par retour d'état avec un couple de charge de 6 Nm appliqué à $t = 1$ sec. (a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q

Figure 2.11 Contrôleur non-linéaire avec un couple de charge de 6 Nm appliqué à $t = 1$ sec. (a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q

Figure 2.12 Contrôleur non-linéaire: $T_L = 1$ Nm appliqué à $t = 1$ sec. (a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q

Figure 2.13 Contrôleur non-linéaire: $T_L = 1$ Nm appliqué à $t = 1$ sec. (a) vitesse, (b) courant i_q et (c) courant i_d

Figure 4.1 Structure de la simulation numérique

Figure 4.2 Schéma du montage expérimental

Figure 4.3 Montage expérimental

Figure 4.4 Représentation de l'ensemble onduleur-moteur

Figure 4.5 États des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

Figure 4.6 Représentation des vecteurs de tension

Figure 4.7 Principe de la modulation

Figure 4.8 Organigramme utilisé pour la détermination des séquences

Figure 4.9 Application des signaux d'attaque

Figure 4.10 Diagramme bloc des différentes tâches exécutées par le DSP

Figure 4.11 Estimation de la vitesse et de l'accélération

Figure 4.12 Organigramme des étapes nécessaires dans la compilation d'un programme

Figure 4.13 Résultat pratique montrant la vitesse du moteur. (Horiz. 0.2 sec/div, Verti. 20 rad/sec/div)

Figure 4.14 Résultat pratique montrant un courant de phase et les courants i_d , i_q (Horiz. 50 msec/div, Verti. 2 A/div)

Figure 4.11 Résultat pratique montrant la tension de ligne. (Horiz. 50 msec/div, Verti. 40 V/div).

- Figure 5.1** Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=1 \text{ sec}$.
- Figure 5.2** Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=1.4 \text{ sec}$.
- Figure 5.3** Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=1 \text{ sec}$.
- Figure 5.4** Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=1.6 \text{ sec}$.
- Figure 5.5** Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.5 \text{ sec}$.
- Figure 5.6** Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.5 \text{ sec}$.
- Figure 5.7** Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.5 \text{ sec}$.
- Figure 5.8** Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.55 \text{ sec}$.
- Figure 5.9** Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.8 \text{ sec}$.
- Figure 5.10** Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=1.7 \text{ sec}$
- Figure 5.11** Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.8 \text{ sec}$.
- Figure 5.12** Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=1.7 \text{ sec}$.
- Figure 5.13** Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.5 \text{ sec}$.
- Figure 5.14** Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.35 \text{ sec}$.
- Figure 5.15** Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.5 \text{ sec}$.
- Figure 5.16** Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.3 \text{ sec}$.

- Figure 6.1** Simulation de l'observateur d'ordre réduit: (a) Vitesse (b) Erreur de vitesse
- Figure 6.2** Simulation de l'observateur d'ordre réduit: (a) Accélération (b) Erreur de l'accélération
- Figure 6.3** Simulation de l'observateur d'ordre complet: (a) Vitesse (b) Erreur de vitesse
- Figure 6.4** Simulation de l'observateur d'ordre complet: (a) Accélération (b) Erreur de l'accélération

- Figure 7.1** Les trois références de vitesse considérées
- Figure 7.2** Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. ($R=R_n$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$). $T_L=2\text{Nm}$ appliqué à $t=0.5\text{sec}$

Figure 7.3 Comportement pratique de la vitesse, des courants (i_d , i_q) et des estimés obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). (a) vitesse (b) courant i_q (c) courant i_d et (d) les estimés. Type de référence: échelon. $R=R_n$, $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$. $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$

Figure 7.4 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. ($R=1.41R_n$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$, $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$).

Figure 7.5 Comportement pratique de la vitesse et des courants (i_d , i_q) obtenu à l'aide du contrôleur non adaptatif (variations sur R). (a) vitesse (b) courant i_q (c) courant i_d .

$R=1.41R_n$, $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$, $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$.

Figure 7.6 Simulation de la vitesse pour des variations sur R: (a) contrôleur non-adaptatif, (b) contrôleur adaptatif. Type de référence: échelon.

($R= 1.41R_n$, $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$, $T_L(0) = 1 Nm$, $T_L(0.5) = 2 Nm$).

Figure 7.7 Comportement pratique de la vitesse (variations sur R) obtenu à l'aide du (a) contrôleur non adaptatif (b) contrôleur adaptatif. ($T_L(0) = 1 Nm$, $T_L(0.6) = 2 Nm$) et ($R= 1.41R_n$

$\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$).

Figure 7.8 Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. $R=1.41R_n$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$, $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$.

Figure 7.9 Comportement pratique de la vitesse, des courants (i_d , i_q) et des estimés obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). (a) vitesse (b) courant i_q (c) courant i_d et (d) les estimés.

($R=1.41R_n$, $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$. $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$).

Figure 7.10 Simulation de la vitesse et des estimés obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. ($R=R_n$ et $\delta_1(0) = 0,5$ et $\delta_2(0) = 2$, $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$).

Figure 7.11 Simulation de la vitesse et des estimés obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. ($R=1.41R_n$ et $\delta_1(0) = 0,5$ et $\delta_2(0) = 2$, $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$).

Figure 7.12 Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R).

Type de référence: échelon. $R=R_n$ et (a) $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et (b)

$\delta_1(0) = 0,5$ et $\delta_2(0) = 2$.

Figure 7.13 Comportement pratique des estimés obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R).

Type de référence: échelon. $R=R_n$ et (a) $\delta_1(0) = 0,5$ et $\delta_2(0) = 2$, (b) $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

Figure 7.14 Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R).

Type de référence: échelon. $R=1.41R_n$ et (a) $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et (b)

$\delta_1(0) = 0,5$ et $\delta_2(0) = 2$.

Figure 7.15 Comportement pratique des estimés obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R).

Type de référence: échelon. pour: $R=1.41R_n$ et (a) $\delta_1(0) = 0,5$ et $\delta_2(0) = 2$,

(b) $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

- Figure 7.16** Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: premier ordre. ($R=R_n$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$).
- Figure 7.17** Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: premier ordre. ($R=1.41R_n$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$).
- Figure 7.18** Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: premier ordre. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$). (a) $R=1.41R_n$, (b) $R=R_n$.
- Figure 7.19** Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: sinusoïdale. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et (a) $R=R_n$ (b) $R=1.41R_n$).
- Figure 7.20** Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: sinusoïdale. (a) $R=1.41R_n$ et (b) $R=R_n$. $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$
- Figure 7.21** Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Type de référence: échelon. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et $L=L_n=0.011 H$).
- Figure 7.22** Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Type de référence: échelon. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et $L=L_n=0.011 H$).
- Figure 7.23** Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Type de référence: échelon. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et $L_n=0.007 H$, $L=0.011 H$).
- Figure 7.24** Comportement pratique de la vitesse (a) et des estimés (b) obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Type de référence: échelon. $L_n=0.007 H$, $L=0.011 H$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.
- Figure 7.25** Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Référence: premier ordre. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et (a) $L_n=L=0.011 H$ (b) $L_n=0.007 H$, $L=0.011 H$).
- Figure 7.26** Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Référence: premier ordre. (a) $L_n=0.007 H$, $L=0.011 H$ (b) $L_n=L=0.011 H$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.
- Figure 7.27** Comportement de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Type de référence: sinusoïdale. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$; $L=0.011 H$, $L_n=0.007 H$).
- Figure 7.28** Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Type de référence: sinusoïdale. $L_n=0.007 H$, $L=0.011 H$, $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.
- Figure 7.29** Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: échelon. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et $J_n=J=0.006 \text{ Kg.m}^2$)
- Figure 7.30** Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: échelon. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et $J_n=0.006 \text{ Kg.m}^2$, $J=0.01 \text{ Kg.m}^2$).
- Figure 7.31** Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variation sur J). Type de référence: échelon. (a) $J=J_n=0.006 \text{ Kg.m}^2$ (b) $J_n=0.006 \text{ Kg.m}^2$, $J=0.01 \text{ Kg.m}^2$, $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.
- Figure 7.32** Comportement pratique des estimés obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: échelon. (a) $J=J_n=0.006 \text{ Kg.m}^2$ (b) $J=0.01 \text{ Kg.m}^2$, $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

Figure 7.33 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: premier ordre. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et (a) $J_n = J = 0.006 \text{ Kg.m}^2$ (b) $J_n = 0.006 \text{ Kg.m}^2$, $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$.

Figure 7.34 Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: premier ordre. (a) $J_n = J = 0.006 \text{ Kg.m}^2$ (b) $J_n = 0.006 \text{ Kg.m}^2$, $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

Figure 7.35 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: sinusoïdale. $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$, $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$, $T_L(0) = 2 \text{ Nm}$.

Figure 7.36 Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: sinusoïdale. $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$, $T_L(0) = 2 \text{ Nm}$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$

Figure 7.37 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J et L). Référence: premier ordre. $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et (a) $L = 0.011 \text{ H}$, $J_n = 0.01 \text{ Kg.m}^2$, $T(0) = 1 \text{ Nm}$, (b) $L = 0.011 \text{ H}$, $J_n = 0.01 \text{ Kg.m}^2$, $T(0) = 2 \text{ Nm}$.

Figure 7.38 Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J et L). (a) $L = 0.011 \text{ H}$, $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$ et $T(0) = 1 \text{ Nm}$ (b) $L = 0.011 \text{ H}$, $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$ et $T(0) = 2 \text{ Nm}$. $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

Figure A.1 (a) Plage de variation des réponses en boucle ouverte pour les valeurs extrêmes des paramètres incertains. (b) Réponse désirée en boucle fermée.

Figure A.2 Surface désignant la limite de variation des paramètres incertains.

Figure A.3 Structure du contrôleur QFT.

Figure A.4 La surface $S(10)$ décrivant $\Upsilon(j10)$.

Figure A.5 Réponses extrêmes et celle du système non compensé.

Figure A.6 Réponses extrêmes et celle du système compensé.

Figure B.1 Schéma détaillé d'un bras d'onduleur.

Figure B.2 Schéma bloc global du circuit de protection contre les surintensités.

Figure B.3 Circuit de protection contre les surintensités détaillé de la phase A.

Figure B.4 Circuit d'adaptation des signaux d'attaque.

Figure B.5 Circuit de conversion du signal de position.

Figure C.1 Courants (i_d et i_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.14 (a)

Figure C.2 Tensions de commande (u_d et u_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.14 (a)

Figure C.3 Courants (i_d et i_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.14 (b)

Figure C.4 Tensions de commande (u_d et u_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.14 (b)

Figure C.5 Courants (i_d et i_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.19 (b)

Figure C.6 Tensions de commande (u_d et u_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.4

Figure C.7 Courants (i_d et i_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.37 (b)

Figure C.8 Tensions de commande (u_d et u_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.37 (b)

LISTE DES TABLEAUX

Table 1.1 Paramètres du moteur

Table 4.1 Temps de calcul des différentes tâches du programme

Table 7.1 Performances du contrôleur adaptatif avec des variations sur R

Table 7.2 Performances du contrôleur adaptatif avec des variations sur L

Table 7.3 Performances du contrôleur adaptatif avec des variations sur J

LISTE DES SYMBOLES

MSAP : Machine (moteur) synchrone à aimants permanents.
DSP : Processeur numérique de signal.
MLI : Modulation de largeur d'impulsion.
N/A : Numérique à analogique.
A/N : analogique à numérique.
d-q : Axes longitudinal et transversal (transformation de Park).
FMM : Force magnétomotrice.
FÉM : Force électromotrice.
v_{abc} : Tensions de phases statoriques.
i_{abc} : Courants de phases statoriques.
λ_{abc} : Flux totaux produits par les courants statoriques.
R : résistance d'une phase statorique.
L_{ss} : inductance propre d'une phase statorique.
M_s : Inductance mutuelle entre deux enroulements statoriques.
L_{ls} : Inductance de fuite.
L_m : Inductance de magnétisation.
L_d : Inductance dans l'axe longitudinal.
L_q : Inductance dans l'axe transversal.
i_d : Composante longitudinale des courants statoriques.
i_q : Composante transversale des courants statoriques.
u_d : Composante longitudinale des tensions statoriques.
u_q : Composante transversale des tensions statoriques.
u_α et **u_β** : Tensions réelle et imaginaire selon l'axe du système biphasé.
V_s : Vecteur représentatif à l'instant t du système triphasé.
V_{dc} : Tension continue alimentant l'onduleur.
i_{dref} : Référence de la composante longitudinale des courants statoriques.
w_r : Vitesse de rotation du rotor.
w_{ref} : Référence de vitesse.
θ : Position du rotor.
K_θ : Matrice de transformation.
[R] : Matrice des résistances statoriques.

Φ_v : Flux crée par les aimants au rotor.
 p : Nombre de paires de pôles.
 B : Coefficient d'amortissement.
 J : Moment d'inertie du rotor.
 T_L : Couple de charge.
 T_{em} : Couple électromagnétique.
 K_m : Constante du couple.
 $h(x)$: Fonction scalaire lisse.
 $\nabla h(x)$: Gradient d'une fonction scalaire lisse
 x : Vecteur des états.
 $L_f h$: Dérivée de Lie.
 $[f, g](x)$: Crochet de Lie.
 $g(x)$: Vecteur de commande du système non-linéaire.
 ϕ : difféomorphisme.
 $z = \phi(x)$: changement de variable.
 y : vecteur de sortie.
 v : vecteur des nouvelles commandes.
 u : vecteur des commandes.
 r : Degré relatif total.
 $\zeta(x)$: Fonction ed linéarisation.
 $D(x)$: Matrice de découplage du système.
 η : Vecteur des variables complémentaires
 $e_j(t)$: Vecteur des erreurs.
 k_d, k_{w1} et k_{w2} : Gains.
 K : matrice des gains.
 g_p, g_s et g_a : Gains de l'observateur.
 x^o, u^o : Point d'opération.
 $f(x, u)$: Série de Taylor.
 A et B : Matrices Jacobiennes.
 $\underline{\delta x}$: Vecteur d'état du système linéarisé autour d'un point d'opération.
 $f(\delta, x), g_i(\delta, x)$: Système non-linéaire incertain.
 $\Delta f, \Delta g_i$: Partie incertaine du système non-linéaire.
 δ : Vecteur des paramètres incertains.
 $\Delta \delta$: Erreur d'estimation.

$W_1(x, \hat{\delta}, v)$: Regresseur.
 \hat{z} : Vecteur des états estimés.
 \hat{u} : Vecteur des commandes estimés.
 $\hat{\delta}$: Vecteur des paramètres estimés.
 \dot{z}_d : Vecteur d'état du modèle de référence.
 A_d : Matrice de transition du modèle de référence.
 B_d : Matrice d'entrée du modèle de référence.
 A_o : Matrice de transition de l'observateur.
 e : Vecteur de l'erreur de poursuite.
 η : Erreur augmentée.
 $V(z, \delta)$: Fonction de Lyapunov.
 Γ : Gain d'adaptation.
 P : Solution de l'équation de Lyapunov.
 T_s : Période d'échantillonnage.
 T_x : Durée de la séquence X.
 T_y : Durée de la séquence Y.
 T_o : Durée de la séquence de roue libre.
 S_1, S_2 et S_3 : Signaux logiques pour la commande des six interrupteurs.
 V_y : Projection de la tension statorique sur le vecteur de la séquence Y.
 V_x : Projection de la tension statorique sur le vecteur de la séquence X.
 $\|x\|$: Norme d'un vecteur x .
 A_M : Valeur propre maximale de la matrice définie positive $A(x)$.
 A_m : Valeur propre minimale de la matrice définie positive $A(x)$.
 $\|A\|$: Norme de la matrice A .

Je dédie cette thèse à mes chers parents,
à ma femme Fatima-Zohra et mon petit Ahmed-Firas,
à mes frères et soeurs et
à mes beaux-parents

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. On assiste à une période d'abondance tant théorique que pratique au niveau des études sur les entraînements à courant alternatif qui concurrencent avec succès ceux à courant continu. Dans le passé, cette solution n'était pas possible à cause principalement des structures de commande complexes de ce type de machines. Leurs modèles multivariables et non-linéaires, les états non mesurables et les paramètres qui peuvent varier durant le fonctionnement ont limité les performances. Cependant, l'évolution rapide des processeurs numériques a permis d'implanter des techniques de commandes sophistiquées pour ainsi atteindre des performances élevées sur le plan de rapidité et de précision.

De façon classique, la commande linéaire dite en cascade a été largement utilisée ([16], [17], [19], [80], [82], [85]). Deux boucles sont adoptées afin d'assurer la réponse souhaitée. On réalise, en premier, la boucle interne qui assure le réglage du courant puis la boucle externe qui, elle, permet la régulation de la vitesse ([16], [17]). Le réglage du courant est réalisé par l'une des trois méthodes suivantes: la commande par hystérisis ([17], [19], [50], [84]), la commande par modulation de largeur d'impulsion ([12], [28], [49], [83], [84]) et la commande prédictive ([51], [80], [81]). La régulation de la vitesse est assurée par de simples régulateurs du type P, PI ou PID. Dans cette disposition, le régulateur de vitesse fournit la référence nécessaire à la boucle interne. Il est intéressant de signaler que les deux boucles peuvent fonctionner à deux périodes d'échantillonnage différentes. Cependant, les régulateurs sont conçus à l'aide des techniques de commande destinées aux modèles parfaitement linéaires. Les modèles des moteurs à courant alternatif n'étant pas linéaires, les techniques de linéarisation de premier ordre sont utilisées pour linéariser les équations du modèle autour d'un point d'opération. Cette solution reste, cependant, valable uniquement autour de ce point d'opération car il est difficile de prédire l'effet des non-linéarités si on s'éloigne de ce point. Maîtriser l'effet des non-linéarités d'un modèle sans avoir besoin de le linéariser autour d'un point d'opération était donc un défi de taille pour les chercheurs. Sur le plan théorique, ce problème a été résolu par le développement de techniques de commande non-linéaire basées sur la théorie de la géométrie différentielle. Parmi ces techniques, la technique de linéarisation au sens des entrées-états et la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties sont les plus importantes ([5], [25], [26], [37], [47], [52], [55], [56], [58], [59]). Bien que la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties (qui nous intéresse) a été développée vers la fin des années 70s par Hirschorn [59], elle n'a été appliquée aux moteurs électriques que vers la fin des années 80s. Les premiers essais sur les moteurs synchrones à aimants permanents, ont été réalisés par Bodson et Chiasson en 1989 [60] et Zribi et Chiason [24] où ils ont réalisé une commande de position d'un moteur pas à pas. Peu après, beaucoup de références se sont succédées pour démontrer la supériorité de cette technique dans différents objectifs de commande et pour différents

moteurs électriques (voir [42] et ses références). Les contrôleurs conçus étaient très complexes et représentés par de longues expressions mathématiques. Ces deux contraintes, ajoutées à une limitation des calculateurs numériques classiques, ont permis de soulever des questions sur les possibilités d'implanter ce type de commande. Notre premier objectif est donc de concevoir un environnement pratique utilisant un calculateur numérique performant permettant l'implantation pratique de cette commande.

En plus de la problématique susmentionnée, un autre problème d'ordre théorique se pose lors de l'application de cette commande à un problème pratique: le problème de robustesse. Vu qu'elle est basée sur le modèle du système, elle peut être affectée par des incertitudes de modélisation découlant d'une approximation ou de réduction d'ordre du modèle et par des incertitudes liées aux variations d'un ou plusieurs paramètres du modèle considéré. Elles sont aussi causées par des perturbations inconnues et variables s'appliquant brusquement au système. De plus, si on désire réaliser une implantation pratique, il est nécessaire que le contrôleur tolère des incertitudes dues à l'imprécision des circuits d'acquisition et les tolérances dues aux calculs numériques.

Afin de tenir compte de toutes ces variations et incertitudes, on fait appel aux méthodes de commande adaptatives non-linéaires qui combinent les techniques de linéarisation exacte avec les méthodes adaptatives des systèmes linéaires. Ces méthodes se limitent, cependant, à certaines structures de modèles et la manière dont ils dépendent des paramètres incertains. En effet, l'erreur entre le modèle incertain et son modèle nominal doit satisfaire l'une des conditions suivantes: les conditions assorties [44] ou la version étendue des conditions assorties ([45] et [46]). Malheureusement, il y a un nombre important de systèmes qui ne peuvent vérifier ces conditions. La méthode adoptée dans ce travail est basée sur d'autres conditions moins dures connues sous le nom des conditions de Akhrif-Blenckchip [15].

À noter que le fait de considérer la version adaptative rend l'expression du contrôleur encore plus complexe. Notre défi consiste à optimiser l'algorithme afin de réduire son temps de calcul et ainsi obtenir des performances désirables lors de l'implantation pratique. De plus, à cause des limitations du banc d'essai expérimental, la vitesse et l'accélération ne

peuvent être lus directement, elles sont plutôt estimées à partir de la mesure de la position. Parmi les approches existantes, on a choisi celle qui combine la commande non-linéaire avec un observateur d'état non-linéaire. L'idée principale qui a guidé ce choix est qu'on voulait rester le plus rigoureux possible et ne faire aucune approximation du modèle non-linéaire.

Pour positionner notre travail, il est nécessaire de citer les travaux déjà réalisés. Dans Bodson et al. [18], une version adaptative basée sur l'identification des paramètres du moteur en temps différé est présentée. Blauch et al. [61], ont présenté une méthode d'identification de paramètres basée sur la technique des moindres carrés et qui a besoin de dériver les courants et la vitesse du moteur. Ces deux versions présentent l'inconvénient d'être en temps différé. En effet, si un ou plusieurs paramètres changent durant le fonctionnement, ces méthodes ne seront plus valables. D'autre part, dans l'article de Grcar et al. [23], on a présenté une version adaptative basée sur une linéarisation exacte et qui utilise les techniques de Lyapunov afin de concevoir un signal de commande qui compense continuellement les chutes de tension produites par les paramètres incertains. Alors que la méthode que nous avons adoptée ici est basée sur l'estimation en temps réel des paramètres incertains. Il faut, cependant, que les paramètres incertains restent constants pendant le temps d'adaptation des paramètres. À noter aussi que la majorité des applications ont été réalisées à l'aide du modèle complet du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) alors qu'on propose de le faire à l'aide du modèle réduit ce qui réduira considérablement la complexité du contrôleur et donc le temps de calcul lors de l'implantation pratique.

Devant les défis d'ordre théorique et pratique mentionnés ci dessus, nous récapitulons dans ce qui suit notre contribution. Le point principal concerne l'étude du comportement d'une commande complexe dans un environnement pratique. Pour rendre possible l'implantation pratique de la commande, on s'est fixé comme objectif de concevoir et de réaliser un banc d'essai expérimental.

Ce dernier comprend les parties suivantes:

- un moteur synchrone à aimants permanents triphasé alimenté par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions,
- un contrôleur numérique utilisant un DSP du type TMS320C31 lié à une interface d'acquisition de données,

La commande considérée est une commande non-linéaire basée sur la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties et appliquée à un moteur synchrone à aimants permanents. Les objectifs de commande sont: une régulation et/ou poursuite de vitesse jumelée à un fonctionnement à couple maximal.

Le deuxième point traité concerne la robustesse du contrôleur conçu. On vise à concevoir un contrôleur adaptatif non-linéaire afin de maîtriser l'effet des incertitudes dans les paramètres et l'effet des perturbations externes s'appliquant d'une façon brusque et imprévue.

De plus, les performances en temps réel du contrôleur adaptatif non-linéaire sont présentées et comparées avec celles d'un contrôleur linéaire robuste du type (QFT).

Le dernier point traité concerne l'étude, par voie de simulation mais surtout par des résultats pratiques, des performances de l'ensemble contrôleur adaptatif et non-linéaire-observateur d'état non-linéaire-moteur synchrone à aimants permanents.

La thèse s'articule donc autour des chapitres suivants:

Dans le premier chapitre, nous présenterons le modèle mathématique du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de Park.

Dans le deuxième chapitre, nous allons concevoir un contrôleur non-linéaire basé sur la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties afin de réguler la vitesse du MSAP et comparer ses performances à celles d'un contrôleur linéaire par retour d'état. Nous allons montrer la non robustesse du contrôleur non-linéaire conçu et sa faiblesse lors des variations paramétriques du modèle du moteur.

Dans le troisième chapitre, on se propose de concevoir des contrôleurs adaptatifs non-

linéaires qui tiennent compte des incertitudes dans les paramètres du moteur. Il s'agit de la résistance statorique et le couple de charge d'un côté et de l'inductance et du moment d'inertie de l'autre côté.

Le chapitre quatre est consacré à la présentation du banc d'essai expérimental destiné à l'implantation en temps réel. Il comprend un contrôleur numérique basé sur un DSP TMS320C31, un circuit d'acquisition, un moteur synchrone à aimants permanents et un onduleur à modulation de largeur d'impulsions. Le principe de fonctionnement de l'onduleur ainsi que la technique vectorielle de la modulation de largeur d'impulsions sont aussi présentés.

Le chapitre cinq est destiné à l'étude des performances en temps réel de l'un des deux contrôleurs adaptatifs non-linéaires conçus. Ses performances sont comparées à celles d'un contrôleur linéaire robuste du type QFT.

Dans le chapitre six, nous allons concevoir deux observateurs d'état non-linéaires qui vont résoudre le problème du délai causé par le filtrage du signal de vitesse estimé. On montre qu'en se basant sur les critères de la simplicité et des hautes performances, c'est l'observateur d'ordre réduit qui a été retenu.

Finalement, au chapitre sept, on présente les performances en temps réel de l'ensemble contrôleur adaptatif non-linéaire-moteur-observateur d'état non-linéaire. En premier lieu, on teste les performances du contrôleur qui tient compte de la résistance statorique et du couple de charge. En second lieu, on teste les performances du contrôleur qui tient compte de l'inductance et du moment d'inertie.

Une conclusion générale vient clôturer les sept chapitres de cette thèse.

CHAPITRE I

MODÉLISATION D'UN MOTEUR SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS

1.1 Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés. Historiquement, les servo-moteurs utilisant des moteurs à courant continu ont assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines outils). Cependant, leur principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certaines applications. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient et profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement. Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone

à aimants permanents (MSAP) reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir: pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique.

Ce dernier avantage lui donne la supériorité aux autres types de moteurs. Il est souvent appelé moteur à courant continu sans balais car lorsqu'il est autopiloté, ses caractéristiques coïncident avec celles d'un moteur à courant continu à excitation shunt. En effet, les travaux qui ont été consacrés au fonctionnement du MSAP autopiloté ont conclu qu'il y a une similitude entre ses caractéristiques et celles du moteur à courant continu et que le transfert des lois de commande se fait aisément. Cependant, l'autopilotage nécessite l'utilisation d'un onduleur et un capteur de position ce qui affecte sensiblement le coût du système.

Dans ce chapitre, la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents est présentée. On présente le modèle triphasé ainsi que le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (transformation de Park).

1.2 Modélisation du moteur

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique (figure 1.1) et au rotor des aimants permanents assurant son excitation. En fonction de la manière dont les aimants sont placés, on peut distinguer deux types de rotors. Dans le premier type, les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor. Dans le deuxième, par contre, les aimants sont montés à l'intérieur de la

masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. De plus, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la priorité dans l'entraînement des charges rapides.

Afin de modéliser le MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références: le moteur possède une armature symétrique non saturée ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants et une distribution sinusoïdale de la FMM créée par les enroulements au stator.

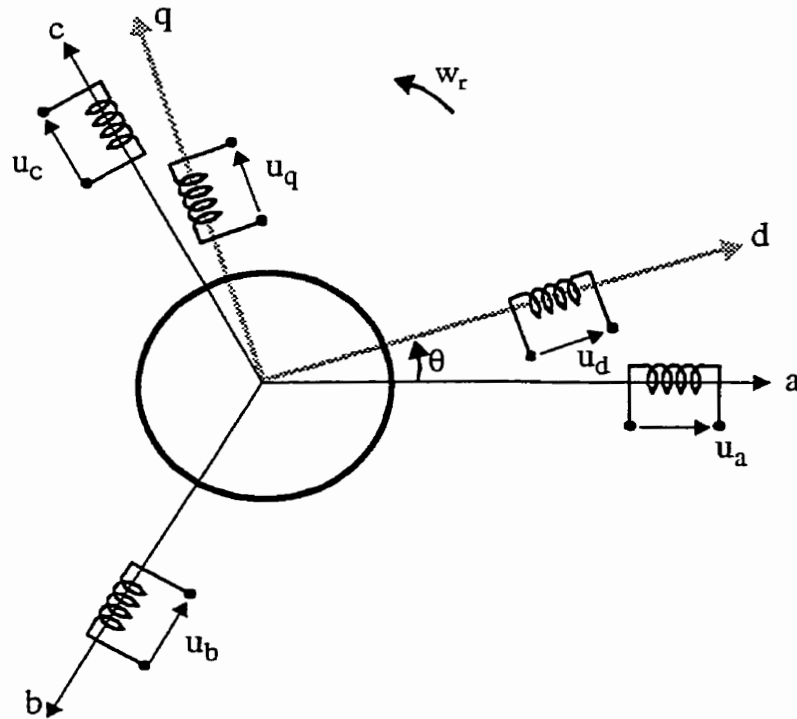


Figure 1.1 Référentiel a,b,c et référentiel d-q.

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique [1], [2], [3]. En considérant les conditions simplificatrices citées ci-haut, le modèle triphasé s'exprime par:

$$[\mathbf{v}_{abc}] = [\mathbf{R}][\mathbf{i}_{abc}] + \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\lambda}_{abc}] \quad (1.1)$$

avec:

$$[\mathbf{v}_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{i}_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad [\boldsymbol{\lambda}_{abc}] = \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{R}] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

avec v_{abc} , i_{abc} et λ_{abc} représentant respectivement les tensions de phases statoriques, les courants de phases statoriques et les flux totaux produits par les courants statoriques. R indique la résistance d'une phase statorique.

Les flux totaux λ_{abc} sont exprimés par:

$$[\boldsymbol{\lambda}_{abc}] = [\mathbf{L}][\mathbf{i}_{abc}] + [\boldsymbol{\phi}_{abc}] \quad (1.3)$$

où:

$$[\mathbf{L}] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

avec L_{ss} et M_s représentant l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques. La self-inductance est la somme de deux inductances

($L_{ss} = L_{ls} + \frac{3}{2}L_m$), l'inductance de fuite L_{ls} et l'inductance de magnétisation L_m . Les flux

$\phi_j, j = a, b, c$ sont les flux rotoriques vus par les enroulements du stator. Ils représentent les amplitudes des tensions induites dans les phases statoriques à vide.

La substitution de (1.3) dans (1.1) donne:

$$[v_{abc}] = [R][i_{abc}] + [L]\frac{d}{dt}[i_{abc}] + [\phi_{abc}] \quad (1.5)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par:

$$T_{em} = \frac{1}{\omega_r}([e_{abc}]^T[i_{abc}]) \quad (1.6)$$

où $e_{abc} = \frac{d}{dt}[\phi_{abc}]$ représentent les FÉMs produites dans les phases statorique. ω_r définit la vitesse de rotation du rotor en (rad/sec).

On remarque que le système (1.5) engendre des équations fortement non-linéaires et couplées. Pour simplifier ce problème, la majorité des travaux dans la littérature préfèrent utiliser la dite transformation de Park [4] qui, par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulement immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

La transformation de Park est définie comme suit:

$$[\mathbf{X}_{dqo}] = [\mathbf{K}_\theta][\mathbf{X}_{abc}] \quad (1.7)$$

où \mathbf{X} peut-être un courant, une tension ou un flux et θ représente la position du rotor.

Les termes x_d , x_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation \mathbf{K}_θ est donnée par:

$$[\mathbf{K}_\theta] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

dont la matrice inverse a pour forme:

$$[\mathbf{K}_\theta]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Le moteur est supposé avec une connexion étoile qui forme un système équilibré $i_a + i_b + i_c = 0$. Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (1.8) est nulle.

En appliquant la transformation (1.7) au système (1.1), on aura:

$$[\mathbf{u}_{dq}] = [\mathbf{K}_\theta][\mathbf{v}_{abc}] = [\mathbf{K}_\theta][\mathbf{R}][\mathbf{i}_{abc}] + [\mathbf{K}_\theta] \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\lambda}_{abc}] \quad (1.10)$$

ensuite, en se basant sur (1.9) et (1.5), on obtient:

$$\begin{aligned}
 [u_{dq}] &= [K_\theta][R][K_\theta]^{-1}[i_{dq}] + [K_\theta][K_\theta]^{-1}\frac{d}{dt}[\phi_{dq}] + \dots \\
 &\dots + [K_\theta]\left(\frac{d}{dt}[K_\theta]^{-1}\right)[\phi_{dq}]
 \end{aligned}
 \tag{1.11}$$

Du moment que $[R]$ est diagonale, alors:

$$[K_\theta][R][K_\theta]^{-1} = [R]$$

En utilisant:

$$[K_\theta]\frac{d}{dt}[K_\theta]^{-1} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{1.12}$$

et à l'aide de (1.11), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit:

$$[u_{dq}] = [R][i_{dq}] + \frac{d}{dt}[\lambda_{dq}] + p\omega_r[\lambda'_{dq}] \tag{1.13}$$

où:

$$\begin{aligned}
 [u_{dq}] &= \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, \quad [R] = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}, \quad [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\
 [\lambda_{dq}] &= \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix}, \quad [\lambda'_{dq}] = \begin{bmatrix} \lambda_q \\ -\lambda_d \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Et la transformation (1.8) appliquée à (1.3) donne:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_v \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

où: Φ_v , p , désignent respectivement le flux crée par les aimants au rotor et le nombre de paires de pôles. L'équation électromécanique est exprimée par:

$$T_{em} - T_L = J \frac{dw_r}{dt} + B w_r \quad (1.15)$$

avec: B , J et T_L définissent le coefficient d'amortissement, le moment d'inertie du rotor et le couple de charge. Le couple électromagnétique (T_{em}) est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer générées par les courants statoriques. Il est exprimé par:

$$T_{em} = \frac{3p}{2} (\Phi_v i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (1.16)$$

En développant le système d'équations (1.13), on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel d-q:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p w_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p w_r i_d - \frac{\Phi_v}{L_q} p w_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{dw_r}{dt} &= \frac{3p}{2J} (\Phi_v i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} T_L - \frac{B}{J} w_r \end{aligned} \quad (1.17)$$

Ce système d'équations est plus simple que celui donné en (1.1) sauf qu'il est toujours non-linéaire. À noter que si le moteur est à entrefer constant (sans pièces polaires $L_d = L_q$), le modèle sera encore plus simple comme l'indique le système d'équations suivant:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + p\omega_r i_q + \frac{1}{L}u_d \quad (1.18)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - p\omega_r i_d - \frac{\Phi_v}{L}p\omega_r + \frac{1}{L}u_q$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J}\Phi_v i_q - \frac{1}{J}T_L - \frac{B}{J}\omega_r$$

$$T_{em} = 1,5p\Phi_v i_q$$

Le terme $1,5p((L_d - L_q)i_d i_q)$ formant le couple de réductance est nul dans ce cas.

À partir du système (1.17), on peut représenter le MSAP par un bloc diagramme illustré par figure 1.2.

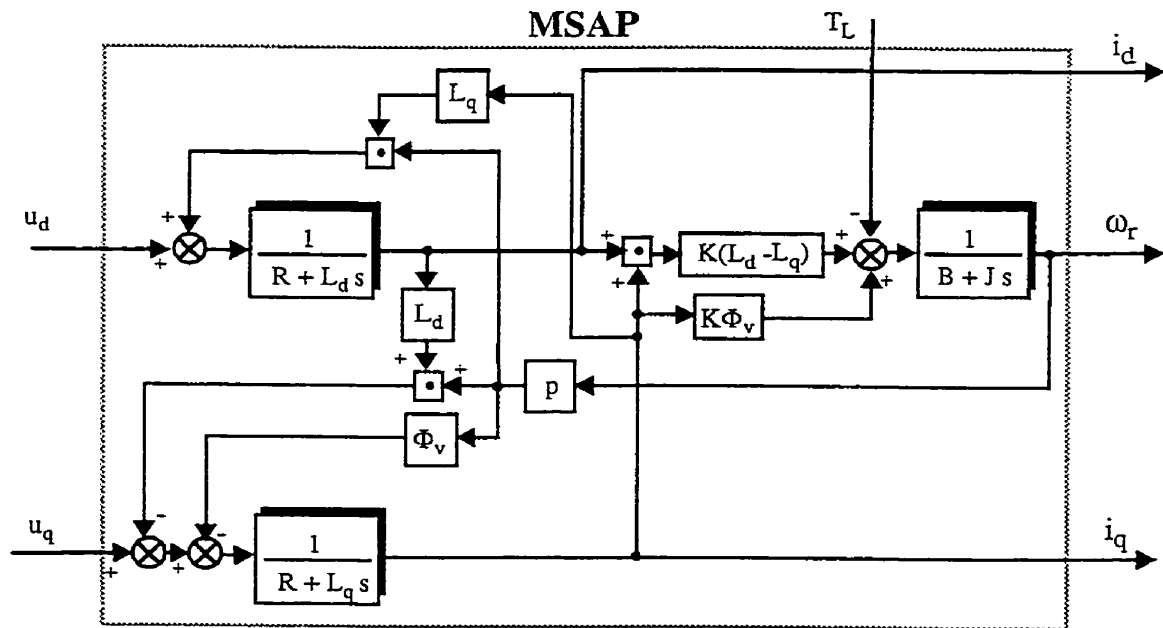


Figure 1.2 Bloc diagramme de la MSAP dans le référentiel d-q

On remarque que le bloc diagramme est composé de plusieurs blocs linéaires illustrant la relation qui existe entre les entrées (commandes), les états et les sorties. Les trois types de non-linéarités $w_r i_d$, $w_r i_d$ et $i_q i_d$ sont représentées par les trois blocs de multiplication. De plus, les dynamiques du système sont représentées par trois fonctions de transfert. Deux fonctions de transfert donnant la dynamique rapide (courants) et une fonction de transfert qui définit la dynamique lente (vitesse).

Finalement, dans le tableau 1.1 on donne les paramètres nominaux du moteur dont on dispose au laboratoire:

Paramètre	valeur
Puissance nominale	3.0 [KW]
Vitesse maximale	3900 [RPM] à 195 [Hz]
Tension nominale de ligne	210 [V]
Courant nominal	7.0 [A]
Résistance d'une phase	1.2 [Ω]
Couple nominal	5 [Nm]
Couple à l'arrêt	9.5 [Nm]
Inductance synchrone	11 [mH]
Nombre de paires de pôles	3
Flux à vide	0.18 [Wb]
Moment d'inertie du moteur seul	0.00059 [Kg.m ²]
Moment d'inertie total (avec le moteur à courant continu)	0.006 [Kg.m ²]
Frottement	0.0001 [Nm.sec/rad]
Constante du couple	0.81 [Nm/A]

Table 1.1: Paramètres du moteur synchrone à aimants permanents utilisé

1.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle dynamique du moteur synchrone à aimants permanents. Le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage de ses équations. On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de trois. Les équations obtenues par la transformation de Park engendrent des phénomènes identiques aux phénomènes liés à la machine à courant continu ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles.

CHAPITRE 2

APPLICATION DE LA COMMANDE NON-LINÉAIRE PAR LINÉARISATION AU SENS DES ENTRÉES-SORTIES POUR LA RÉGULATION DE VITESSE DU MOTEUR SYNCHRONÉ À AIMANTS PERMANENTS

2.1 Introduction

La conception d'un contrôleur donné dépend de la nature du système lui-même et de la qualité de son modèle dynamique. L'intérêt constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises. Les modèles résultants sont souvent non-linéaires et les outils fondamentaux de synthèse de lois de commande dans le domaine linéaire deviennent insuffisants ce qui oblige d'avoir recours à de nouvelles méthodes. Plusieurs techniques d'analyse de ce type de systèmes sont présentement disponibles et chacune d'elles dépend du degré des non-linéarités et de l'ordre du système considéré. Les systèmes appelés quasi-linéaires où les non-linéarités ne sont pas prononcées, permettent d'utiliser la technique de linéarisation de premier ordre,

maintenant maîtrisée. Dans ce cas, le système non-linéaire peut être approximativement représenté dans une région linéaire en linéarisant ses équations autour d'un point d'opération. Cette solution reste, cependant, valable uniquement autour de ce point d'opération car il est difficile d'élargir la solution afin de l'appliquer à d'autres régions. D'autre part, les techniques de linéarisation de premier ordre sont généralement appliquées aux problèmes où on n'autorise que de faibles perturbations, situation qui concerne en particulier, les machines électriques. En effet, plusieurs techniques de commande ont été développées (commande à flux orienté, commande prédictive etc.). Les contrôleurs conçus restent, cependant, très dépendant du point de fonctionnement considéré et surtout du taux de variation des non-linéarités du modèle du moteur. Si ces non-linéarités deviennent très prononcées, la linéarisation de premier ordre n'est donc plus valable et les contrôleurs perdent automatiquement leurs performances et peuvent rendre le système instable.

Cette situation a poussé les chercheurs à s'orienter de plus en plus vers les techniques de la commande non-linéaire basée sur la théorie de la géométrie différentielle. Cette commande a été introduit principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Présentement, plusieurs méthodes traitant le sujet sont disponibles ([5], [6], [7], [8], [23], [25], [26], [27], [43]). Parmi ces méthodes, on trouve la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties introduite par [47] et par la suite par [5]. Son principe consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non-linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire.

Dans ce chapitre, on présente le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties. Nous allons concevoir un contrôleur non-linéaire basé sur cette technique afin de réguler la vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents et comparer ses performances à celles d'un contrôleur linéaire par retour d'état. À la fin du chapitre, nous allons montrer les limitations et les faiblesses du contrôleur non-linéaire lorsqu'on est en présence d'incertitudes dans les paramètres du moteur.

2.2 Outils mathématiques

Dans cette section, nous présentons quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.

2.2.1 Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire lisse $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur ligne $\nabla h(x)$, défini par $(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$. D'une façon similaire, le gradient d'un

champ de vecteur $f(x)$ est défini par le Jacobien de f (matrice de $(n \times n)$ éléments) comme

$$\text{suit: } (\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}.$$

2.2.2 Dérivée de Lie

Soient $f: R^n \rightarrow R^n$ un champ de vecteurs et $h: R^n \rightarrow R$ une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée $L_f h$, donnant la dérivée de $h(x)$ dans la direction de $f(x)$, tel que:

$$L_f h = \nabla h \cdot f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \dots \\ f_n \end{bmatrix}$$

Pour un ordre quelconque, on a:

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) \cdot f \quad i = 1, 2, \dots$$

et:

$$L_f^0 h = h$$

De plus, si g est un autre champ de vecteurs alors la fonction scalaire $L_g L_f h(x)$ est donnée par:

$$L_g L_f h(x) = \nabla(L_f h)g$$

2.2.3 Crochets de Lie

Soient f et g deux champs de vecteurs dans R^n . Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteurs défini par:

$$[f, g](x) = ad_f g(x) = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x)$$

où $\frac{\partial g}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial x}$ sont des matrices Jacobiennes. L'application des crochets de Lie successives donne:

$$\begin{aligned} ad_f^0 g(x) &= g(x) \\ ad_f^1 g(x) &= [f, g](x) \\ &\dots\dots\dots \\ ad_f^k g(x) &= [f, ad_f^{k-1} g](x) \end{aligned}$$

2.2.4 Difféomorphisme

La fonction $\phi : R^n \rightarrow R^n$ définie dans une région $\Omega \subset R^n$ est appelée difféomorphisme si elle vérifie les deux conditions suivantes:

- ϕ est inversible, i.e, il existe une fonction ϕ^{-1} tel que:

$$\phi^{-1}(\phi(x)) = x$$

pour tout $x \in \Omega \subset R^n$ et

- ϕ^{-1} et ϕ sont des fonctions lisses.

Le difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non-linéaire en un autre système non-linéaire en effectuant un changement de variables de la forme:

$$z = \phi(x)$$

où $\phi(x)$ représente n variables:

$$\phi(x) = \begin{bmatrix} \phi_1(x) \\ \phi_2(x) \\ \dots \\ \phi_n(x) \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix}$$

À noter que si $\phi^{-1}(z)$ existe pour tout $z \subset R^n$, le difféomorphisme est dit global. Dans le cas contraire, le difféomorphisme est appelé local et on doit le considérer seulement autour de la région $\Omega \subset R^n$.

2.3 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu. Plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer sont maintenant disponibles [5], [7], [6], [8]. Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée v , en effectuant un bon choix de la loi linéarisante. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques. Avant tout, on considère que le système non-linéaire de p entrées et p sorties a pour forme:

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) \cdot u_i \quad (2.1)$$

$$y_i = h_i(x) \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (2.2)$$

où $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T \in R^n$ est le vecteur des états, $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T \in R^p$ est le vecteur des commandes et $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_p]^T \in R^p$ représente le vecteur des sorties. f, g_j sont des champs de vecteurs lisses et $h_i, i = 1, 2, \dots, p$ est une fonction lisse.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression:

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{r_j-1} h_j(x)) u_i \quad j = 1, 2, \dots, p \quad (2.3)$$

où: $L_f^i h_j$ et $L_{g_i}^i h_j$ sont les $i^{\text{ème}}$ dérivées de Lie de h_j respectivement dans la direction de f et g_i . r_j est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression (2.3) et est connu sous le nom du degré relatif correspondant à la sortie y_j .

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus

à l'aide de (2.3) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système: $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$.

On dit que le système (2.1) a pour degré relatif (r) s'il vérifie:

$$L_{g_i} L_f^k h_j = 0 \quad 0 < k < r_j - 1, 1 \leq j \leq p, 1 \leq i \leq p$$

et:

$$L_{g_i} L_f^k h_j \neq 0 \quad k = r_j - 1$$

Dans le cas où le degré relatif total est égal à l'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées-états. Si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation au sens des entrées-sorties.

Pour trouver l'expression de la loi linéarisante u qui permet de rendre linéaire la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on récrit l'expression (2.3) sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \zeta(x) + D(x) \cdot u \quad (2.4)$$

où:

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

et:

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

où $D(x)$ est appelée matrice de découplage du système.

Si on suppose que $D(x)$ n'est pas singulière, la loi de commande linéarisante a pour forme:

$$u = D(x)^{-1} \cdot (-\zeta(x) + v) \quad (2.7)$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $D(x)$ est inversible. Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure 2.1.

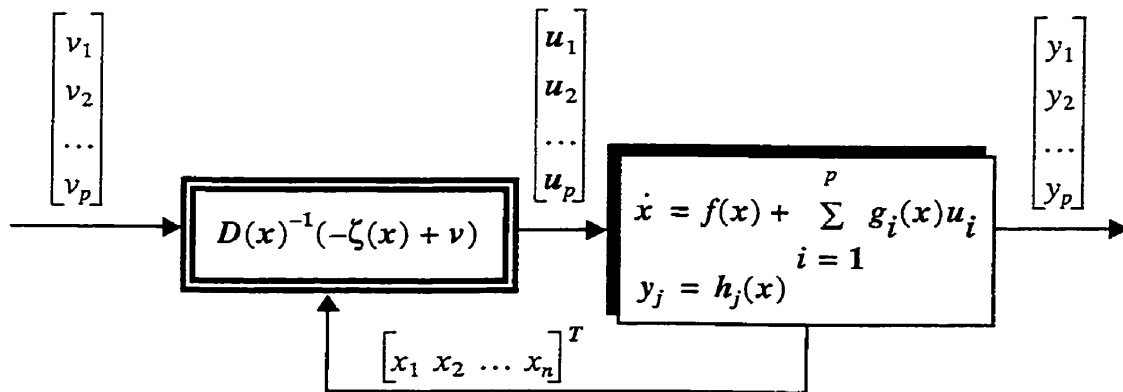


Figure 2.1 Schéma bloc du système linéarisé

En remplaçant (2.7) dans (2.1), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

$$y_i^{(r_i)} = v_i \quad (2.8)$$

ou plus explicitement par:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_1 & \dots & v_p \end{bmatrix}^T \quad (2.9)$$

ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique stable par une bonne conception du nouveau vecteur d'entrée $v = [v_1 \ \dots \ v_p]^T$.

Remarquons que l'expression (2.8) représente p intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable (figure 2.2).

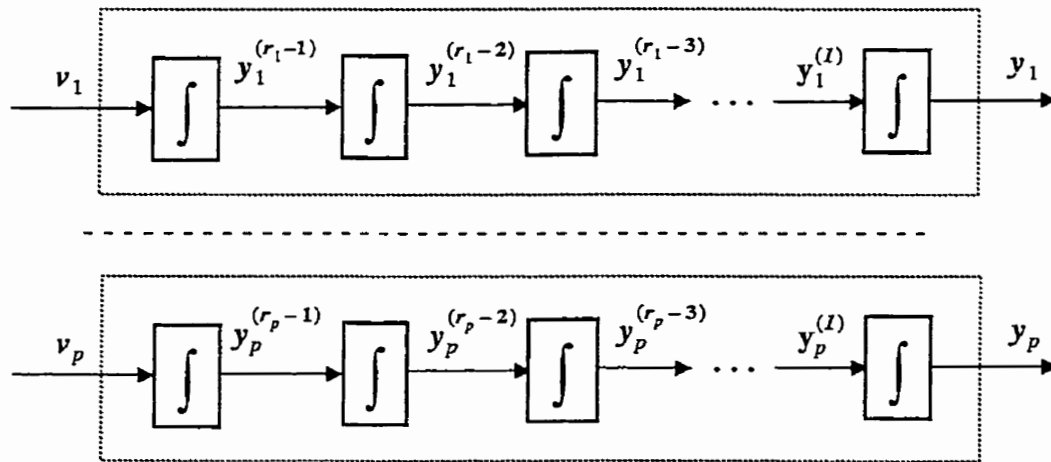


Figure 2.2 dynamique du système linéarisé.

Ce comportement indésirable nécessite une mise en forme canonique. Cela est réalisé en effectuant un changement de variable basé sur la propriété donnée par la section (2.2.3).

2.3.1 Mise sous forme canonique

Supposons que le système (2.1) a des degrés relatifs $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$ et que $r = \sum_{i=1}^p r_i \leq n$ où n est l'ordre du système. On définit r fonctions $(\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_r)$ qui permettent d'écrire:

$$\begin{aligned} z &= (\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{r_1}, \phi_{r_1+1}, \dots, \phi_r) \\ &= (h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{r_1-1} h_1, h_2, \dots, L_f^{r_2-1} h_2, h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Selon la valeur de $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$, on peut distinguer deux cas possibles:

cas 1: ($r = r_1 + r_2 + \dots + r_p = n$). Dans ce cas, l'ensemble des fonctions $\phi^k = L_f^{k-1} h_i$ avec $1 \leq k \leq r_i$ et $1 \leq i \leq p$ définissent un difféomorphisme, tel que:

$$\phi = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \dots \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{r_1-1} h_1]^T \\ \dots \\ [h_p, L_f h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p]^T \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

cas 2: ($r = r_1 + r_2 + \dots + r_p < n$). Dans ce cas, il est possible de trouver $(n - r)$ autres fonctions ϕ^k , ($r + 1 \leq k \leq n$) pour que ϕ^k , ($1 \leq k \leq n$) soit de rang n . On introduit un vecteur de variables complémentaires η de sorte que:

$$\begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \dots \\ \eta_{n-r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{r+1} \\ \phi_{r+2} \\ \dots \\ \phi_n \end{bmatrix}.$$

Dans les nouvelles coordonnées, le système (2.1) s'écrit:

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= z_2 \\
 \dot{z}_2 &= z_3 \\
 &\dots\dots\dots \\
 \dot{z}_{r_1-1} &= z_{r_1} \\
 \dot{z}_{r_1} &= L_f^{r_1} h_1 + \sum_{j=1}^p L_{g_j}^{r_1-1} h_1 u_j \\
 \dot{z}_{r_1+1} &= z_{r_1+2} \\
 &\dots\dots\dots \\
 \dot{z}_r &= L_f^{r_p} h_p + \sum_{j=1}^p L_{g_j}^{r_p-1} h_p u_j
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

Pour les $n - r$ autres fonctions, il est difficile de trouver une forme détaillée des nouvelles variables, toutefois on les note d'une façon générale par $\dot{\eta} = \psi(z, \eta) + \Theta(z, \eta)u$.

En ce qui concerne la sortie, le vecteur $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_p]^T$ peut être écrit dans les nouvelles coordonnées par:

$$\begin{aligned}
 y_1 &= z_1 \\
 y_2 &= z_{r_1+1} \\
 &\dots\dots\dots \\
 y_p &= z_{r_1+\dots+r_{p-1}+1}
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

En appliquant la loi linéarisante (2.7) au système (2.12) nous obtenons:

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} A_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & A_{r_p} \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} B_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & B_{r_p} \end{bmatrix} u \quad (2.14)$$

$$\dot{\eta} = \psi(z, \eta) + \Theta(z, \eta)u$$

avec:

$$A_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \in R^{r_i \times r_i}, \quad B_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \in R^{r_i}, \quad C_{r_i} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$$

et pour la sortie:

$$y = \begin{bmatrix} C_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & C_{r_p} \end{bmatrix} z \quad (2.15)$$

2.3.2 Conception du nouveau vecteur de commande v

Le vecteur v est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire:

$$v_j = y_{d_j}^{(r_j)} + k_{r_j-1}(y_{d_j}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + k_1(y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad (2.16)$$

où les vecteurs $\left\{ y_{d_j}, y_{d_j}^{(1)}, \dots, y_{d_j}^{(r_j-1)}, y_{d_j}^{(r_j)} \right\}$ définissent les trajectoires de référence imposées

pour les différentes sorties. Si les k_i sont choisis de façon à ce que le polynôme

$s^{r_j} + k_{r_j-1}s^{r_j-1} + \dots + k_2s + k_1 = 0$ soit un polynôme d'Hurwitz (possède des racines

avec des parties réelles négatives), alors on peut montrer que l'erreur

$$e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t) \text{ satisfait } \lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0 .$$

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure 2.3 suivante:

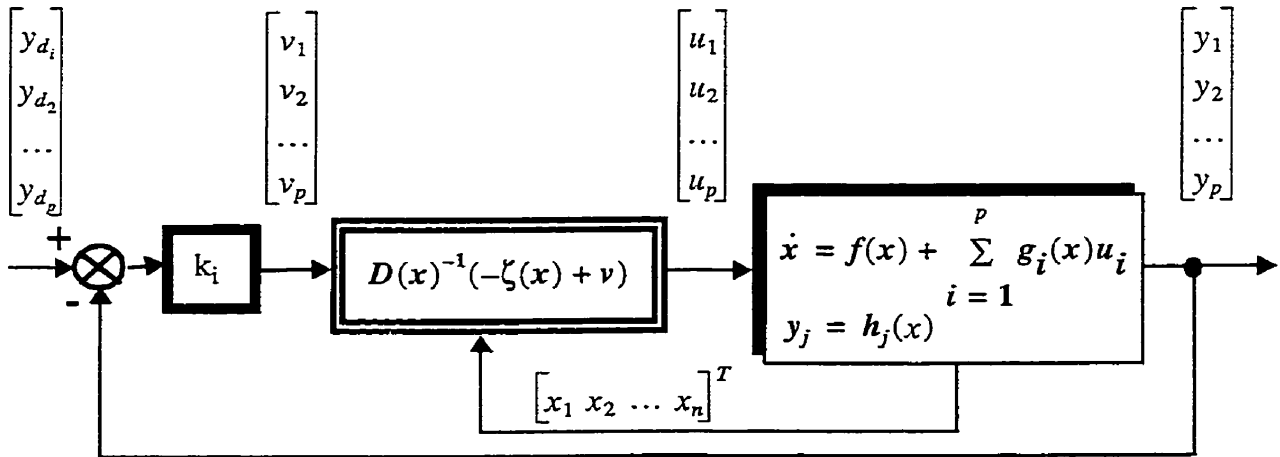


Figure 2.3 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée.

2.4 Application au moteur

Rappelons que les équations dynamiques du MSAP dans le référentiel d-q sont:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\omega_r i_q + \frac{1}{L_d}u_d \quad (2.17)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_d - \frac{\Phi_v}{L_q}p\omega_r + \frac{1}{L_q}u_q$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J}(\Phi_v i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{1}{J}T_L - \frac{B}{J}\omega_r$$

Le couple de charge T_L n'apparaît pas dans ces équations car il est considéré comme une perturbation. Le système d'équations est réécrit sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées-sorties comme suit:

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x) \cdot u_d + g_2(x) \cdot u_q \quad (2.18)$$

où le vecteur des états x et des commandes u sont:

$$x = [i_d \ i_q \ \omega_r]^T \text{ et } u = [u_d \ u_q]^T \quad (2.19)$$

avec:

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\omega_r i_q \\ -\frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_d - \frac{\Phi_v}{L_q}p\omega_r \\ \frac{3p}{2J}(\Phi_v i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{B}{J}\omega_r \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

et:

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

On s'est donné comme objectif d'assurer la régulation de vitesse du moteur tout en maintenant un fonctionnement à couple maximal (où la composante longitudinale des courants statoriques i_d est forcée à rester nulle en tout temps). Pour ce faire, on applique à son modèle une linéarisation au sens des entrées-sorties qui assure un découplage total entre les commandes et les sorties. Dans ce volet, les sorties doivent être la vitesse du rotor (ω_r) et le courant (i_d):

$$y_1 = i_d \quad \text{et} \quad y_2 = \omega_r \quad (2.22)$$

Ces deux sorties doivent suivre les trajectoires qu'on leur impose. La stratégie de fonctionnement à couple maximal nous mène à imposer $i_{d,ref} = 0$ tandis que la vitesse doit suivre sa référence qui peut être un échelon ou une trajectoire quelconque définie par ω_{ref} . Pour la première sortie (i_d) on a:

$$y_1 = i_d = h_1(x), \quad \nabla h_1 = [1 \ 0 \ 0] \quad (2.23)$$

En la dérivant par rapport au temps, on aura:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u_d + L_{g_2} h_1(x) u_q \quad (2.24) \\ &= \frac{\partial h_1}{\partial x} \cdot f(x) + \frac{\partial h_1}{\partial x} \cdot g_1(x) \cdot u_d + \frac{\partial h_1}{\partial x} \cdot g_2(x) \cdot u_q \\ &= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \end{aligned}$$

ainsi, l'entrée u_d apparait dans l'expression (2.24). On arrête ici et on note, pour cette sortie, un degré relatif $r_1 = 1$. Pour la deuxième sortie, on a:

$$y_2 = \omega_r = h_2(x), \quad \nabla h_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

En la dérivant une fois, on a:

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 &= L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_d + L_{g_2} h_2(x) u_q \\ &= \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot f(x) + \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot g_1(x) \cdot u_d + \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot g_2(x) \cdot u_q \\ &= \frac{3p}{2J} (\Phi_v i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{B}{J} \omega_r \end{aligned} \quad (2.26)$$

Remarquons qu'aucune entrée n'apparait. On est donc obligé de dériver une autre fois:

$$\begin{aligned} \ddot{y}_2 &= L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} (L_f h_2(x)) \cdot u_d + L_{g_2} (L_f h_2(x)) \cdot u_q \\ &= \Lambda (L_d - L_q) i_q f_1(x) + \Lambda (\Phi_v + (L_d - L_q) i_d) f_2(x) - \frac{B}{J} f_3(x) + \\ &\quad \frac{\Lambda (L_d - L_q)}{L_d} i_q u_d + \frac{\Lambda (\Phi_v + (L_d - L_q) i_d)}{L_q} u_q \end{aligned} \quad (2.27)$$

avec:

$$\Lambda = \frac{3p}{2J} \quad (2.28)$$

où: $f_2(x)$ et $f_3(x)$ sont donnés par (2.20). Les deux entrées (u_d et u_q) apparaissent dans (2.24) et le degré relatif est donc ($r_2 = 2$). Le degré relatif total est $r = r_1 + r_2 = n = 3$ et donc nous avons effectué une linéarisation exacte. Aucune dynamique interne n'est à considérer.

En regroupant les expressions (2.24) et (2.27), on obtient la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 & \ddot{y}_2 \end{bmatrix}^T = \zeta(x) + D(x) \cdot u \quad (2.29)$$

où:

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q \\ \Lambda(L_d - L_q) i_q f_1(x) + \Lambda(\Phi_v + (L_d - L_q) i_d) f_2(x) - \frac{B}{J} f_3(x) \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

et:

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{\Lambda(L_d - L_q)}{L_d} i_q & \frac{\Lambda(\Phi_v + (L_d - L_q) i_d)}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

La matrice $D(x)$ est inversible si la condition suivante est vérifiée,

$$\det[D(x)] = \frac{\Lambda(\Phi_v + (L_d - L_q) i_d)}{L_q L_d} \neq 0 \text{ ou encore } \Phi_v \neq (L_q - L_d) i_d$$

Ainsi, la loi de commande linéarisante qui assure le découplage est exprimée par:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \left(\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} - \zeta(x) \right) \quad (2.32)$$

où:

$$D(x)^{-1} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ \frac{-(L_d - L_q) i_q L_q}{(\Phi_v + (L_d - L_q) i_d)} & \frac{L_q}{\Lambda(\Phi_v + (L_d - L_q) i_d)} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

En remplaçant l'expression (2.32) dans celle donnée en (2.29) on obtient un système linéaire totalement découplé de la forme:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 & \ddot{y}_2 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 \end{bmatrix}^T \quad (2.34)$$

Les nouvelles entrées (v_1, v_2) doivent être conçues pour nous assurer que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_1 = i_{dref} \quad \text{et} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} y_2 = \omega_{ref} \quad (2.35)$$

pour cela, on procède par placement de pôles. Dans le cas général, et pour un problème de poursuite de trajectoires, on a:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_d \cdot (i_{dref} - i_d) \\ \ddot{\omega}_{ref} + k_{w_1}(\dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}_r) + k_{w_2}(\omega_{ref} - \omega_r) \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Mais si la trajectoire imposée est un échelon, alors on a $\ddot{\omega}_{ref} = \dot{\omega}_{ref} = 0$, et l'expression (2.36) devient:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_d \cdot (i_{dref} - i_d) \\ -k_{w_1} \dot{\omega}_r + k_{w_2}(\omega_{ref} - \omega_r) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Le schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée est représenté par la figure 2.1 suivante:

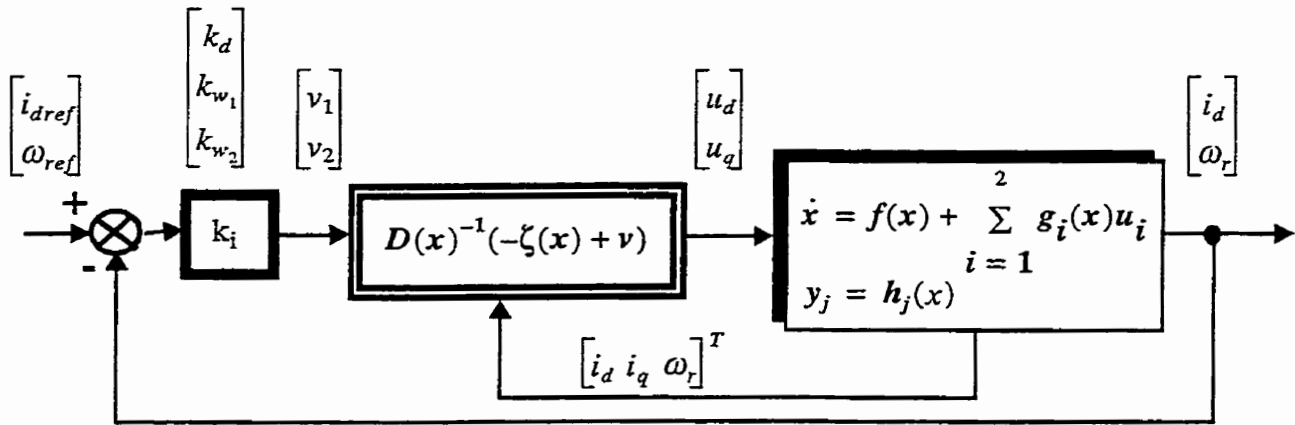


Figure 2.4 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

On a décidé d'imposer les pôles suivants (-10, -0.125, -4000) pour que le système bouclé soit stable et que sa réponse n'est aucun dépassement. Les gains du contrôleurs sont alors:

$$\begin{bmatrix} k_d \\ k_{w_1} \\ k_{w_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10 \\ 500 \\ 4000 \end{bmatrix}$$

Nous avons jugé intéressant de comparer les performances du contrôleur non-linéaire avec un contrôleur linéaire classique. Le choix a été porté sur le contrôleur linéaire par retour d'état du fait que les deux contrôleurs utilisent la méthode de placement de pôles. Pour ce faire, le principe du retour d'état linéaire et son application au moteur sont présentés dans la section suivante.

2.5 Commande linéaire par retour d'état

Pour concevoir le contrôleur linéaire par retour d'état, on doit effectuer deux étapes: la linéarisation du système autour d'un point d'opération et le calcul de la matrice des gains K qui permet de réaliser le placement des pôles souhaités. Avant tout, on doit vérifier que le système est contrôlable.

Une fois que le système est linéarisé, on lui applique une commande par retour d'état de la forme $u = K \cdot x + r$ où les sorties sont forcées de suivre une certaine référence définie par le vecteur r .

Puisque le MSAP forme un système multivariable, le calcul de la matrice K n'est pas aussi direct que pour le cas monovarié. Plusieurs méthodes existent, cependant, nous avons utilisé la méthode présentée par C. T. Chen dans son livre [9].

2.5.1 Linéarisation du système autour d'un point d'opération

On considère un système régi par l'équation dynamique suivante:

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \quad (2.38)$$

où $f \in R^n$ est une fonction non-linéaire des états $x \in R^n$ et des commandes $u \in R^m$. On désire linéariser cette équation autour du point d'opération (x^o, u^o) .

Si on suppose que le système n'est pas sujet à de grandes perturbations, on peut représenter l'équation (2.38) par la série de Taylor comme suit:

$$\begin{aligned} f(x, u) \cong & f(x^o, u^o) + \frac{\partial}{\partial x}(f(x, u)) \Big|_{x=x^o, u=u^o} \cdot (x - x^o) + \dots \\ & \dots + \frac{\partial}{\partial u}(f(x(t), u(t))) \Big|_{x=x^o, u=u^o} \cdot (u - u^o) \end{aligned} \quad (2.39)$$

En fixant le point d'opération, on a:

$$\underline{\dot{x}} = \underline{\dot{x}^o} + \underline{\delta\dot{x}} \quad \Rightarrow \quad \underline{\dot{x}} = \underline{\dot{x}^o} + \underline{\delta\dot{x}} \quad (2.40)$$

$$\underline{u} = \underline{u^o} + \underline{\delta u} \quad (2.41)$$

Pour que le système soit en équilibre autour de ce point d'opération, il doit vérifier la condition suivante:

$$f(x^o, u^o) = 0 \quad (2.42)$$

De cette façon, le système linéarisé s'exprime par:

$$\underline{\delta\dot{x}} = A \cdot \underline{\delta x} + B \cdot \underline{\delta u} \quad (2.43)$$

où: A et B sont des matrices dites Jacobiennes définies par:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \dots & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}_{(x^o, u^o)}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \dots & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial u_m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_m}{\partial u_1} & \dots & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial u_m} \end{bmatrix}_{(x^o, u^o)} \quad (2.44)$$

2.5.2 Principe de la méthode par retour d'état

Soit le système linéaire:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{2.45}$$

où $x \in R^n$, $y \in R^q$, $u \in R^p$ et $A(n \cdot n)$, $B(n \cdot p)$, $C(q \cdot n)$, $D(q \cdot p)$ sont des matrices réelles et constantes. Il a été montré que si le système considéré est commandable, on peut imposer à notre système en boucle fermée n'importe quelle dynamique stable. Cela signifie qu'on peut influencer directement la dynamique du système en boucle fermée. Cette méthode est connue sous le nom de la méthode par retour d'état ou méthode de placement de pôles. Son principe consiste à remplacer l'entrée du système u par $u = K \cdot x + r$, où r désigne le vecteur des références. $K(p \cdot n)$ représente la matrice des gains. Le système en boucle fermée a pour forme:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= (A + B \cdot K)x + B \cdot r \\ y &= (C + D \cdot K)x + D \cdot r\end{aligned}\tag{2.46}$$

Le travail consiste donc à calculer la matrice des gains K qui place les pôles en boucle fermée. Cependant, il est recommandé de mettre le système en boucle ouverte sous la forme canonique avant de lui imposer la nouvelle dynamique. En effet, on peut transformer le système (2.45) sous la forme canonique en effectuant le changement de variable suivant:

$$\bar{x} = Px\tag{2.47}$$

ce qui rend le système en boucle fermée sous la forme:

$$\dot{\bar{x}} = (\bar{A} + \bar{B} \cdot \bar{K}) \cdot \bar{x} + \bar{B} \cdot r\tag{2.48}$$

avec:

$$\bar{A} = PAP^{-1}, \quad \bar{B} = PB \quad (2.49)$$

Les valeurs propres de $(\bar{A} + \bar{B} \cdot \bar{K})$ doivent correspondre aux pôles imposés définis par l'équation caractéristique:

$$\text{Det}(sI - (\bar{A} + \bar{B} \cdot \bar{K})) = \prod_{i=1}^n (s - \lambda_i) \quad (2.50)$$

où les pôles λ_i peuvent être arbitrairement choisis (réels ou complexes).

Cependant, pour appliquer le retour d'état au système réel, la matrice des gains K doit être convertie en utilisant le changement de variables inverse:

$$K = \bar{K} \cdot P \quad (2.51)$$

2.5.3 Application au moteur

Les équations d'état du MSAP sont données en (2.17). Trois types de non-linéarités sont présentes dans le modèle ($i_d \cdot i_q$, $\omega_r \cdot i_q$ et $\omega_r \cdot i_d$). On désire linéariser ce modèle autour du point d'opération:

$$\underline{x}^o = \begin{bmatrix} i_d^o & i_q^o & \omega_r^o \end{bmatrix}^T \quad \text{et} \quad \underline{u}^o = \begin{bmatrix} u_d^o & u_q^o \end{bmatrix}^T \quad (2.52)$$

En utilisant l'expression (2.45) et les équations du moteur (2.17), on peut calculer les deux matrices **A** et **B**:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q p}{L_d} \omega_r^o & \frac{L_q p}{L_d} i_q^o \\ -\frac{L_d p}{L_q} \omega_r^o & \frac{R}{L_q} & -\left(\frac{p \Phi_v}{L_q} + \frac{L_d p}{L_q} i_d^o\right) \\ \frac{3p(L_d - L_q)}{2J} i_q^o & \left(\frac{3p \Phi_v}{2J} + \frac{3p(L_d - L_q)}{2J} i_d^o\right) & -\frac{D}{J} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix}^T$$

Pour que le système soit en équilibre autour du point d'opération, on doit vérifier que:

$$-\frac{R}{L_d} i_d^o + \frac{2L_q p}{L_d} \omega_r^o i_q^o + \frac{1}{L_d} u_d^o = 0 \quad (2.54)$$

$$-\frac{L_d p}{L_q} \omega_r^o i_d^o - \frac{R}{L_q} i_q^o - \left(\frac{p \Phi_v}{L_q} + \frac{L_d p}{L_q} i_d^o\right) \omega_r^o + \frac{1}{L_q} u_q^o = 0$$

$$\frac{3p(L_d - L_q)}{2J} i_q^o i_d^o + \left(\frac{3p \Phi_v}{2J} + \frac{3p(L_d - L_q)}{2J} i_d^o\right) i_q^o - \frac{D}{J} \omega_r^o = 0$$

Il doit exister un point d'opération différent de l'origine qui rend les valeurs propres de la matrice Jacobienne A dans la partie gauche du plan complexe (système stable). Le point d'opération choisi est:

$$\begin{bmatrix} i^o_d & i^o_q & \omega_r^o \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 50 \end{bmatrix}^T \quad (2.55)$$

qui correspond à un moteur fonctionnant à vide sous la stratégie à couple maximal. Ainsi, on trouve:

$$\begin{bmatrix} u^o_d & u^o_q \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 0 & 27 \end{bmatrix}^T \quad (2.56)$$

Le choix de la matrice des gains K se repose sur la localisation des pôles qu'on désire imposer au système. En considérant les mêmes pôles que pour le contrôleur non-linéaire, on peut déduire la matrice des gains K qui sera dans ce cas:

$$K = \begin{bmatrix} k_{d1} & k_{q1} & k_{w1} \\ k_{d2} & k_{q2} & k_{w2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,09 & 1,4286 & 0,00747 \\ 1,87 & 42,8 & 0,48939 \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

Le schéma bloc de la commande linéaire par retour d'état appliquée au MSAP est donné à la figure 2.5:

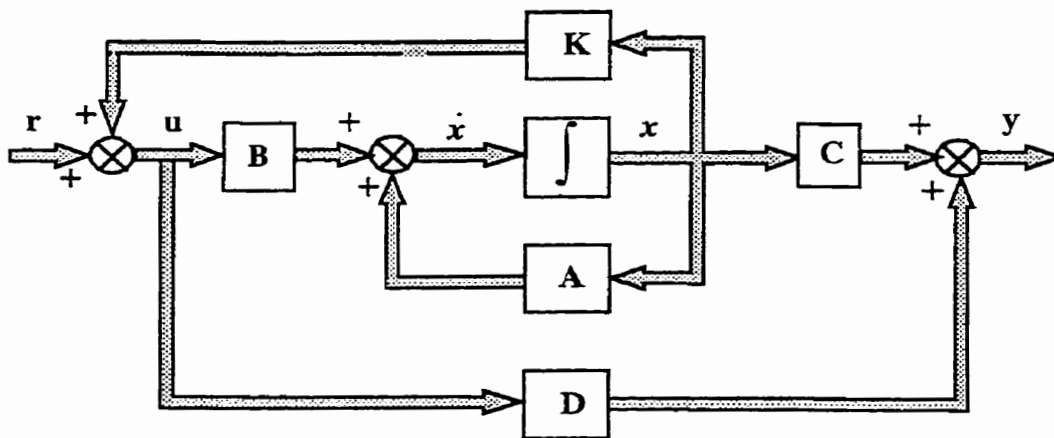


Figure 2.5 Schéma bloc de la commande linéaire par retour d'état.

2.6 Comparaison des performances des deux contrôleurs

Nous allons dans ce qui suit simuler le comportement des deux contrôleurs présentés en utilisant les paramètres du moteur donnés par le tableau 1.1 du chapitre 1. Notons que nous avons $L_d = L_q$. Les figures (2.6 et 2.7) montrent les courbes de la vitesse ω_r , du courant i_d et du courant i_q quand on applique un échelon de vitesse de 50 rad/sec et le moteur fonctionne à vide. Les figures (2.8 et 2.9) montrent le cas où on applique, en régime permanent, des échelons de couple de charge de 1 Nm. On remarque bien la supériorité du contrôleur non-linéaire qui corrige l'effet de la perturbation du couple alors que le contrôleur linéaire perd ses performances et provoque des erreurs de vitesse considérables. À noter que l'erreur de vitesse et du courant i_d produite par le contrôleur linéaire par retour d'état en régime permanent est causée par la non existence d'intégrateur dans le système linéarisé en boucle ouverte. On a aussi soumis les contrôleurs à une perturbation de couple élevée ($T_L = 6$ Nm). Dans ce cas, le contrôleur linéaire perd complètement ses performances rendant le système instable (figures 2.10). Le contrôleur non-linéaire, par contre, garde les mêmes performances et donne des résultats très concluants (figure 2.11). Notons finalement que les erreurs de vitesse et du courant i_d produites par le contrôleur linéaire sont causées par la non existence d'intégrateurs dans le modèle linéarisé en boucle ouverte. On peut ajouter un effet intégral dans le modèle en considérant le modèle complet du MSAP ($i_d, i_q, \theta, \omega_r$) au lieu du modèle réduit considéré (i_d, i_q, ω_r). Cependant, on a vu que la commande non-linéaire a engendrée deux intégrateurs en cascade boucle ouverte. Elle sera donc toujours supérieure sur la commande linéaire par retour d'état.

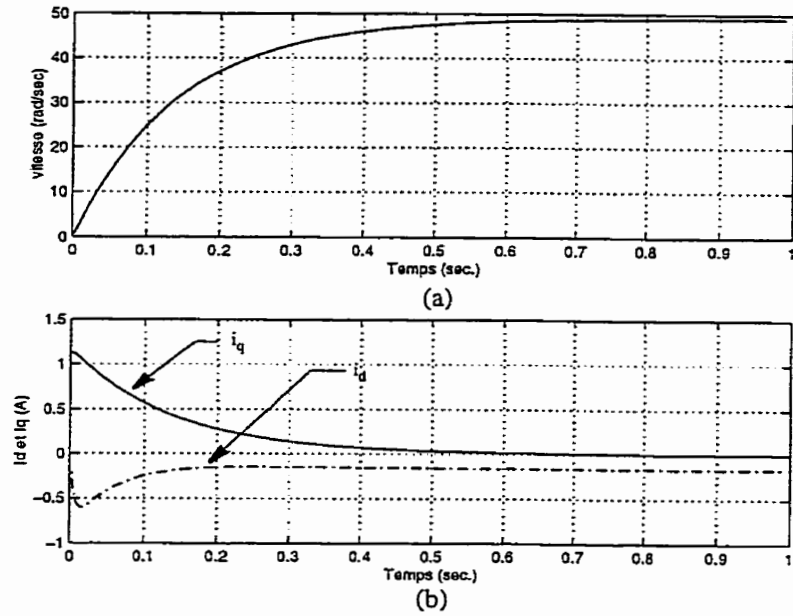


Figure 2.6 Contrôleur linéaire par retour d'état à vide.
(a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q .

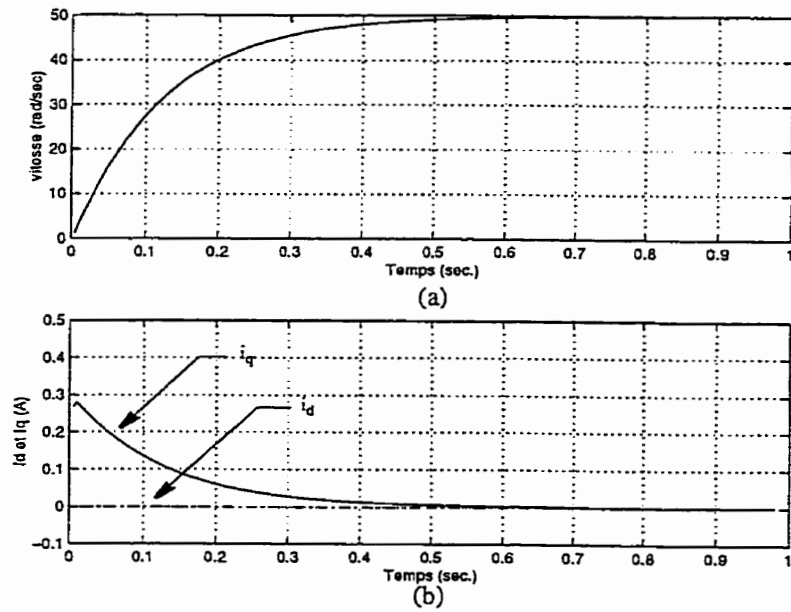


Figure 2.7 Contrôleur non-linéaire à vide.
(a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q .

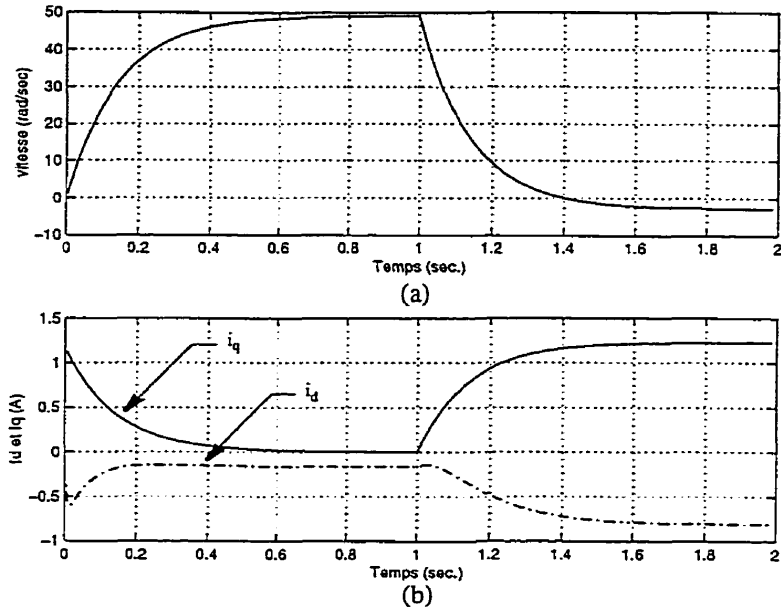


Figure 2.8 Contrôleur linéaire par retour d'état avec un couple de charge de 1 Nm appliqué à $t = 1$ sec. (a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q .

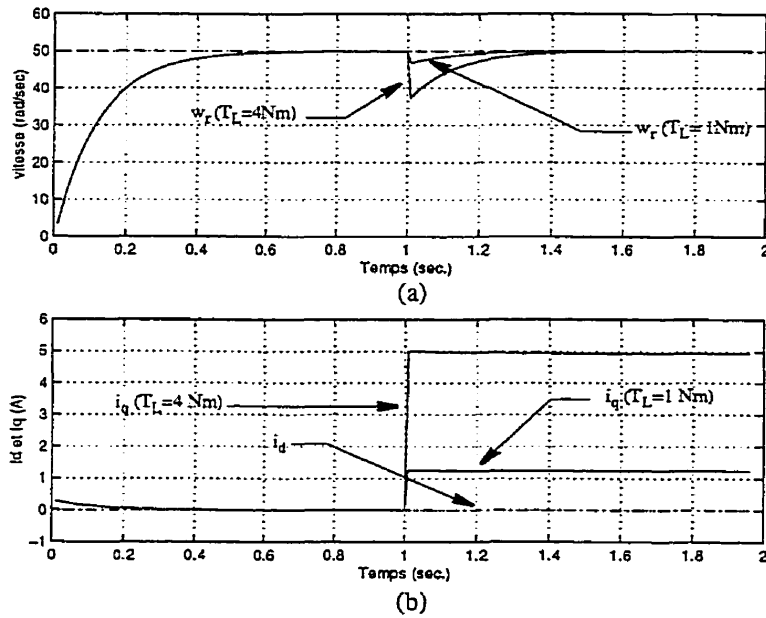


Figure 2.9 Contrôleur non-linéaire avec un couple de charge de 1 et 4 Nm appliqués à $t = 1$ sec. (a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q .

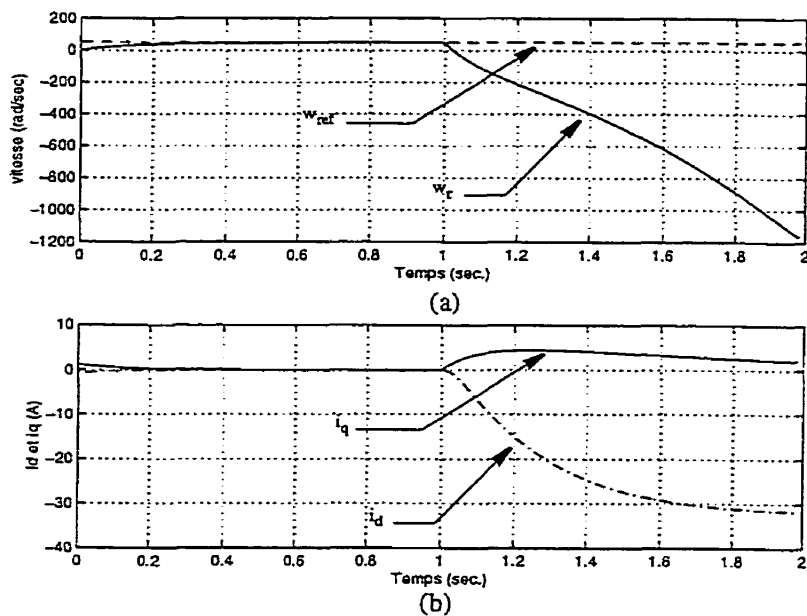


Figure 2.10 Contrôleur par retour d'état avec un couple de charge de 6 Nm appliqué à $t = 1$ sec.
(a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q .

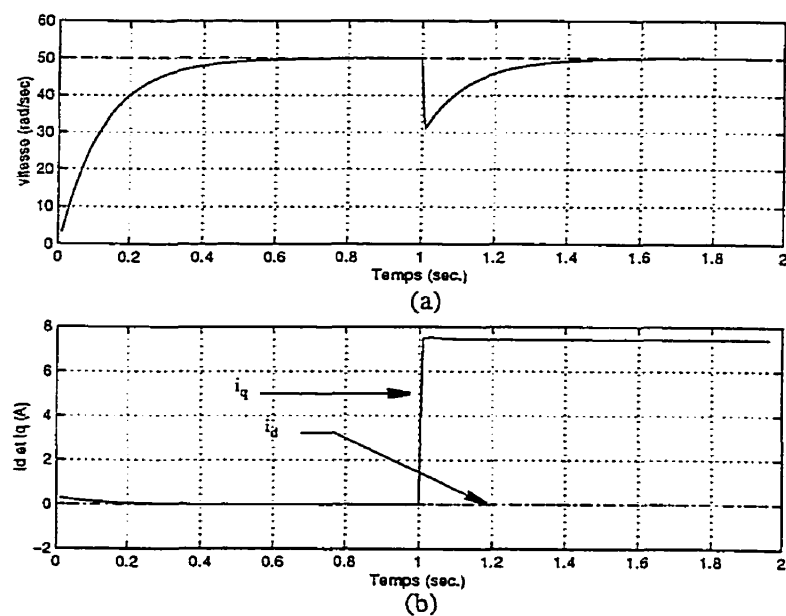


Figure 2.11 Contrôleur non-linéaire avec un couple de charge de 6 Nm appliqué à $t = 1$ sec.
(a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q .

2.7 Sensibilité du contrôleur non-linéaire aux variations paramétriques

Pour mettre en évidence la sensibilité du contrôleur non-linéaire conçu, on a testé ses performances lorsque deux des paramètres du moteur changent (cas de la résistance et de l'inductance statorique). Dans la figure 2.12, on montre le comportement du moteur avec la valeur nominale de la résistance statorique et quand celle-ci augmente de 50% par rapport à sa valeur nominale.

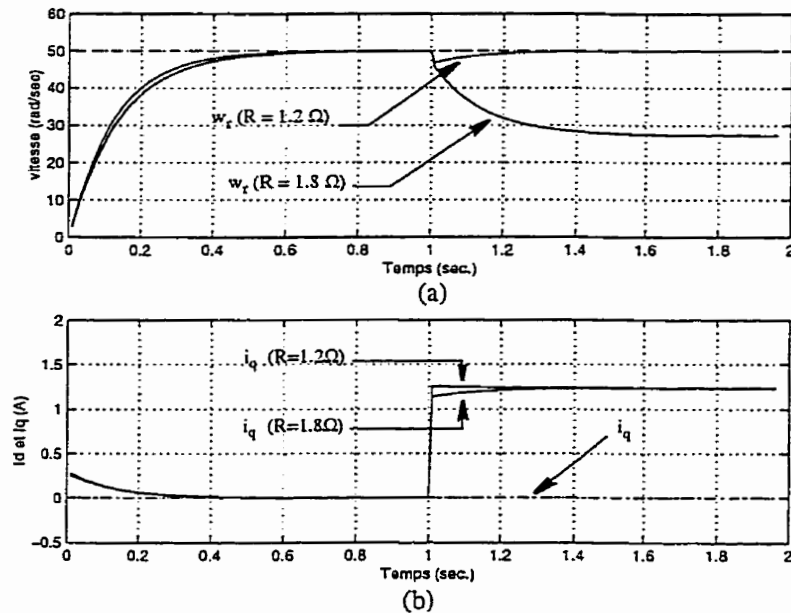


Figure 2.12 Contrôleur non-linéaire: $T_L = 1$ Nm appliqué à $t = 1$ sec. (a) vitesse, (b) les courants i_d et i_q .

On remarque que cette augmentation n'affecte guère le contrôleur lorsque le moteur fonctionne à vide mais elle provoque d'importantes erreurs de vitesse après l'application d'un échelon de couple de charge de 1 Nm, alors que le courant i_d n'est guère affecté. La figure (2.13), de sa part, montre le cas où l'inductance statorique augmente de 35% ($L_d=L_q=L=15$ mH). Avec cette augmentation, l'erreur de vitesse en régime permanent atteint 52%. De plus, le contrôleur n'arrive plus à réguler la composante longitudinale des courants statoriques (voir figure 2.13.c).

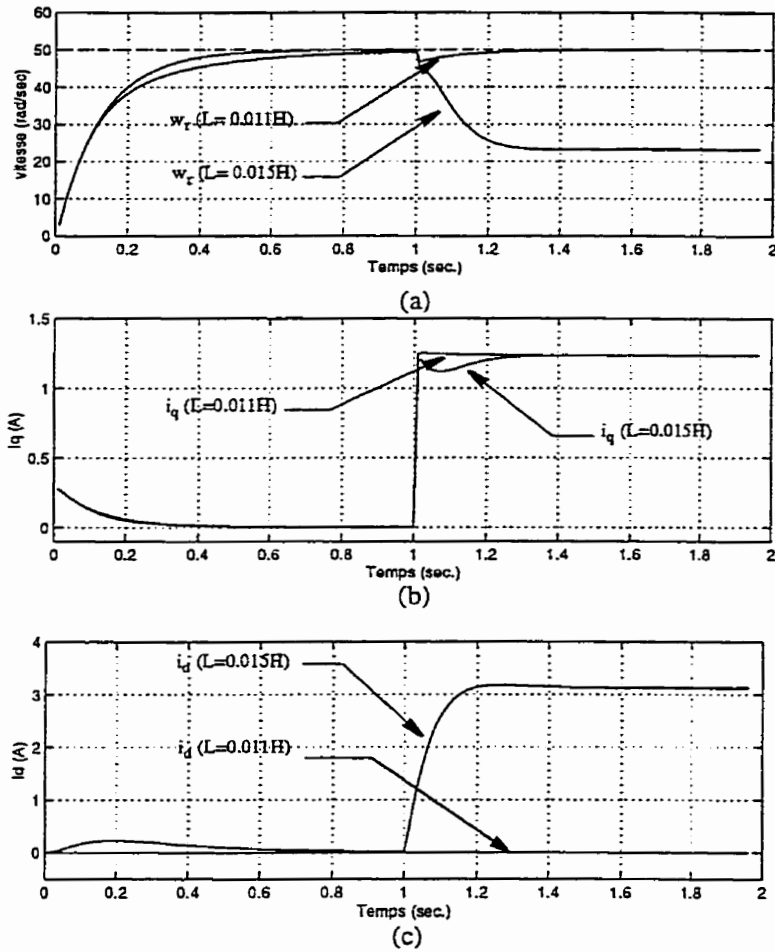


Figure 2.13 Contrôle non-linéaire: $T_L = 1$ Nm appliqué à $t = 1$ sec.
 (a) vitesse, (b) courant i_q et (c) courant i_d .

À noter que l'erreur de vitesse et du courant i_d produisent par le contrôleur par retour d'état sont causées par la non existence d'intégrateurs dans le système linéarisé.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a constaté que la commande non-linéaire développe des performances supérieures à celles de la commande linéaire par retour d'état. On peut facilement voir la faiblesse du contrôleur linéaire quand on s'écarte du point d'opération en lui appliquant une perturbation de couple de charge qui, une fois augmentée, le rend complètement instable. Le régulateur non-linéaire, par contre, conserve les mêmes performances longtems et aussi longtems qu'on n'est pas en présence d'incertitudes dans les paramètres.

Finalement, la technique non-linéaire par la linéarisation au sens entrées-sorties est basée sur l'idée de transformer un système non-linéaire en un système linéaire puis lui appliquer le retour d'état. Elle est bien adaptée aux problèmes de suivi de trajectoires et aux problèmes de stabilisation. Les principales limitations sont: le manque de robustesse et, du point de vue pratique, l'exigence que tous les états soient mesurables. Le problème de la sensibilité du contrôleur aux changement des paramètres sera discutée dans le prochain chapitre où on fait appel aux méthodes adaptatives. La deuxième limitation sera traitée dans le chapitre 6 où on réalisera un observateur permettant l'estimation des états non mesurables.

CHAPITRE 3

CONCEPTION D'UN CONTRÔLEUR NON-LINÉAIRE ADAPTATIF POUR LE MOTEUR SYNCHROME À AIMANTS PERMANENTS

3.1 Introduction

Comme on a déjà mentionné, la commande non-linéaire basée sur la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties a fait ses preuves au niveau de la commande des moteurs électriques ([8],[10],[11],[18],[18],[24],[23],[24],[38],[42]). Il a été démontré que le contrôleur non-linéaire maîtrise très bien les non-linéarités et maintient ses performances dans une grande plage d'opération longtemps et aussi longtemps que les paramètres du moteur ne changent pas. Cependant, il perd complètement ses performances lorsque le modèle du moteur est sujet à des incertitudes dans les paramètres. Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, les paramètres incertains sont principalement la résistance statorique (qui dépend de la température), les inductances (qui dépendent du niveau de saturation), le moment d'inertie ainsi que le couple de charge (qui sont difficilement

quantifiables). De plus, en examinant le modèle, on peut remarquer que deux de ces paramètres rentrent d'une façon linéaire dans le modèle (résistance et couple de charge) alors les deux autres rentrent d'une façon non-linéaire (inductances et moment d'inertie).

Au début, on a essayé de résoudre le problème en développant des algorithmes d'identification des paramètres incertains qui ont tendance à changer durant le fonctionnement [18]. Cependant, malgré les résultats obtenus, ils ont été repoussés à cause de leur complexité.

Parallèlement à cela, un grand nombre de recherches ont été destinées au développement des méthodologies adaptatives non-linéaires combinant les techniques de linéarisation avec les méthodes adaptatives ([6], [8], [15], [44], [45], [46]). Toutes les méthodes ont abouti à des résultats satisfaisants mais elles limitent les structures des modèles et la manière dont ils dépendent des paramètres incertains. En effet, dans la méthode proposée en [44], les modèles doivent satisfaire les dites conditions assorties, alors que dans ([45], [46]), ils doivent satisfaire la version étendue des conditions assorties.

De plus, La plupart des méthodes sont destinées au cas où les paramètres incertains rentrent d'une façon linéaire dans le modèle ([31], [40], [44], [45], [46]).

L'algorithme qu'on se propose d'appliquer dans notre cas est celui proposé en [15] et [8]. Cet algorithme ne se limite pas pour le cas où les paramètres incertains rentrent de façon linéaire dans le modèle mais il s'applique aussi aux modèles dont les paramètres incertains rentrent d'une façon non-linéaire. Marino [8] a montré que le modèle de la machine synchrone à aimants permanents satisfait les conditions de Akhrif-Blenckchip (conditions de triangularité) proposé par [15].

Le présent chapitre est organisé comme suit. Au début, on présente le principe de la méthode adaptative adoptée. Le détail de la conception du contrôleur adaptatif destiné à la régulation de la vitesse du MSAP est ensuite présenté. On commence par le cas où les paramètres rentrent d'une façon linéaire dans le modèle du MSAP (la résistance statorique et le couple de charge). Ensuite, on applique la méthode dans le cas où les paramètres

rentrent d'une façon non-linéaire (l'inductance statorique et le moment d'inertie).

Les performances du contrôleur adaptatif sont comparées à celles d'un contrôleur linéaire robuste au chapitre 5.

3.1.1 Conditions assorties

Considérons le système idéal $\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) \cdot u_i$ où $f, g_i, i = 1, 2, \dots, p$ sont des

fonctions lisses et $f(0) = 0$. Ce même système exposé aux incertitudes dans les paramètres

s'écrit $\dot{x} = f(\delta, x) + \sum_{i=1}^p g_i(\delta, x) u_i$ où $f(\delta, x), g_i(\delta, x), i = 1, 2, \dots, p$ sont aussi des

fonctions lisses. Si on assume que le système incertain est de même dimension que le système idéal et qu'ils ont les mêmes entrées (commandes), alors:

$$\begin{aligned} \Delta f &= f(\delta, x) - f(x) \\ \Delta g_i &= g_i(\delta, x) - g_i(x) \quad i = 1, 2, \dots, p \\ \Delta f(0) &= 0 \end{aligned}$$

Si le système idéal est linéarisable alors il doit exister une transformation qui le rend sous forme canonique commandable, ce qui rend le placement de pôles plus facile. La question qui peut se poser est: quelles sont les conditions sur $\Delta f, \Delta g_i, i = 1, 2, \dots, p$ qui nous permettent de linéariser le système incertain et en même temps le rendre sous forme canonique commandable.

La condition suffisante est que l'erreur entre le modèle incertain et le modèle idéal satisfait les conditions assorties définies par

$$\left. \begin{array}{l} \Delta f \\ \Delta g_1 \\ \dots \\ \Delta g_p \end{array} \right\} \in G = \text{Span} \left\{ g_1 \ g_2 \ \dots \ g_p \right\}$$

Cette condition autorise des incertitudes élevées à condition que les commandes (entrées) restent bornées. Son inconvénient réside dans le fait que $\Delta f \in \text{Span} \left\{ g_1 \ g_2 \ \dots \ g_p \right\}$ est une condition dure à vérifier. Cette dernière est remplacée par une autre condition donnée par $\Delta g_i \in \text{Span} \left\{ g_1 \ g_2 \ \dots \ g_p \right\} \quad i = 1, 2, \dots, p$. Cette dernière est connue sous le nom de conditions de triangularité [14] et énoncée par le théorème suivant.

3.1.2 Théorème (Condition de triangularité)

Soit le système incertain $\dot{x} = f(\delta, x) + \sum_{i=1}^p g_i(\delta, x)u_i$ où on modèle nominal

$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) \cdot u_i$ est linéarisable par retour d'état avec des indices de Kronecker

k_1, k_2, \dots, k_p . Le système incertain est aussi linéarisable si $\Delta f, \Delta g_1, \Delta g_2, \dots, \Delta g_p$ vont satisfaire les conditions suivantes:

- $\Delta g_i \in G = \text{Span} \left\{ g_1, \ g_2, \ \dots \ g_p \right\} \quad i = 1, 2, \dots, p$

$$\bullet \left[\Delta f, ad_f^k g_j \right] \in Span \left\{ ad_f^l g_i, \quad 0 \leq l \leq k+1, \quad 0 \leq i \leq m \right\}, \quad 0 \leq k \leq k_i - 3, j = 1, \dots, m$$

alors il doit y avoir une transformation non-linéaire qui transforme le système incertain sous la forme triangulaire suivante:

$$\begin{aligned} \dot{z}_j &= z_{j+1} + \phi_j(z_1, \dots, z_j, \delta(x)) & 1 \leq j \leq n-1 \\ \dot{z}_n &= v + \phi_n(z_1, \dots, z_n, \delta(x)) \end{aligned}$$

3.2 Étapes de conception du contrôleur adaptatif

La conception se fait en deux étapes: Dans la première, on effectue la conception du contrôleur non-adaptatif à l'aide du modèle nominal ($\delta = 0$). Dans la deuxième, cependant, on se propose d'estimer le vecteur des paramètres incertains à partir du bon choix de la loi d'adaptation.

Considérons le système dynamique multivariable:

$$\dot{x} = f(x, \delta) + \sum_{i=1}^p g_i(x, \delta) u_i \quad (3.1)$$

avec:

$$\begin{aligned} f(x, \delta) &= f_o(x) + \Delta f(x, \delta) \\ g_i(x, \delta) &= g_i(x) + \Delta g_i(x, \delta) \end{aligned} \quad (3.2)$$

et $f(x), g_i(x)$ représentent le modèle nominal, i.e:

$$\dot{x} = f_o(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) u_i \quad (3.3)$$

alors que $\Delta f(x, \delta)$, $\Delta g_i(x, \delta)$ représentent la partie produite par les paramètres incertains.

On commence par considérer le cas nominal représenté par le modèle (3.3). Les démarches de conception du contrôleur correspondant sont les mêmes que celles données au chapitre 2.

Le modèle (3.3) est linéarisable, s'il existe une région U au voisinage de 0 tel que pour tout

$x \in U$ et pour tout $\delta \in B^\delta$, il existe un changement de variables

$z_i^j = L_f^{i-1} \phi_j(x, \delta) \quad j = 1, \dots, p, \quad i = 1, \dots, r_i$ où r_i est le degré relatif

correspondant à la sortie i , et une loi linéarisante $u = D(x)^{-1} \cdot (-\zeta(x) + v)$ qui

transforment le système (3.3) sous la forme canonique:

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} A_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & A_{r_p} \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} B_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & B_{r_p} \end{bmatrix} v \quad (3.4)$$

$$A_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \in R^{r_i \times r_i}, \quad B_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \in R^{r_i} \quad (3.5)$$

et:

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$D(x)$ est la matrice de découplage qui doit être non-singulière et r_i représente tous les degrés relatifs. Ensuite, on impose à la nouvelle entrée v une dynamique qui dépend de la stratégie de commande souhaitée. Le détail est fourni au chapitre 2.

Jusqu'ici la première étape a été complétée. Dans la deuxième étape, on doit trouver le moyen d'utiliser le contrôleur conçu pour le cas nominal afin de tenir compte des contraintes liées aux paramètres incertains. Il est aussi intéressant de vérifier jusqu'à quel point ce nouveau contrôleur peut garantir ses performances.

Le vecteur des paramètres incertains δ est maintenant inconnu et il doit être remplacé par son estimé $\hat{\delta}$. Dans ce cas on a:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, \hat{\delta}) + \sum_{i=1}^p g_i(x, \hat{\delta}) u_i & (3.8) \\ \hat{z}_i^j &= L_f^{j-1} \hat{\phi}_j(x, \hat{\delta}) \quad j = 1, \dots, p, \quad i = 1, \dots, k_i \\ \hat{u} &= \hat{D}(x)^{-1} \cdot (-\hat{\zeta}(x) + \hat{v}) = L_{g_i} L_f^{k_i-1} \hat{\phi}_i v - L_{g_i} L_f^{k_i-1} \hat{\phi}_i (L_f^{k_1} \hat{\phi}_1, \dots, L_f^{k_p} \hat{\phi}_p)^T\end{aligned}$$

Ainsi, en utilisant (3.8), le système linéarisé en boucle fermée devient:

$$\begin{aligned}\dot{z} &= \frac{\partial \hat{\phi}}{\partial x} \left(f(x, \hat{\delta}) + \sum_{i=1}^p g_i(x, \hat{\delta}) \hat{u}_i \right) + \frac{\partial \hat{\phi}}{\partial \delta} \dot{\delta} & (3.9) \\ &= A\hat{z} + B\hat{v} + W_1(x, \hat{\delta}, v) \Delta\delta + W_2(x, \hat{\delta}, v) \dot{\delta}\end{aligned}$$

où le terme $\Delta\delta$ représente l'erreur d'estimation donnée par $\Delta\delta = \delta - \hat{\delta}$ et

$W_1(x, \hat{\delta}, v) = [W_1^1(x, \hat{\delta}, v), \dots, W_1^p(x, \hat{\delta}, v)]^T$ est connu, dans la littérature de la commande adaptative, sous le nom du régresseur.

Ainsi, pour chacun des termes $W_1^i(x, \hat{\delta}, v)$, $i = 1, \dots, p$ on a :

$$\begin{bmatrix} L_{f_1} \hat{\phi}_1 & \dots & L_{f_p} \hat{\phi}_1 \\ L_{f_1} L_f \hat{\phi}_1 & \dots & L_{f_p} L_f \hat{\phi}_1 \\ \dots & \dots & \dots \\ L_{f_1} L_f^{k_i-2} \hat{\phi}_1 & \dots & L_{f_p} L_f^{k_i-2} \hat{\phi}_1 \\ L_{f_1} L_f^{k_i-1} \hat{\phi}_1 + L_{g_1} L_f^{k_i-1} \hat{\phi}_1 \hat{u} & \dots & L_{f_p} L_f^{k_i-1} \hat{\phi}_1 + L_{g_p} L_f^{k_i-1} \hat{\phi}_1 \hat{u} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

et :

$$W_2(x, \hat{\delta}, v) = \frac{\partial}{\partial \hat{\delta}} \phi(x, \hat{\delta}) \quad (3.11)$$

On remarque que sans le terme $W_2(x, \hat{\delta}, v) \dot{\hat{\delta}}$, l'expression (3.9) est très familière dans la commande adaptative destinée aux systèmes linéaires. L'expression (3.9) doit être manipulée en utilisant le concept de l'erreur augmentée [48] afin de la rendre sous une forme habituelle.

3.2.1 Modèle de référence

Le modèle de référence imposé au système (3.9) est donné par :

$$\dot{z}_d = A_d z_d + B_d r_{ref} \quad (3.12)$$

est composé de p fois r_i sous-systèmes indépendants :

$$\dot{z}_d^i = A_d^i z_d^i + B_d^i r_{ref_i}, \quad z_d^i \in R^{k_i} \quad (3.13)$$

où:

$$A_d^i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ -k_0^i & k_1^i & \dots & k_{r_i-1}^i \end{bmatrix} \quad B_d^i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

et les $\begin{bmatrix} -k_0^i & k_1^i & \dots & k_{r_i-1}^i \end{bmatrix}$ sont choisis afin de former un polynôme d'Hurwitz.

Si on définit l'erreur de poursuite par $e = \hat{z} - z_d$ et l'erreur augmentée par $\eta = e - \varepsilon$, alors leurs dynamiques satisfont:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= A_d e + W_1 \Delta \delta + W_2 \dot{\delta} \dot{\varepsilon} = A_d \varepsilon + W_2 \dot{\delta} \\ \dot{\eta} &= A_d \eta + W_1 \Delta \delta \end{aligned} \quad (3.15)$$

3.2.2 Loi d'adaptation

Si on choisit la fonction de Lyapunov $V(z, \delta)$ par:

- en considérant l'erreur augmentée:

$$V(z, \delta) = \eta^T P \eta + \Delta \delta^T \Gamma \Delta \delta \quad (3.16)$$

- sans l'erreur augmentée:

$$V(z, \delta) = e^T P e + \Delta \delta^T \Gamma \Delta \delta \quad (3.17)$$

où $\Gamma > 0$ est le gain d'adaptation et $P = P^T > 0$ est la solution de l'équation de Lyapunov:

$$k^T P + P k = -Q \quad (3.18)$$

et Q est une matrice définie positive, k est la matrice qui dépend des pôles imposés.

En dérivant (3.16) par rapport au temps:

$$\frac{dV}{dt} = -\eta^T Q \eta + 2\Delta\delta^T (W_1 P \eta + \Gamma \Delta \dot{\delta}) \quad (3.19)$$

Si maintenant on définit la loi d'adaptation (la dynamique des paramètres estimés) de la forme:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\delta} &= -\Gamma^{-1} W_1^T P \eta \\ \Delta \delta(0) &= \Delta \delta_0 \end{aligned} \quad (3.20)$$

ce qui nous garantit:

$$\frac{dV}{dt} = -\eta^T Q \eta \leq 0 \quad (3.21)$$

En effet, si $(\hat{\delta}(0), \hat{z}(0))$ sont bornés, alors $(\hat{\delta}, \hat{z})$ sont aussi bornés:

$$\eta(\cdot), \Delta \delta(\cdot) \in L^\infty(\mathfrak{R})$$

avec: $\|\eta\|_{L^\infty} = \sup_{t \geq 0} \|\eta\| < \infty$

et si en plus $V(t) \geq 0$ et $\dot{V}(t) \leq 0$ et $\|\eta(t)\| \in L^2(\mathfrak{R})$ alors:

$$V(0) - V(\infty) = \int_0^{\infty} \dot{V} dt = \int_0^{\infty} \eta^T(t) \eta(t) dt \quad (\infty < \infty)$$

Pour montrer que $\eta(t) \rightarrow 0$ quant $t \rightarrow \infty$, on a besoin de vérifier que $\eta(t)$ est continue et que $\dot{\eta}(t)$ est bornée. On a que W_1 et W_2 sont des fonctions continues de $\hat{\delta}, \hat{z}$. Puisque $\hat{\delta}$ est bornée, alors si z est bornée, W_1 et W_2 seront bornées et d'après (3.20) on a que $\bar{\eta}(t)$ est aussi borné et donc:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\eta(t)\| = 0$$

De plus, puisque W_1 est borné alors:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\hat{\delta}\| = \lim_{t \rightarrow \infty} \|\Gamma^{-1} W_1^T P \eta\| = 0$$

qui, combinée avec $\dot{\varepsilon}$ de (3.20) donne que $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\varepsilon(t)\| = 0$. Finalement, la vraie erreur

$$e = \eta - \varepsilon \text{ tend aussi vers zéro, i.e } \lim_{t \rightarrow \infty} \|e(t)\| = \lim_{t \rightarrow \infty} \|z_d(t) - z(t)\| = 0$$

Le contrôleur adaptatif nous assure que l'erreur entre les sorties et leurs références tend vers zéro mais il ne le fait pas pour l'erreur d'estimation des paramètres incertains.

3.3 Application au moteur

3.3.1 Cas de variations sur R et T_L

Dans cette section, on réalise la conception du contrôleur adaptatif non-linéaire qui assure la régulation de vitesse du MSAP. Dans cette partie, on ne tiendra compte que des paramètres qui rentrent d'une façon linéaire dans le modèle du MSAP. Il s'agit de la résistance statorique (R) et le couple de charge (T_L). Pour se faire, on commence par concevoir un contrôleur basé sur la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties et appliqué au modèle nominal, ensuite on calcul la loi d'adaptation qui permettra d'estimer le vecteur des paramètres incertains. Marino [8] a montré que le modèle du MSAP satisfait les conditions de triangularité.

En considérant le vecteur des paramètres incertains:

$$\delta = \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R - R_n \\ T_L - T_{Ln} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

alors, on peut récrire les équations du MSAP sous la forme suggérée par (3.1):

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, \delta) + \sum_{i=1}^2 g_i(x, \delta) u_i \\ &= f_o(x) + \sum_{j=1}^2 \delta_j f_{\delta_j}(x) + \sum_{i=1}^2 g_i(x) u_i \end{aligned} \quad (3.23)$$

avec:

$$f_o(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_n}{L_d} i_d + \frac{L_q p \omega_r i_q}{L_d} \\ -\frac{R_n}{L_q} i_q - \frac{L_d p \omega_r i_d}{L_q} - \frac{p \Phi_v}{L_q} \omega_r \\ \frac{K_T}{J} i_q + \frac{K_T (L_d - L_q)}{J \Phi_v} i_d i_q - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{1}{J} T_{Ln} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

et:

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix}^T, \quad K_T = \frac{3}{2}p\Phi_v \quad (3.25)$$

$$f_{\delta_1}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d}i_d & -\frac{1}{L_q}i_q & 0 \end{bmatrix}^T, \quad f_{\delta_2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}^T \quad (3.26)$$

où R et T_L sont les valeurs réelles, R_n et T_{Ln} sont les valeurs nominales.

3.3.1.1 Cas non adaptatif

Assumons que le vecteur des paramètres incertains est connu et nul (cas nominal). Comme on l'a déjà mentionné au chapitre 2, on est intéressé par la régulation de la vitesse et de la composante longitudinale des courants statoriques i_d . Ainsi, les sorties sont encore:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

On utilise le résultat trouvé en haut pour linéariser et découpler le modèle (3.23) par l'application du changement non-linéaire de coordonnées suivant:

$$[z] = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ \omega_r \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ L_{f_0}\phi_2 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

alors:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{f_0}\phi_1 \\ L_{f_0}^2\phi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g_1}\phi_1 & 0 \\ L_{g_1}L_{f_0}\phi_2 & L_{g_2}L_{f_0}\phi_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \zeta_o(x) + D(x) \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

avec:

$$L_{g_1}\phi_2 = L_{g_2}\phi_1 = 0 \quad (3.30)$$

$$L_{f_o}^2\phi_2 = \frac{K_T(L_d - L_q)i_d}{J\Phi_v}f_1(x) + \frac{K_T}{JL_q}\left(1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\Phi_v}\right)f_2(x) - \frac{B}{J}f_3(x)$$

$$L_{g_1}L_{f_o}\phi_2 = \frac{K_T(L_d - L_q)i_d}{J\Phi_v L_d}$$

$$L_{g_1}\phi_1 = \frac{1}{L_d}$$

$$L_{g_2}L_{f_o}\phi_2 = \frac{K_T}{JL_q}\left(1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\Phi_v}\right)$$

et:

$$\zeta_o(x) = \begin{bmatrix} L_{f_o}\phi_1 \\ L_{f_o}^2\phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_n i_d}{L_d} + \frac{L_q p \omega_r i_d}{L_d} \\ \frac{K_T(L_d - L_q)i_d}{J\Phi_v}f_1(x) + \frac{K_T}{JL_q}\left(1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\Phi_v}\right)f_2(x) - \frac{B}{J}f_3(x) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$D(x)$ est une matrice donnée par:

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1}\phi_1 & 0 \\ L_{g_1}L_{f_o}\phi_2 & L_{g_2}L_{f_o}\phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{K_T(L_d - L_q)i_d}{J\Phi_v L_d} & \frac{K_T}{JL_q}\left(1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\Phi_v}\right) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

où son déterminant satisfait $\det[D(x)] = \frac{K_T}{JL_d L_q}\left(1 + \frac{(L_d - L_q)i_d}{\Phi_v}\right) \neq 0$ aussi longtemps

que $i_d \neq \frac{\Phi_v}{(L_q - L_d)}$. Cette condition est satisfaite dans notre cas puisque le courant i_d est

réguler pour rester nul en tout temps.

La loi de commande linéarisante est donc:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D(x)^{-1}(-\zeta_o(x) + v) \quad (3.33)$$

où $v = [v_1 \ v_2]^T$ sont les nouvelles commandes conçues par assurer la poursuite de la vitesse et la régulation du courant i_d , alors:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1(i_d - i_{dref}) \\ \ddot{\omega}_{ref} - k_2(\omega_r - \omega_{ref}) - k_3(\dot{\omega}_r - \dot{\omega}_{ref}) \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Les pôles imposés sont les mêmes que dans le chapitre 2.

3.3.1.2 Cas adaptatif

Pour la suite, on va considérer que le vecteur des paramètres incertains δ est inconnu. Il doit être remplacé par son estimé $\hat{\delta}$ qu'on se propose de concevoir. Ainsi le vecteur des estimés est donné par:

$$\hat{\delta} = \begin{bmatrix} \hat{\delta}_1 \\ \hat{\delta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{R} - R_n \\ \hat{T}_L - T_{Ln} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Le vecteur des sorties est toujours:

$$[y_1 \ y_2]^T = [i_d \ \omega_r]^T = [\phi_1 \ \phi_2]^T \quad (3.36)$$

On définit un changement de coordonnées dépendant de $\hat{\delta}$ comme suit:

$$\begin{bmatrix} \hat{z} \\ \hat{z} \\ \hat{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{z}_1 \\ \hat{z}_2 \\ \hat{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 + \hat{\delta}_2 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ L_{f_0} \phi_2 + \hat{\delta}_2 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

dont la dynamique s'exprime par:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{z}} \\ \dot{\hat{z}} \\ \dot{\hat{z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{f_0} \phi_1 + \delta_1 L_{f_{\delta_1}} \phi_1 \\ L_{f_0} \phi_2 + \delta_2 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 \\ L^2_{f_0} \phi_2 + \delta_1 L_{f_{\delta_1}} L_{f_0} \phi_2 + \delta_2 L_{f_{\delta_2}} L_{f_0} \phi_2 + \hat{\delta}_2 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g_1} \phi_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ L_{g_1} L_{f_0} \phi_2 & L_{g_2} L_{f_0} \phi_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

où $D(x)$ est exprimée par (3.32) et:

$$\begin{aligned} L_{f_{\delta_2}} \phi_1 &= L_{f_{\delta_1}} y_2 = 0 \\ L_{f_{\delta_1}} \phi_1 &= -\frac{1}{L_d} i_d \\ L_{f_{\delta_2}} \phi_2 &= -\frac{1}{J} \\ L_{f_{\delta_1}} L_{f_0} \phi_2 &= -\left(\frac{K_T i_q}{J L_q} + \frac{K_T (L_d - L_q) i_d i_q}{J L_q \Phi_v} \right) - \left(\frac{K_T (L_d - L_q)}{J L_d \Phi_v} i_q i_d \right) \\ L_{f_{\delta_2}} L_{f_0} \phi_2 &= \frac{B}{J^2} \\ (L_{f_{\delta_2}} \dot{\phi}_2) &= 0 \end{aligned}$$

La loi de contrôle linéarisante devient dans ce cas:

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = D(x)^{-1} (-\zeta_\alpha(x) - \zeta_\delta(x, \hat{\delta}) + \hat{v}) \quad (3.39)$$

avec $\zeta_o(x)$ représente la fonction linéarisante pour le modèle nominal, donné par (3.31) et:

$$\zeta_\delta(x, \hat{\delta}) = \begin{bmatrix} -\hat{\delta}_1 \frac{1}{L_d} i_d \\ -\left(\frac{K_T i_q}{JL_q} + \frac{K_T(L_d - L_q) i_d i_q}{JL_q \Phi_v}\right) \hat{\delta}_1 - \left(\frac{K_T(L_d - L_q) i_q i_d}{JL_d \Phi_v}\right) \hat{\delta}_1 + \frac{B}{J^2} \hat{\delta}_2 - \frac{\dot{\delta}_2}{J} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

représente la partie linéarisante introduite par les incertitudes. $\hat{v} = \begin{bmatrix} \hat{v}_1 & \hat{v}_2 \end{bmatrix}^T$ est donnée par (3.34).

Puisque $D(x)$ est indépendante des estimés $\hat{\delta}$, le système (3.37), en boucle fermée, devient:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}} &= (\zeta_o(x) + \zeta_\delta(x, \hat{\delta})) - D(x)D(x)^{-1}(\zeta_o(x) + \zeta_\delta(x, \hat{\delta})) + D(x)D(x)^{-1}\hat{v} \\ &= \zeta_\delta(x, \hat{\delta}) - \zeta_\delta(x, \hat{\delta}) + \hat{v} \end{aligned} \quad (3.41)$$

ou sous forme développée:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{z}}_1 \\ \dot{\hat{z}}_2 \\ \dot{\hat{z}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta\delta_1 L_{f_{\hat{\delta}_1}} \phi_1 \\ \hat{z}_3 + \Delta\delta_2 L_{f_{\hat{\delta}_2}} \phi_2 \\ \Delta\delta_1 L_{f_{\hat{\delta}_1}} L_{f_o} \phi_2 + \Delta\delta_2 L_{f_{\hat{\delta}_2}} L_{f_o} \phi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_1 \\ \hat{v}_2 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

où $\Delta\delta$ représente le vecteur de l'erreur des paramètres estimés, donné par:

$$\Delta\delta = \begin{bmatrix} \Delta\delta_1 \\ \Delta\delta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_1 - \hat{\delta}_1 \\ \delta_2 - \hat{\delta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R - \hat{R} \\ T_L - \hat{T}_L \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

On définit ensuite le vecteur d'erreur des états par:

$$e = \begin{bmatrix} i_d - i_{dref} \\ \omega_r - \omega_{ref} \\ \dot{\omega}_r - \dot{\omega}_{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

qui satisfait:

$$\dot{e} = k \cdot e + W_1 \cdot \Delta e \quad (3.45)$$

avec:

$$k = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -k_2 & -k_3 \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$W_1 = \begin{bmatrix} L_{f_{\delta_1}} \phi_1 & 0 \\ 0 & L_{f_{\delta_2}} \phi_2 \\ L_{f_{\delta_1}} L_{f_o} \phi_2 & L_{f_{\delta_2}} L_{f_o} \phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} i_d & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \\ -\left(\frac{K_T i_q}{J L_q} + \frac{K_T (L_d - L_q) i_d i_q}{J L_q \Phi_v}\right) & -\left(\frac{K_T (L_d - L_q) i_q i_d}{J L_d \Phi_v}\right) \\ \frac{B}{J^2} \end{bmatrix}$$

Afin de déduire la loi d'adaptation, on fait appel à la fonction $V(\hat{z}, \hat{\delta})$ donnée par (3.16):

$$V(\hat{z}, \hat{\delta}) = e^T P e + \Delta \delta^T \Gamma \Delta \delta \quad (3.47)$$

où sa dérivée donne:

$$\frac{dV}{dt} = -\eta^T Q \eta + 2\Delta \delta^T (W_1 P \eta + \Gamma \Delta \dot{\delta}) \quad (3.48)$$

avec $\Gamma > 0$ est le gain d'adaptation et $P = P^T > 0$ est la solution de l'équation de Lyapunov:

$$k^T P + P k = -Q \quad (3.49)$$

où Q est une matrice définie positive prise égale à $Q = I_{3 \times 3}$, et k est la matrice des gains donné par (3.45). On choisi la loi d'adaptation de la forme:

$$\Delta \dot{\delta} = -\Gamma^{-1} W_1^T P e \quad (3.50)$$

et puisque:

$$\frac{dV}{dt} = -\eta^T Q \eta \quad (3.51)$$

alors $\lim_{t \rightarrow \infty} \|e(t)\| = \lim_{t \rightarrow \infty} \|z_d(t) - z(t)\| = 0$.

On évalue la matrice P à l'aide de l'équation de Lyapunov $k^T P + P k = -Q$, ainsi:

$$P = \begin{bmatrix} -0,05 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & -0,5 \\ 0 & -0,5 & 0,0625 \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

La matrice des gains d'adaptation est dans ce cas $\Gamma^{-1} = \text{diag}(10^{-5}, 10^{-5})$.

3.3.2 Cas de variations sur ($L_d = L_q$) et J

Le second contrôleur qu'on se propose de concevoir tient compte de deux paramètres rentrant d'une façon non-linéaire dans le modèle du MSAP. Il s'agit de l'inductance L et le moment d'inertie J qui sont difficilement mesurables. On suit les mêmes étapes que dans la section précédente. Le modèle du MSAP est réécrit dans ce cas comme suit:

$$\dot{x} = f_o(x) + \sum_{i=1}^2 g_i(x)u_i + \sum_{j=1}^2 \delta_j f_{\delta_j}(x) + \sum_{k=1}^2 \delta_k \kappa_k(x)u_k \quad (3.53)$$

où $f_o(x)$ est donnée dans ce cas par:

$$f_o(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_n}i_d + p\omega_r i_q \\ -\frac{R}{L_n}i_q - p\omega_r i_d - \frac{p\Phi_v}{L_n}\omega_r \\ \frac{1}{J_n}\Lambda(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_n} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.55)$$

$$g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_n} & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$f_{\delta_1}(x) = \begin{bmatrix} -Ri_d & -(Ri_q + p\omega_r \Phi_v) & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$f_{\delta_2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \Lambda(x) \end{bmatrix}^T$$

$$\Lambda(x) = K_T i_q - B\omega_r - T_L$$

$$\kappa_1(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\kappa_2(x) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Le vecteur des paramètres incertains δ est:

$$\delta = \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} - \frac{1}{L_n} \\ \frac{1}{J} - \frac{1}{J_n} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

On remarque, d'après (3.56), que nous proposons d'estimer l'inverse des paramètres incertains et non les paramètres eux mêmes.

Le contrôleur conçu pour le cas nominal est exactement le même que celui donné par (3.39). Cependant, lorsque le vecteur des paramètres incertains est considéré inconnu, la loi linéarisante change et devient dépendant du vecteur δ .

Si on fait appel au changement de coordonnées (3.37) on aura dans ce cas:

$$\begin{bmatrix} \hat{z}_1 \\ \hat{z}_2 \\ \hat{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 + \hat{\delta}_2 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ L_{f_0} \phi_2 + \hat{\delta}_2 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

dont la dynamique s'exprime par:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{z}}_1 \\ \dot{\hat{z}}_2 \\ \dot{\hat{z}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{f_0} \phi_1 + \delta_1 L_{f_{\delta_1}} \phi_1 \\ L_{f_0} \phi_2 + \delta_2 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 \\ L^2_{f_0} \phi_2 + \delta_1 L_{f_{\delta_1}} L_{f_0} \phi_2 + \delta_2 L_{f_{\delta_2}} L_{f_0} \phi_2 + \dot{\delta}_2 L_{f_{\delta_2}} \phi_2 + (L_{f_{\delta_2}} \phi_2) \end{bmatrix} + \quad (3.58)$$

$$\begin{bmatrix} L_{g_1} \phi_1 + \delta_1 L_{\kappa_1} \phi_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & L_{g_2} L_{f_0} \phi_2 + \delta_1 L_{\kappa_1} L_{f_0} \phi_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix}$$

où:

$$D(x, \delta) = \begin{bmatrix} L_{g_1}\phi_1 + \delta_1 L_{\kappa_1}\phi_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & L_{g_2}L_{f_o}\phi_2 + \delta_1 L_{\kappa_1}L_{f_o}\phi_2 \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_n} + \delta_1 & 0 \\ 0 & \frac{K_r}{J_n L_n} + \delta_1 \frac{K_r}{JL} \end{bmatrix}$$

dont le déterminant est non nul si $\delta_1 \neq -\frac{JL}{J_n L_n}$.

D'autre part, $\zeta_o(x)$ est donné par:

$$\zeta_o(x) = \begin{bmatrix} L_{f_o}y_1 \\ L^2_{f_o}y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_n}i_d + p\omega_r i_q \\ \left(\frac{K_T}{J_n}\right)f_2(x) - \left(\frac{B}{J_n}\right)f_3(x) \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

et

$$\zeta_\delta(x, \delta) = \begin{bmatrix} -\delta_1 Ri_d \\ -\delta_2 \frac{B}{J_n} \Lambda(x) - \delta_1 \left(\frac{K_T}{J_n}\right) (Ri_q + p\omega_r \Phi_v) + \hat{\delta}_2 \Lambda(x) + \hat{\delta}_2 (K_T f_2(x) - B f_3(x)) \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

La loi commande linéarisante est dans ce cas:

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = D(x, \hat{\delta})^{-1} (-\zeta_o(x) - \zeta_\delta(x, \hat{\delta}) + \hat{v}) \quad (3.62)$$

En boucle fermée, le système (3.57) devient:

$$\dot{\hat{z}} = (\zeta_o(x) + \zeta_\delta(x, \hat{\delta}, \hat{\delta}_2)) - D(x, \hat{\delta})D(x, \hat{\delta})^{-1}(\zeta_o(x) + \zeta_\delta(x, \hat{\delta})) + D(x, \hat{\delta})D(x, \hat{\delta})^{-1}\hat{v} \quad (3.63)$$

ou sous une forme développée:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{z}} \\ \hat{z}_1 \\ \dot{\hat{z}} \\ \hat{z}_2 \\ \dot{\hat{z}} \\ \hat{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{z}_1 \\ \hat{z}_2 \\ \hat{z}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_1 & 0 \\ 0 & \Lambda(x) \\ M_2 & -\frac{B}{J_n}\Lambda(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta_1 \\ \Delta\delta_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_1 \\ \hat{v}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \Lambda(x)(1 + \hat{\delta}_1\hat{L}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\hat{z}} \\ \hat{\delta}_2 \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$= A \cdot \hat{z} + W_1 \cdot \Delta\delta + B \cdot \hat{v} + W_2 \cdot \hat{\delta}_2$$

avec:

$$M_1 = -p\omega_r i_q \hat{L} + \hat{L}\hat{v}_1 \quad (3.65)$$

$$M_2 = -\hat{L}\left(\left(\frac{K_T}{J_n}\right)f_2(x) - \left(\frac{B}{J_n}\right)f_3(x)\right) - \left(\frac{K_T}{J_n}\right)\frac{\hat{L}(Ri_q + p\omega_r\Phi_v)}{L_n} + \frac{\hat{\delta}_2\Lambda(x)\hat{L}B}{J_n} - (K_T f_2(x) - Bf_3(x))\hat{L}\hat{\delta}_2 + \hat{L}\hat{v}_2$$

et $\Delta\delta$ représente le vecteur de l'erreur des paramètres estimés, donné par:

$$\Delta\delta = \begin{bmatrix} \Delta\delta_1 \\ \Delta\delta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_1 - \hat{\delta}_1 \\ \delta_2 - \hat{\delta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} - \frac{1}{\hat{L}} \\ \frac{1}{J} - \frac{1}{\hat{J}} \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

On définit le vecteur d'erreur par:

$$e = \begin{bmatrix} i_d - i_{dref} \\ \omega_r - \omega_{ref} \\ \dot{\omega}_r - \dot{\omega}_{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

qui satisfait:

$$\dot{e} = k \cdot e + W_1 \cdot \Delta\delta + W_2 \cdot \dot{\hat{\delta}} \quad (3.68)$$

avec:

$$k = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -k_2 & -k_3 \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

$$W_1 = \begin{bmatrix} M_1 & 0 \\ 0 & \Lambda(x) \\ M_2 - \frac{B}{J_n} \Lambda(x) \end{bmatrix}, \quad W_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \Lambda(x)(1 + \hat{\delta}_1 \hat{L}) \end{bmatrix}$$

Remarquons qu'on est dans le cas où l'erreur augmentée η n'est pas nulle. Pour trouver la loi d'adaptation, on fait appel à la variable ε qui satisfait:

$$\dot{\varepsilon} = k \cdot e + W_2 \cdot \dot{\hat{\delta}}_2 \quad \varepsilon(0) = 0 \quad (3.70)$$

puis, on définit l'erreur augmentée η par:

$$\eta = e - \varepsilon \quad (3.71)$$

qui satisfait:

$$\dot{\eta} = k \cdot \eta + W_1 \cdot \Delta\delta \quad (3.72)$$

Ainsi, on aboutit à une forme standard.

La loi d'adaptation donnée dans ce cas par:

$$\dot{\hat{\delta}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{\delta}}_1 & \dot{\hat{\delta}}_2 \end{bmatrix}^T = -\Gamma^{-1} W_1^T P \eta \quad (3.73)$$

Finalement, P , Γ et Q sont donnés par:

$$P = \begin{bmatrix} -0,05 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & -0,5 \\ 0 & -0,5 & 0,0625 \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

$$\Gamma^{-1} = \text{diag}(10^{-5}, 10^{-5})$$

$$Q = I_{3 \times 3}$$

Notons, finalement, qu'à l'aide des erreurs d'estimation $\hat{\delta}_1, \hat{\delta}_2$, on peut calculer les valeurs estimées de l'inductance L et du moment d'inertie J en utilisant:

$$\hat{L} = \frac{L_n}{L_n \hat{\delta}_1 + 1} \quad (3.75)$$
$$\hat{J} = \frac{J_n}{J_n \hat{\delta}_2 + 1}$$

3.3.3 Cas de variations sur $(L_d \neq L_q)$ et J

Dans cette dernière partie, on se propose de concevoir un contrôleur adaptatif qui tient des deux paramètres considérés précédemment mais pour un moteur possédant une saillance $(L_d \neq L_q)$. Si on définit comme paramètres incertains:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{1}{L_d}, & \alpha_2 &= \frac{1}{L_q}, & \alpha_3 &= \frac{1}{J} \\ \alpha_4 &= \frac{L_q}{L_d}, & \alpha_5 &= \frac{L_d}{L_q}, & \alpha_6 &= \frac{L_d}{J}, & \alpha_7 &= \frac{L_q}{J} \end{aligned} \quad (3.76)$$

Le vecteur des paramètres incertains δ est:

$$\begin{aligned} \delta &= [\delta_1 \ \delta_2 \ \delta_3 \ \delta_4 \ \delta_5 \ \delta_6 \ \delta_7]^T \\ &= [\alpha_1 - \alpha_1^n \ \alpha_2 - \alpha_2^n \ \alpha_3 - \alpha_3^n \ \alpha_4 - \alpha_4^n \ \alpha_5 - \alpha_5^n \ \alpha_6 - \alpha_6^n \ \alpha_7 - \alpha_7^n]^T \end{aligned} \quad (3.77)$$

où l'indice n correspond au cas nominal.

Alors, le modèle du MSAP s'écrit dans ce cas:

$$\dot{x} = f_o(x) + \sum_{i=1}^2 g_i(x)u_i + \sum_{j=1}^7 \delta_j f_{\delta_j}(x) + \sum_{k=1}^2 \delta_k \mathfrak{N}_{\delta_k}(x)u_k \quad (3.78)$$

où $f_o(x)$ est donnée par:

$$f_o(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_{d_n}}i_d + \frac{L_{q_n}}{L_{d_n}}p\omega_r i_q \\ -\frac{R}{L_{q_n}}i_q - \frac{L_d}{L_{q_n}}p\omega_r i_d - \frac{\Phi_v}{L_{q_n}}p\omega_r \\ \frac{1}{J_n}\Lambda(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} 1 \\ L_{d_n} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.80)$$

$$g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ L_{q_n} & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$f_{\delta_1}(x) = \begin{bmatrix} -Ri_d & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$f_{\delta_2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & -Ri_q - p\omega_r\Phi_v & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$f_{\delta_3}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \Lambda(x) \end{bmatrix}^T$$

$$f_{\delta_4}(x) = \begin{bmatrix} p\omega_r i_q & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$f_{\delta_5}(x) = \begin{bmatrix} 0 & -p\omega_r i_d & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$f_{\delta_6}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{3p}{2}i_d i_q \end{bmatrix}$$

$$f_{\delta_7}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{3p}{2}i_d i_q \end{bmatrix}$$

$$\kappa_1(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\kappa_2(x) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Lambda(x) = \frac{3p}{2J_n}(\Phi_v i_q + (L_{d_n} - L_{q_n})i_d i_q) + -\frac{1}{J_n}T_L - \frac{B}{J_n}\omega_r$$

Ensuite, on suit les mêmes étapes de conception que celles du cas précédent.

Le changement de coordonnées (3.37) appliqué au système (3.78) donne:

$$\begin{bmatrix} \hat{z} \\ \hat{z} \\ \hat{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 + \hat{\delta}_3 L_{f_{\delta_3}} \phi_2 + \hat{\delta}_6 L_{f_{\delta_6}} \phi_2 + \hat{\delta}_7 L_{f_{\delta_7}} \phi_2 \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

dont la dynamique s'exprime par:

$$\begin{bmatrix} \dot{z} \\ \dot{z} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{f_o} \phi_1 + \delta_1 L_{f_{\delta_1}} \phi_1 + \delta_4 L_{f_{\delta_4}} \phi_1 \\ L_{f_o} \phi_2 + \hat{\delta}_3 L_{f_{\delta_3}} \phi_2 + \hat{\delta}_6 L_{f_{\delta_6}} \phi_2 + \hat{\delta}_7 L_{f_{\delta_7}} \phi_2 \\ \mathcal{O}(x, \delta, \hat{\delta}, \dot{\hat{\delta}}) \end{bmatrix} + \quad (3.82)$$

$$\begin{bmatrix} L_{g_1} \phi_1 + \delta_1 L_{\kappa_1} \phi_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ L_{g_1} L_{f_o} \phi_2 + \delta_1 L_{\kappa_1} L_{f_o} \phi_2 & L_{g_2} L_{f_o} \phi_2 + \delta_2 L_{\kappa_2} L_{f_o} \phi_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_a \end{bmatrix}$$

$$\mathcal{O}(x, \delta, \hat{\delta}, \dot{\hat{\delta}}) = L^2_{f_o} \phi_2 + \sum_{j=1}^7 \delta_j f_{\delta_j}(x) + \dot{\hat{\delta}}_k L_{f_{\delta_k}} \phi_2 + (L_{f_{\delta_k}} \dot{\phi}_2) \quad k = 3, 6, 7$$

où:

$$D(x, \delta) = \begin{bmatrix} L_{g_1} \phi_1 + \delta_1 L_{\kappa_1} \phi_1 & 0 \\ L_{g_1} L_{f_o} \phi_2 + \delta_1 L_{\kappa_1} L_{f_o} \phi_2 & L_{g_2} L_{f_o} \phi_2 + \delta_2 L_{\kappa_2} L_{f_o} \phi_2 \end{bmatrix} \quad (3.83)$$

D'autre part, $\zeta_o(x)$ et $\zeta_\delta(x, \delta)$ sont données par:

$$\zeta_o(x) = \begin{bmatrix} L_{f_o} \phi_1 \\ L^2_{f_o} \phi_2 \end{bmatrix}, \zeta_\delta(x, \delta) = \begin{bmatrix} \delta_1 L_{f_{\delta_1}} \phi_1 + \delta_4 L_{f_{\delta_4}} \phi_1 \\ \mathcal{O}(x, \delta, \hat{\delta}, \dot{\hat{\delta}}) \end{bmatrix} \quad (3.84)$$

La loi commande linéarisante est dans ce cas:

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = D(x, \hat{\delta})^{-1} (-\zeta_o(x) - \zeta_\delta(x, \hat{\delta}) + \hat{v}) \quad (3.85)$$

avec:

$$L_{f_{\delta_1}} L_{f_o} \phi_2 = \frac{3pRi_d i_q (L_d - L_q)}{2J_n} \quad (3.86)$$

$$L_{f_{\delta_2}} L_{f_o} \phi_2 = -\frac{1}{J_n} \left(K_t - \frac{3pi_d(L_d - L_q)}{2} \right) (Ri_q + p\omega_r \Phi_v)$$

$$L_{f_{\delta_3}} L_{f_o} \phi_2 = -\frac{B}{J_n} \Lambda(x), \quad L_{f_{\delta_4}} L_{f_o} \phi_2 = -\frac{3p^2 i_q^2 \omega_r (L_d - L_q)}{2J_n}$$

$$L_{f_{\delta_5}} L_{f_o} \phi_2 = -\frac{p\omega_r i_d}{J_n} \left(K_t - \frac{3pi_d(L_d - L_q)}{2} \right)$$

$$L_{f_{\delta_6}} L_{f_o} \phi_2 = \frac{3pi_d i_q B}{2J_n}, \quad L_{f_{\delta_7}} L_{f_o} \phi_2 = -\frac{3pi_d i_q B}{2J_n}$$

$$\Lambda(x) = \frac{3p}{2J_n} (\Phi_v i_q + (L_{d_n} - L_{q_n}) i_d i_q) + -\frac{1}{J_n} T_L - \frac{B}{J_n} \omega_r$$

$$L_{f_o}^2 \phi_2 = -\frac{3pi_q(L_{d_n} - L_{q_n})}{2J_n} f_1(x) + \frac{1}{J_n} \left(K_t - \frac{3pi_d(L_d - L_q)}{2} \right) f_2(x) - \frac{B}{J_n} f_3(x)$$

$$L_{f_o} \phi_1 = f_1(x), \quad L_{f_o} \phi_2 = f_3(x)$$

$$L_{g_1} L_{f_o} \phi_2 = -\frac{3pi_q(L_{d_n} - L_{q_n})}{2J_n L_{d_n}}, \quad L_{g_2} L_{f_o} \phi_2 = \frac{1}{J_n L_{q_n}} \left(K_t - \frac{3pi_d(L_d - L_q)}{2} \right)$$

$$L_{N_1} L_{f_o} \phi_2 = -\frac{3pi_q(L_{d_n} - L_{q_n})}{2J_n}, \quad L_{N_2} L_{f_o} \phi_2 = \frac{1}{J_n} \left(K_t - \frac{3pi_d(L_d - L_q)}{2} \right)$$

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception de deux contrôleurs non-linéaires et adaptatifs. La loi d'adaptation impose à ce que les paramètres incertains soient constants. Le premier contrôleur concerne deux paramètres rentrant d'une façon linéaire dans le modèle du moteur (R et T_L). Le deuxième, par contre, tient compte de deux paramètres rentrant d'une façon non-linéaire dans le modèle (L et J). Pour ce dernier et, contrairement au premier, on a estimé l'inverse des paramètres plutôt que les paramètres eux mêmes.

On a aussi montré qu'avec les deux contrôleurs conçus, on n'a pas rencontré une surparameterisation. Cependant, l'exemple sur le moteur à pôles saillants a abouti à une surparameterisation causée principalement par la dépendance entre les différents paramètres considérés.

Dans le prochain chapitre, on présente le banc d'essai expérimental réalisé spécialement pour tester les performances des contrôleurs conçus.

CHAPITRE 4

MISE AU POINT D'UN BANC D'ESSAI EXPÉRIMENTAL

4.1 Introduction

L'utilisation des techniques numériques dans la conception des systèmes de commande des moteurs électriques est maintenant un fait acquis. L'avantage principal de ces techniques par rapport aux méthodes analogiques est leur grande souplesse d'utilisation au niveau du développement des commandes. Ceci suppose, bien entendu, qu'on dispose de matériels suffisamment performants qui permettent d'assurer la commande en temps réel du processus. Dans notre cas, nous avons utilisé un processeur numérique (DSP) du type TMS320C31. Ce dernier fonctionne en point flottant et donc détient une grande flexibilité de programmation que les processeurs à point fixe n'ont pas.

Dans ce chapitre, nous décrivons les différentes composantes du système utilisé pour l'implantation pratique. À noter que cette partie constitue le coeur du travail réalisé. Sur le plan matériel, on présente les détails sur le banc d'essai réalisé qui comprend un contrôleur numérique du type DSP, un onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion, d'un

circuit d'acquisition de données et d'un moteur synchrone à aimants permanents. Du côté logiciel, nous décrivons la procédure suivie pour l'implantation des algorithmes de commande conçus.

Avant tout, on aimerait présenter les conditions adoptées pour réaliser les programmes de simulation numériques. En effet, pour l'analyse du comportement du système par voie de simulation, on utilise des programmes en langage C basés sur la méthode d'intégration d'Euler. Cette dernière nécessite un temps relativement faible pour assurer une meilleure convergence. On a utilisé donc une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz. Le moteur est représenté par son modèle dynamique dans le référentiel de Park. L'onduleur est simulé par les interrupteurs idéaux avec une fréquence de commutation de 20 kHz.

Le schéma bloc de l'ensemble moteur-onduleur- contrôleur non-linéaire est donné par la figure suivante:

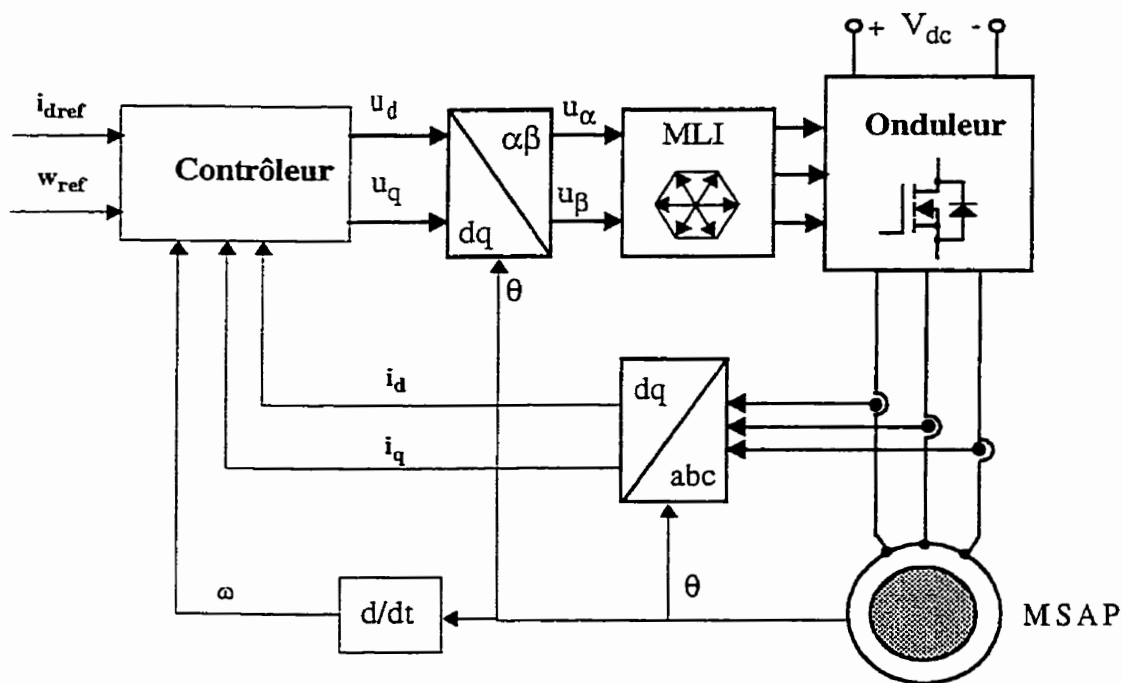


Figure 4.1 Structure de la simulation numérique

4.2 Banc d'essai:

La configuration du banc d'essai expérimental est montrée par les figures 4.2 et 4.3. Il est composé principalement de deux parties: d'une part le contrôleur numérique et ses périphéries et d'autre part les composants de puissance (onduleur et moteur équipé de capteurs).

Le servomoteur est un moteur synchrone à aimants permanents dont les paramètres sont donnés par le tableau 1.1 du chapitre 1. Il est connecté mécaniquement à une machine à courant continu, utilisée comme charge, et un résolveur pour la mesure de la position du rotor. Les signaux issus du résolveur sont convertis en un signal numérique représentant la position à l'aide du convertisseur AD2S82AHP. Le circuit détaillé est donné en annexe par la figure B.5.

Ce moteur est alimenté par un onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsions (MLI) fonctionnant à une fréquence de 10 KHz pilotée par la carte de contrôle.

Les courants de phase sont mesurés par des capteurs à effet Hall alors que la position est mesurée à l'aide d'un résolveur.

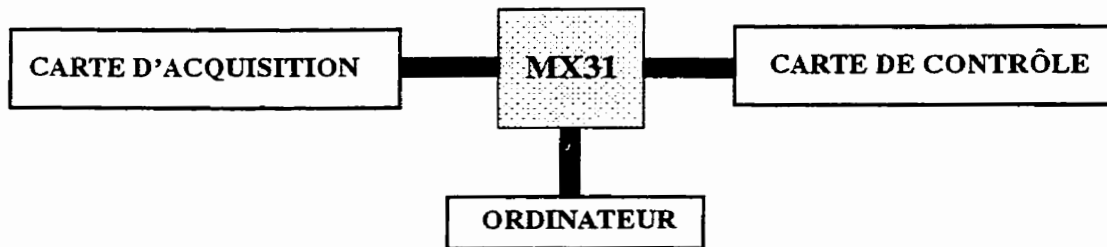


Figure 4.2 Schéma du montage expérimental

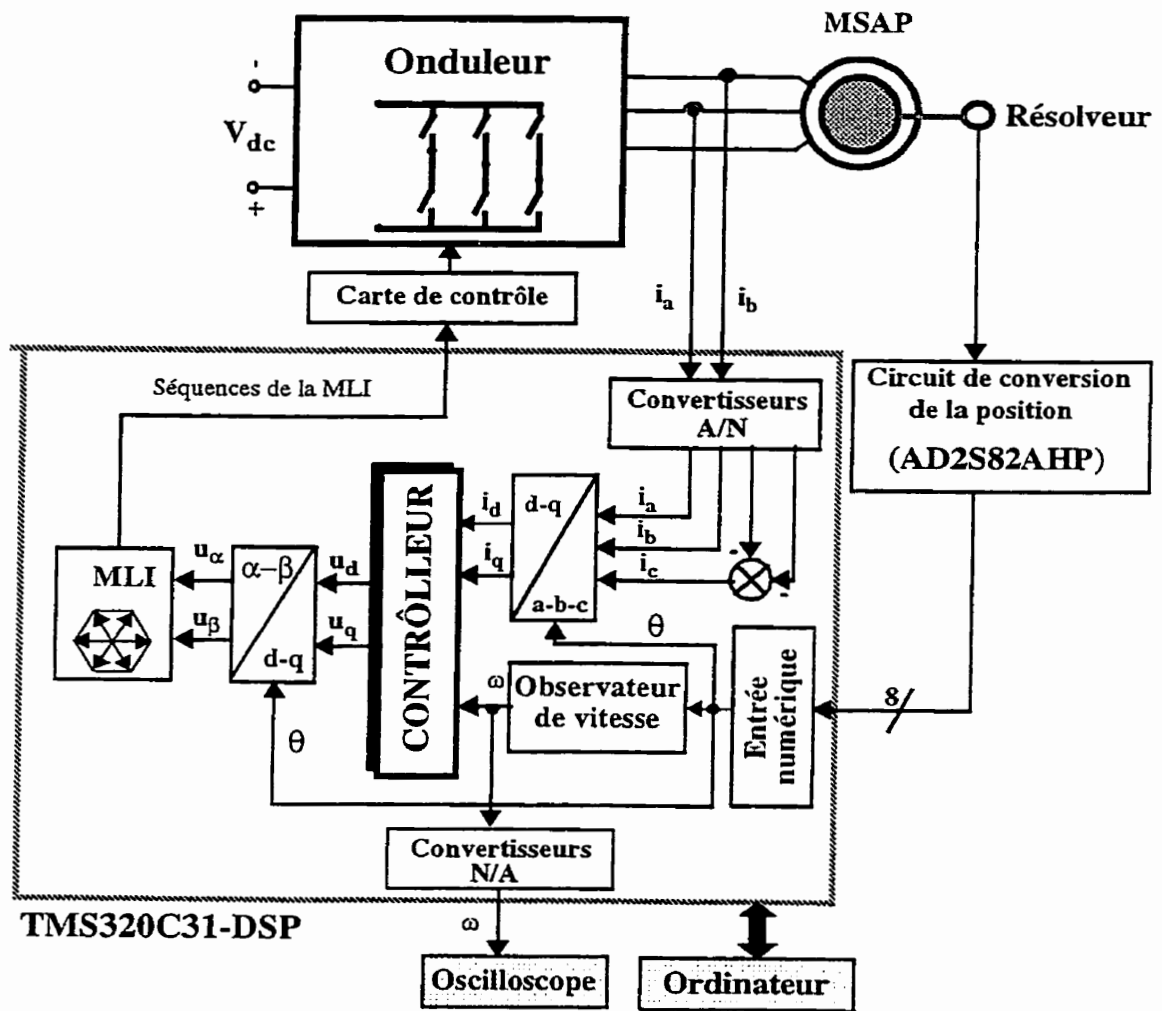


Figure 4.3 Montage expérimental

4.2.1 Caractéristiques du contrôleur numérique utilisé

De nos jours, les contrôleurs numériques utilisant des microcontrôleurs ou des DSPs sont de plus en plus utilisés. Le lecteur qui désire s'informer sur l'évolution des contrôleurs numériques et leur rôle dans les entraînements, peut consulter la référence [16].

Les avantages de ces contrôleurs par rapport aux contrôleurs analogiques se résument par:

- une grande souplesse d'utilisation au niveau des développements des commandes,
- une réalisation des lois de commande par programmation.

Le contrôleur numérique est basé sur un DSP de type TMS320C31 ayant les caractéristiques suivantes:

- 60 nsec: temps d'une simple instruction.
- 33.3 MFLOPS (million d'opérations en point-flottant par seconde).
- 16.7 MIPS (million d'instructions par seconde).

Le contrôleur est composé d'une carte principale (MX31) connectée à une carte de contrôle (utilisée pour gérer les signaux de la MLI) et une carte d'acquisition.

L'ensemble nous fournit:

- Deux ports numériques de 8 bits chacun configurables en entrée ou en sortie.
- Un port numérique de 4 bits configurable en sortie utilisé pour commander l'onduleur.
- Deux entrées analogiques utilisant des convertisseurs analogiques-numériques (A/N) de 12 bits de résolution avec un temps a minimal de conversion de 10 μ sec (typiquement 20 μ sec).
- Deux entrées analogiques utilisant des convertisseurs analogiques-numériques (A/N) de 12 bits de résolution avec un temps a minimal de conversion de 10 μ sec (typiquement 20 μ sec).
- Deux sorties analogiques utilisant des convertisseurs numériques-analogiques (N/A) de 12 bits de résolution.
- Deux temporisateurs internes programmables.
- Trois interruptions externes.

4.2.2 Onduleur à modulation de largeur d'impulsions

Le récent développement de l'électronique de puissance a rendu les machines synchrones très compétitifs aux moteurs asynchrones dans les applications à vitesse variable.

Les onduleurs ont permis d'améliorer leur fonctionnement en leur permettant de fonctionner comme des moteurs à courant continu sans avoir les problèmes engendrés par les collecteurs. Ils permettent d'effectuer l'autopilotage des moteurs synchrones. Ce dernier consiste à asservir la fréquence de l'alimentation avec la vitesse du rotor assurant un parfait synchronisme entre le champ statorique et le champ rotorique. Ce synchronisme permet de faire démarrer le moteur même à partir du repos. La seule contrainte liée à l'autopilotage est la nécessité d'utiliser un capteur de position (un résolveur ou un encodeur).

Les onduleurs peuvent être commandés en utilisant plusieurs techniques parmi lesquelles on cite: la commande par hystérisis et la technique de Modulation par Largeur d'Impulsion (MLI). Malgré les nombreuses références consacrées à la commande par hystérisis ([49], [50]), la technique MLI reste la plus utilisée et la plus conseillée. En effet, elle a fait objet de recherches intensives depuis maintenant plusieurs années (voir [28] pour plus de détails). Trois catégories de MLI, qui diffèrent dans le concept et les performances, ont été développées: la MLI sinusoïdale, la MLI pré-calculée et la méthode vectorielle de la MLI [28]. La dernière catégorie reste la plus favorable pour le contrôle instantané des courants car elle assure de faibles harmoniques et une réponse très rapide.

Actuellement, un certain nombre de critères sont mis au point pour aider à choisir la méthode qui soit favorable à l'application souhaitée. Parmi ces critères, on cite:

- Le taux d'harmoniques du courant: qui affecte les pertes fer et par conséquent le rendement,
- Les ondulations du couple: fonction directe du taux d'harmoniques des courants.
- La fréquence de commutation: une valeur élevée de cette fréquence est toujours souhaitable. Toutefois, on ne peut l'augmenter délibérément au dessus d'un certain seuil afin de limiter les pertes dans les semi-conducteurs. Pour les transistors bipolaires, ce seuil

est de quelques Kilo-Hertz, pour les IGBTs il est autour de 10 KHz alors que pour les GTOs il ne dépasse pas les quelques centaines de Hertz [28].

- Les performances dynamiques: elles dépendent du temps de réponse des courants. En effet, parfois, on a besoin d'utiliser le filtrage pour réduire les harmoniques d'ordre élevé ce qui affecte directement le temps de réponse des courants.

Dans ce qui suit, on présente le modèle de l'onduleur et on explique la technique de la MLI adoptée.

Le schéma représentatif de l'ensemble moteur-onduleur est donné par la figure 4.4. On considère que les interrupteurs sont idéaux et présentent deux états possibles: fermé ou ouvert.

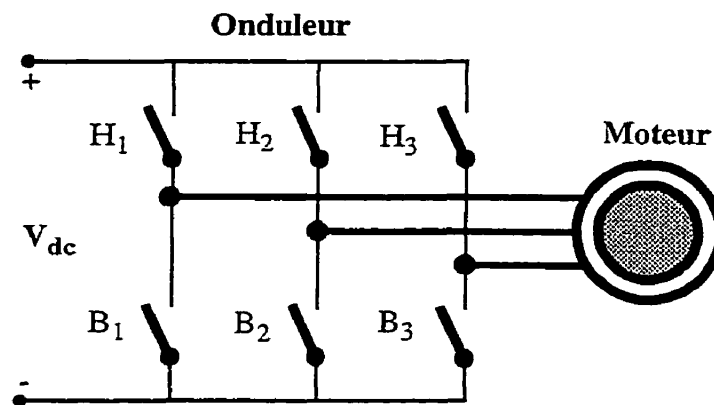


Figure 4.4 Représentation de l'ensemble onduleur-moteur

On considère que les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Ainsi, on a besoin de trois signaux logiques (S_1 , S_2 et S_3) pour commander les six interrupteurs formant l'onduleur [51]. Toutefois, dans la pratique il faut prévoir un délais entre les deux signaux pour ne pas court-circuiter la source V_{dc} . Lorsque le signal logique est à 1, l'un des interrupteurs H_i est fermé, alors que s'il est à 0 c'est l'un des interrupteurs B_i qui est fermé.

La figure 4.5 fait le lien entre les différentes séquences, les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur.

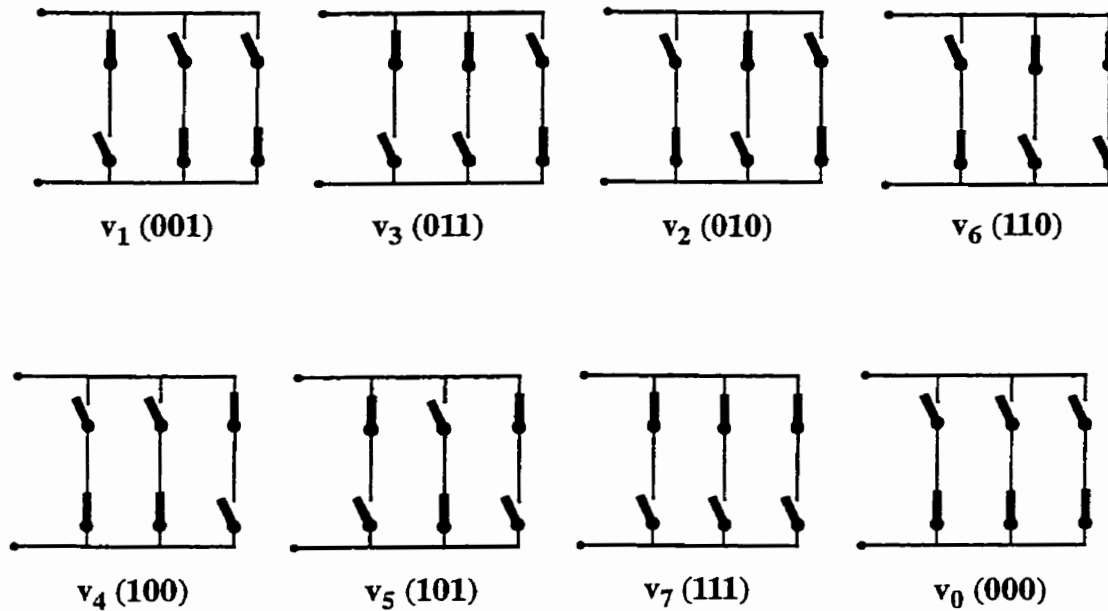


Figure 4.5 États des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma de la figure 4.6.a.

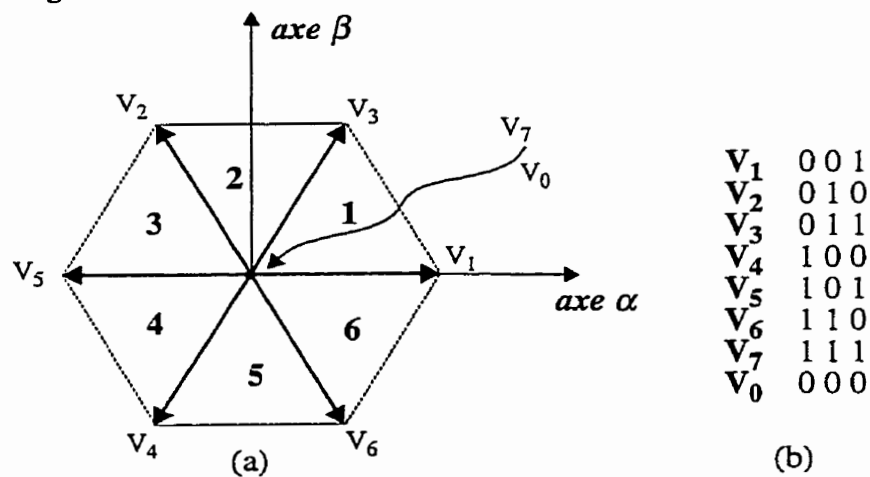


Figure 4.6 Représentation des vecteurs de tension

Puisque chaque interrupteur a deux états (ouvert ou fermé) ce qui donne donc $2^3 = 8$ combinaisons possibles représentées par huit vecteurs: six vecteurs principaux (1 à 6) et deux vecteurs de roues libres (0 et 7), figure 4.6.b. Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 60° formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond a une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur. Par exemple, le vecteur V_1 est lié à la séquence (001) ce qui correspond à la situation où les interrupteurs H_1 , B_2 et B_3 sont fermés. Sachant qu'à la sortie du contrôleur, on obtient deux tensions de commande (u_d et u_q) qui tournent avec le référentiel fixé au rotor. Afin d'exploiter cette méthode il faut transformer ces deux tensions en deux tensions de commande (u_α et u_β) qui, celles-ci, tournent avec le référentiel fixé au stator et ainsi elles deviennent les entrées du modulateur. On définit un vecteur V_s , représentatif à l'instant t du système triphasé, et qui satisfait:

$$V_s = u_\alpha + j \cdot u_\beta \quad (4.1)$$

Ce vecteur est ainsi généré en valeur moyenne par une application successive des séquences actives et des séquences de roue-libre.

À chaque rotation complète du vecteur V_s dans le plan de la figure 4.6.a, les huit secteurs sont balayés. Pour ne pas avoir de commutations indésirables, il est nécessaire de réarranger les séquences de sorte que pendant la transition d'un état à un autre, un seul bras de l'onduleur soit affecté à la fois.

Pour montrer comment la modulation s'effectue, on fait appel à la figure 4.7:

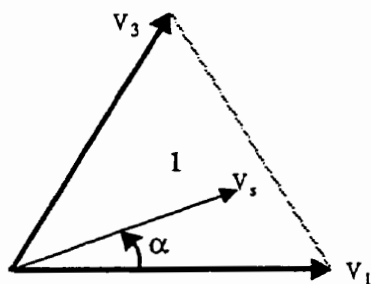


Figure 4.7 Principe de la modulation

Le vecteur V_s se situe dans la secteur 1 entre le vecteur V_1 et V_3 , ce qui permet d'écrire:

$$V_s \cdot T_e = V_1 \cdot T_1 + V_3 \cdot T_2 \quad (4.2)$$

où T_e représente la période de commutation, T_1 et T_2 sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs V_1 et V_3 . Elles sont exprimées par:

$$T_1 = \sqrt{3} \cdot T_e \cdot \frac{|V_s|}{V_{dc}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (4.3)$$

$$T_2 = \sqrt{3} \cdot T_e \cdot \frac{|V_s|}{V_{dc}} \cdot \sin(\alpha)$$

$$T_o = T_e - T_1 - T_2$$

T_o est la durée d'application de la séquence de roue-libre.

En supposant qu'initialement, le vecteur V_s coïncide avec le vecteur V_1 , deux séquences sont actives. La séquence qui correspond au vecteur V_1 est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_o . La séquence qui correspond au vecteur V_2 est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur V_s s'éloigne du vecteur V_1 et on s'approche du vecteur V_3 , T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur V_s atteint le vecteur V_3 , T_1 sera nul et T_2 sera maximale.

Les expressions (4.3) sont valables uniquement lorsque le cercle formé par le vecteur V_s , durant sa rotation, ne dépasse pas les droites de l'hexagone (voir figure 4.7). Toutefois, dans le cas contraire, on est en présence d'une sur-modulation [34] où les durées de modulation doivent être corrigées comme suit:

$$T_1 = T_1 \cdot \frac{T_e}{T_1 + T_2} \quad (4.4)$$

$$T_2 = T_2 \cdot \frac{T_e}{T_1 + T_2}$$

$$T_o = 0$$

La détermination de la position du vecteur V_s est réalisée à l'aide de l'algorithme suivant:

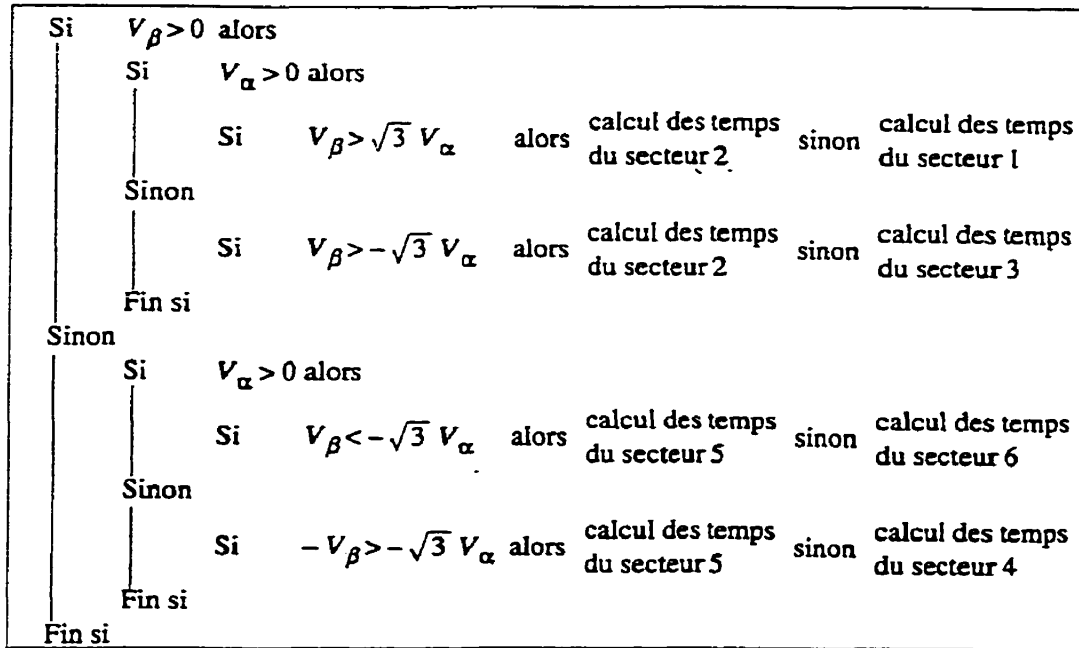


Figure 4.8 Organigramme de la détermination des séquences

L'application des signaux d'attaque se fait par deux façons. Dans la première, l'application des séquences se fait dans l'ordre indiqué par la figure 4.9.a. À l'intérieur d'une période de commutation, on applique la première séquence durant le temps T_1 , la deuxième séquence durant le temps T_2 et la roue-libre durant le temps T_0 . Cet ordre est maintenu durant la prochaine période.

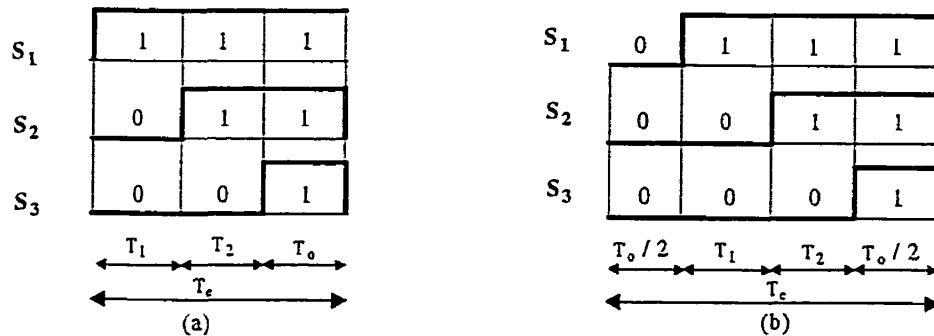


Figure 4.9 Application des signaux d'attaque

Dans la deuxième, on applique en premier la première séquence de roue-libre durant la moitié du temps T_0 , ensuite la première et la deuxième séquences durant les temps T_1 et T_2 respectivement et finalement on applique la deuxième séquence de roue-libre durant la moitié du temps T_0 (voir figure 4.9.b). L'avantage de la deuxième façon est le fait qu'à chaque période, on fait appel aux deux séquences de roue-libre. Cette procédure permet de diminuer les contraintes thermiques sur les interrupteurs pendant la roue-libre en l'effectuant une fois avec les interrupteurs (H_1 , H_2 et H_3) et une fois avec les interrupteurs (B_1 , B_2 et B_3).

4.3 Organigramme général du programme en temps réel

Nous avons porté une attention particulière à la réduction du temps de calcul dans les programmes développés. Celui-ci a été réduit en tenant compte particulièrement des points suivants:

- Le DSP utilisé ne possède pas d'instructions de division. Ceci nous a ramené à remplacer toute division par une constante par une multiplication par l'inverse de cette constante pré-calculée. La division par une variable, cependant, est exécutée par une fonction existant dans les librairie du compilateur C de Texas Instruments.
- De plus, toutes les fonctions trigonométriques nécessaires dans le calcul sont remplacées par des tables calculées au début du programme.
- Certaines commandes en assembleur ont été intercalées dans le programme en langage C. Il s'agit des commandes d'initialisation et de validation des différents registres.

4.3.1 Organigramme général

L'organigramme général de la figure 4.10 résume d'une manière séquentielle les différentes tâches exécutées par le DSP.

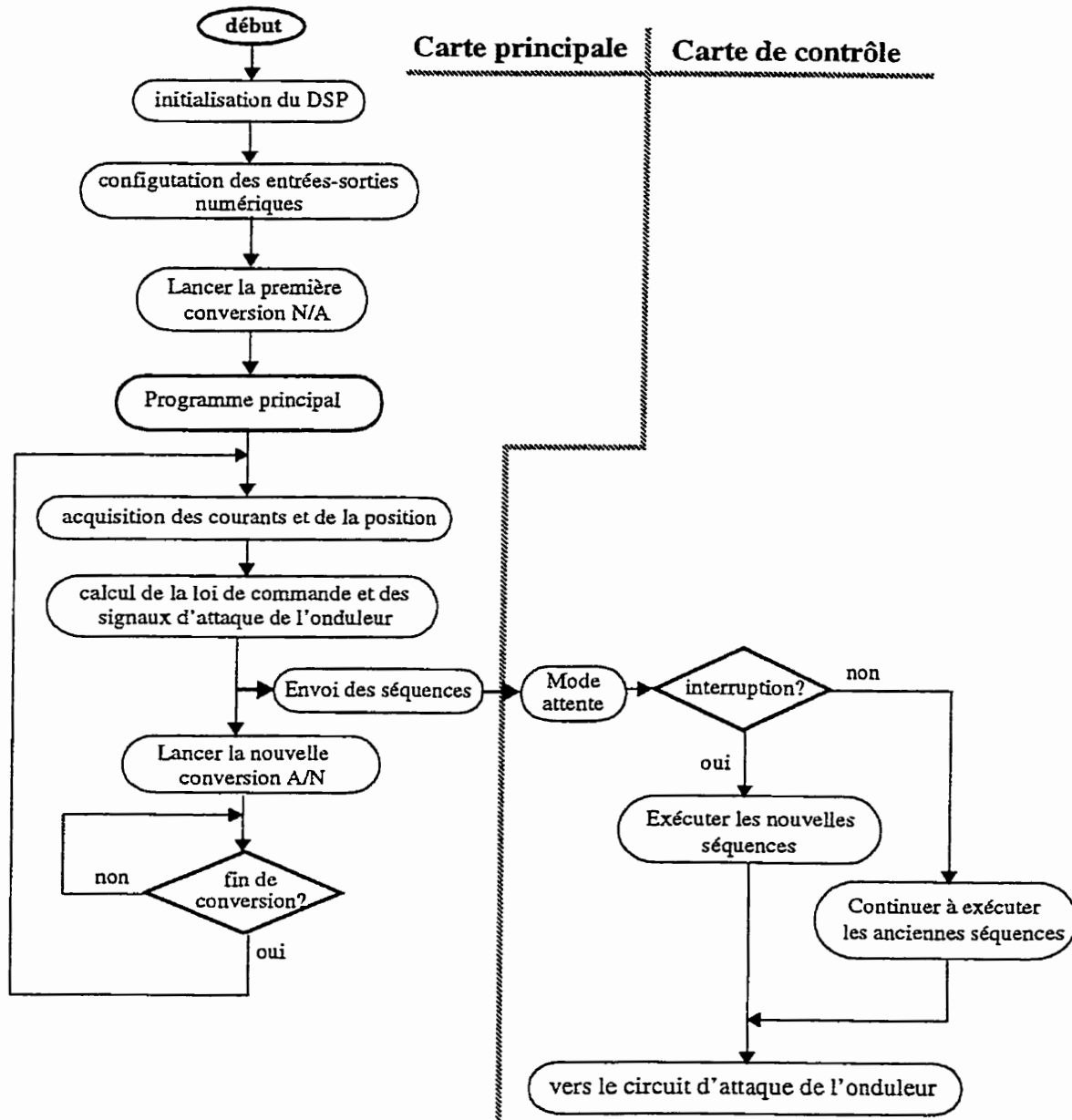


Figure 4.10 Diagramme bloc des différentes tâches exécutées par le DSP.

D'une façon général, le calculateur numérique (DSP) guidé par le programme développé effectue essentiellement les tâches suivantes:

- **Acquisition du signal de position:**

Réalisée à l'aide de l'un des deux ports numériques de 8 bits qu'on a configuré en entrée.

- **Acquisition de deux courants de phase:**

Les courants sont mesurés à l'aide de capteurs à effet Hall, puis lus à travers deux convertisseurs analogiques à numériques. La durée de la conversion est de 20 μ sec.

- **Calcul des deux composantes (i_d , i_q):**

Ce calcul est effectué en utilisant la transformation de Park décrite au chapitre 1 et qu'on récrit ici comme suit:

$$i_d = i_a \cos(\theta) + i_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_q = i_a \sin(\theta) + i_b \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

- **Estimation de la vitesse et de l'accélération:**

En premier lieu, on a estimé la vitesse en dérivant puis filtrant le signal de position tout en tenant compte des discontinuités. En second lieu, on a utilisé un observateur non-linéaire d'ordre réduit.

Le bloc diagramme utilisé dans le premier cas est illustré comme suit:

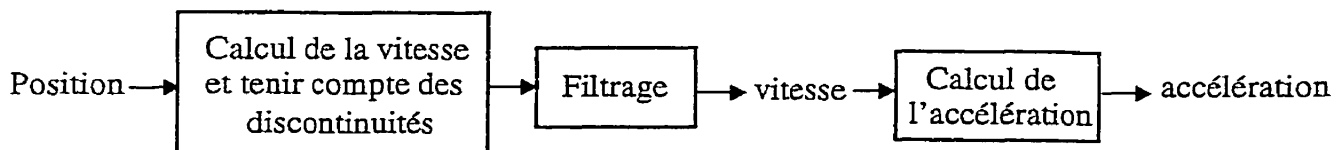


Figure 4.11 Estimation de la vitesse et de l'accélération

À noter que la détection des discontinuités nous a posé un problème surtout en régime dynamique lors de l'application de la charge. De plus, le bruit de mesure de la position a fait que la détection de la discontinuité n'est pas efficace. Cette situation nous a conduit à utiliser un filtre afin d'atténuer l'effet de la mauvaise détection des discontinuités. Le filtre est choisi simple pour ne pas augmenter considérablement le temps de calcul lors de l'implantation pratique. Malheureusement, le filtrage a causé un certain retard dans le signal de vitesse et d'accélération.

- **Calcul des lois de commande et des lois d'adaptation:**

Les expressions utilisées sont principalement: (3.39), (3.50), (3.62) et (3.73).

- **Calcul des signaux d'attaque de l'onduleur:**

On débute par calculer les deux tensions de commande dans le référentiel fixé au stator (u_α et u_β) en utilisant la transformation suivante:

$$u_\alpha = u_d \cos(\theta) + u_q \sin(\theta)$$

$$u_\beta = -u_d \sin(\theta) + u_q \cos(\theta)$$

Ensuite, on détermine les séquences de commutation en se basant sur l'organigramme de la figure 4.8.

- **Envoi des signaux d'attaque à la carte de contrôle:**

Un port numérique de 4 bits est utilisé pour envoyer les signaux d'attaque à la carte de contrôle de l'onduleur.

À la sortie de la carte de contrôle, les signaux d'attaque possèdent une amplitude de +5 Volt. Avant qu'ils atteignent le circuit d'attaque des gâchettes (IR2110), ces signaux passe par un circuit d'adaptation donné par la figure B.4 (Annexe B) afin de rendre leurs amplitudes égales à +15 V.

À noter que la période d'échantillonnage utilisée dans l'implantation a été fixée en tenant compte du temps d'exécution de tout le programme qu'on charge dans le DSP. Cette période est égale à $T_s = 200 \mu\text{sec}$. Le temps nécessaire pour l'exécution de chacune des tâches est donné par le tableau suivant:

Tâche	Durée (μsec)
Acquisition des courants et de la position, transformation de Park, estimation de la vitesse	65
Calcul du contrôleur	45
Calcul des signaux d'attaque	70
Durée de la conversion analogique/numérique	20

Table 4.1: Temps de calcul des différentes tâches du programme

4.3.2 Compilation des programmes écrits en langage C

L'ordinateur a été utilisé pour écrire le programme en C, le compiler puis le charger dans la mémoire du DSP pour l'implantation. Les étapes à suivre pour la compilation d'un fichier écrit en langage C sont résumés par l'organigramme suivant:

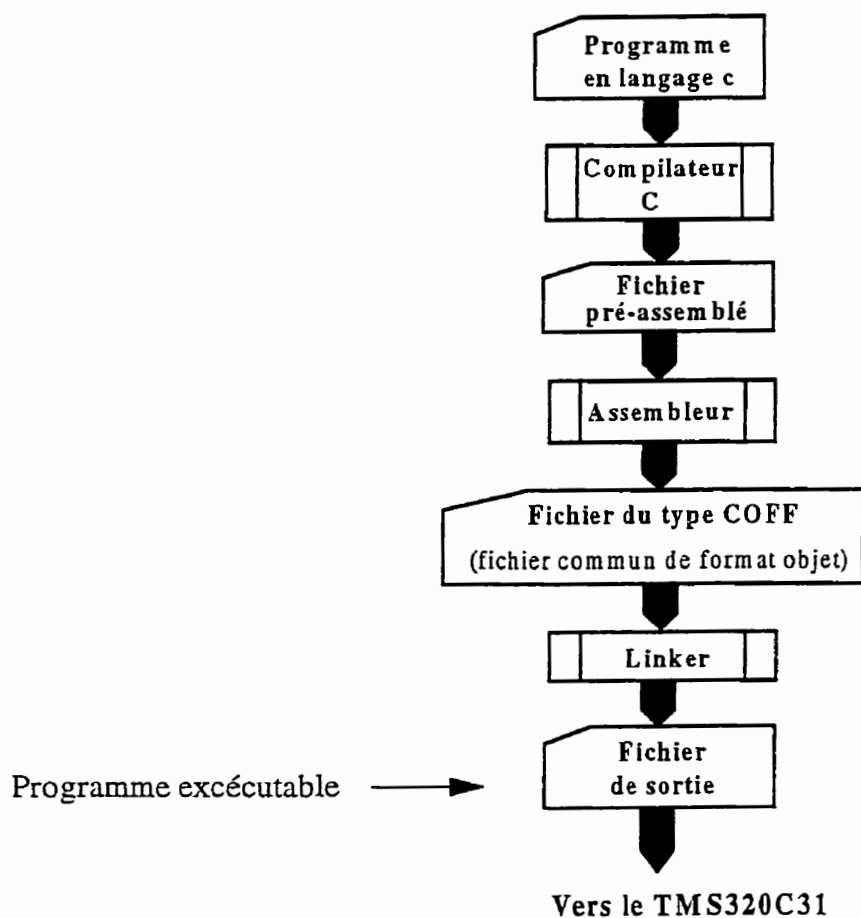


Figure 4.12 Organigramme des étapes nécessaires dans la compilation d'un programme

Dans le but de rendre facile l'exécution de ces étapes, nous avons développé un logiciel travaillant sous l'environnement Windows et qui automatise toute la procédure d'obtention du fichier de sortie (exécutable).

4.4 Autopilotage du MSAP

On a testé le fonctionnement de l'onduleur et l'autopilotage du moteur (en boucle ouverte).

Les résultats sont donnés par les figures (4.13, 4.14, et 4.15).

Notons aussi que toutes les variables utilisées dans la commande des moteurs électriques sont souvent limitées à cause d'un certain nombre de contraintes physiques: les tensions sont limitées par la tension continue alimentant l'onduleur, les courants sont limités par la capacité des composants de puissance et finalement la vitesse est limitée par des contraintes mécaniques. Dans cet essai, la tension continue alimentant l'onduleur (V_{dc}) est fixée à 150 V et le circuit de protection contre les surintensités est réglé à 15 Ampères.

On montre le signal de vitesse (figure 4.13), les courants de phase et i_d , i_q (figure 4.14) et la tension ligne-ligne (figure 4.15).

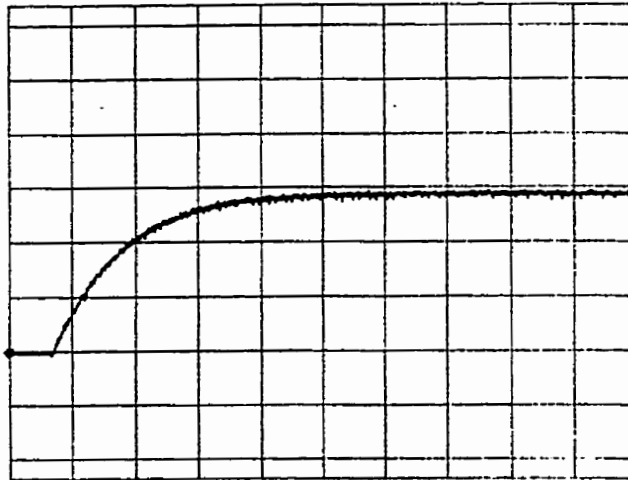


Figure 4.13 Résultat pratique montrant la vitesse du moteur.
(Horiz. 0.2 sec/div, Verti. 20 rad/sec/div).

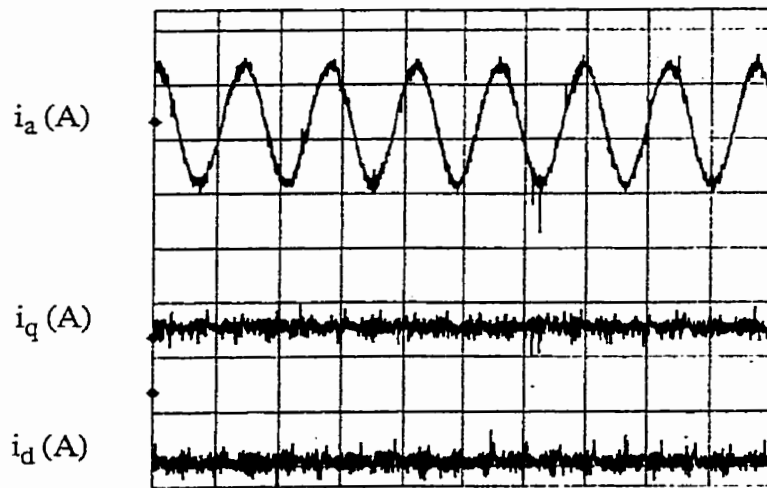


Figure 4.14 Résultat pratique montrant un courant de phase et les courants i_d , i_q .
(Horiz. 50 msec/div, Vert. 2 A/div)

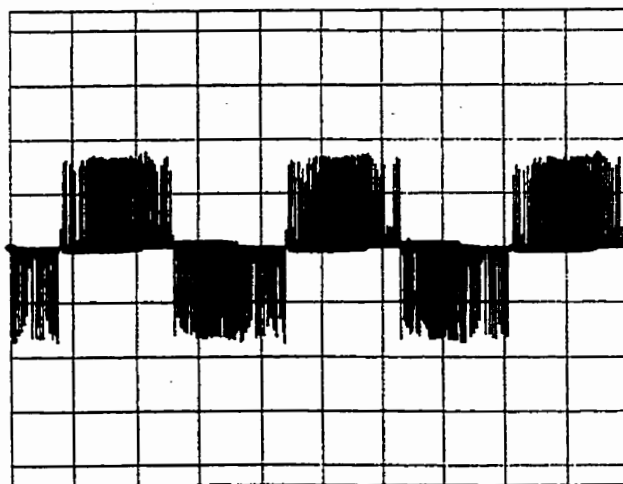


Figure 4.15 Résultat pratique montrant la tension ligne-ligne.
(Horiz. 50 msec/div, Vert. 40 V/div)

4.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation du banc d'essai expérimental destiné à l'implantation en temps réel. Il comprend un processeur numérique basé sur un DSP de type TMS320C31, un circuit d'acquisition, un moteur synchrone à aimants permanents et un onduleur à modulation de largeur d'impulsions.

Le principe de fonctionnement de l'onduleur ainsi que la technique vectorielle de la modulation de largeur d'impulsions sont ensuite présentés.

À la fin, on a donné quelques graphiques illustrant les hautes performances obtenues par l'autopilotage du moteur (fonctionnement en boucle ouverte).

Dans le prochain chapitre, nous allons exploiter ce banc d'essai pour évaluer, expérimentalement, les performances des contrôleurs adaptatifs non-linéaires conçus.

CHAPITRE 5

PERFORMANCES EN TEMPS RÉEL DU CONTRÔLEUR NON-LINÉAIRE ADAPTATIF CONÇU

5.1 Introduction

Le présent chapitre est consacré à l'illustration des performances du contrôleur non-linéaire adaptatif conçu au chapitre 3 et qui tient compte des variations dans R et T_L . Il est aussi question de comparer ses performances avec celles d'un contrôleur linéaire robuste du type QFT (quantitative feedback theory) dont les étapes de conception sont présentées en annexe A. À noter que le contrôleur QFT est conçu pour fonctionner à l'intérieur de la plage de vitesse (20 rad/sec et 100 rad/sec). Cependant, à cause des limites physiques du banc d'essai, on n'a pas pu atteindre que 80 rad/sec. Dans les tests considérés, le moteur démarre à vide, puis un couple de charge s'applique brusquement à un instant t propre à chaque essai. Pour les programmes de simulation, on utilise le langage C et la méthode d'intégration d'Euler. La fréquence d'échantillonnage est fixée à 10 kHz alors que l'onduleur travaille avec une fréquence de commutation de 20 kHz.

5.2 Performances en temps réel du contrôleur non-linéaire adaptatif

Afin de tester les performances en temps réel du contrôleur non-linéaire adaptatif, on a réalisé des essais en considérant:

- deux références de vitesse: 20 rad/sec et 80 rad/sec,
- une variation de la résistance statorique entre 1.2Ω et 1.7Ω
- une variation du couple de charge entre 0 Nm et 4 Nm.

Les résultats sont donnés par les figures 5.1 à 5.8.

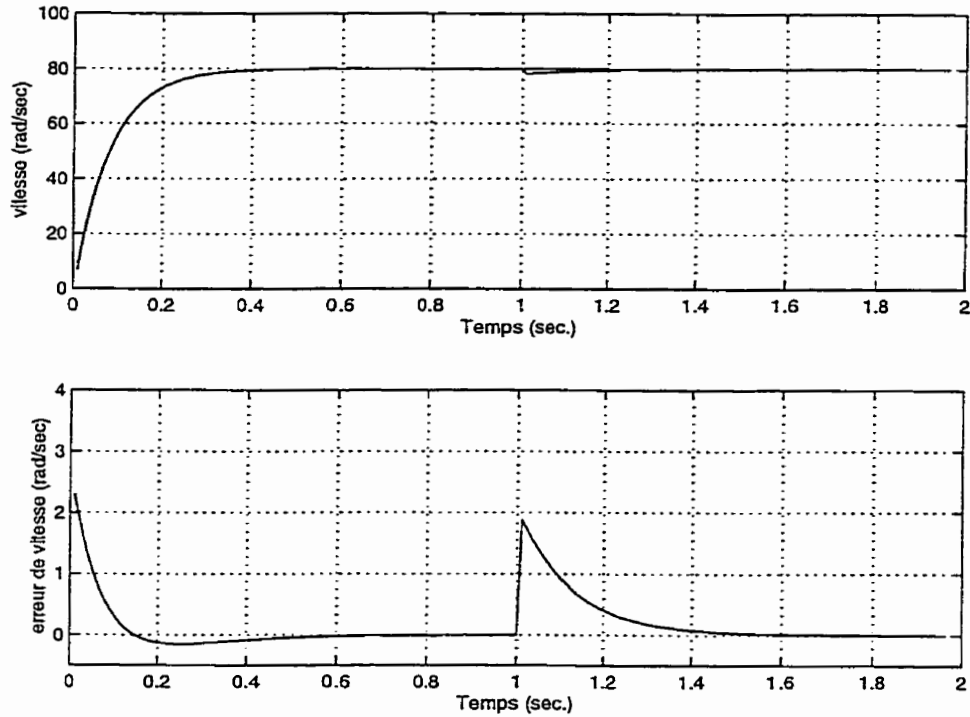


Figure 5.1 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 80$ rad/sec, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4$ Nm appliqué à $t=1$ sec.

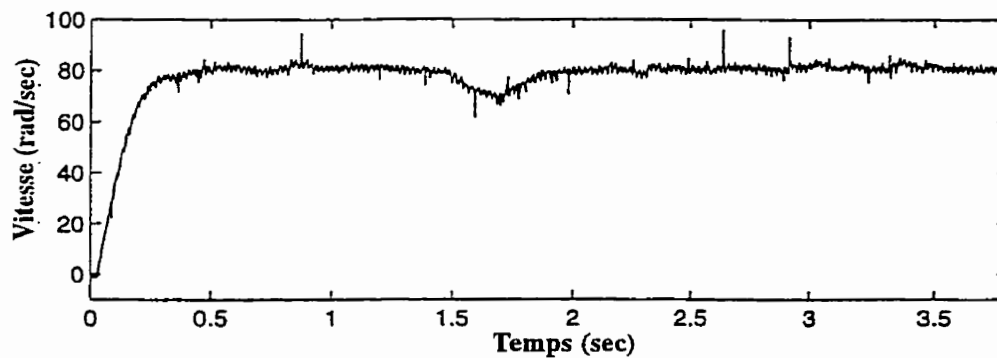


Figure 5.2 Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 80$ rad/sec, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4$ Nm appliqué à $t=1.4$ sec.

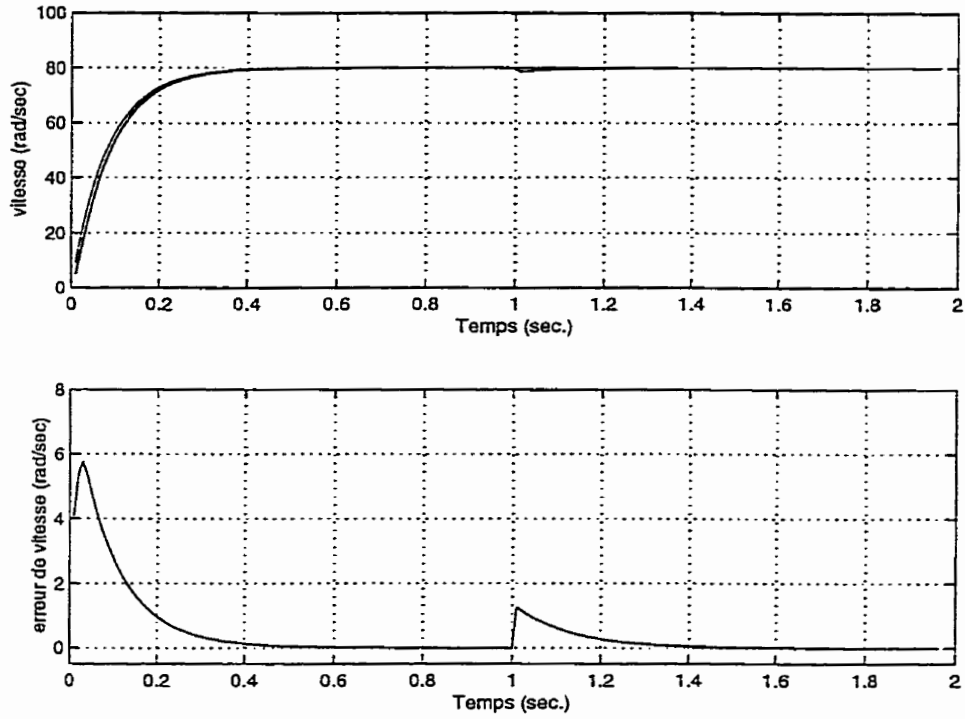


Figure 5.3 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=1 \text{ sec}$.

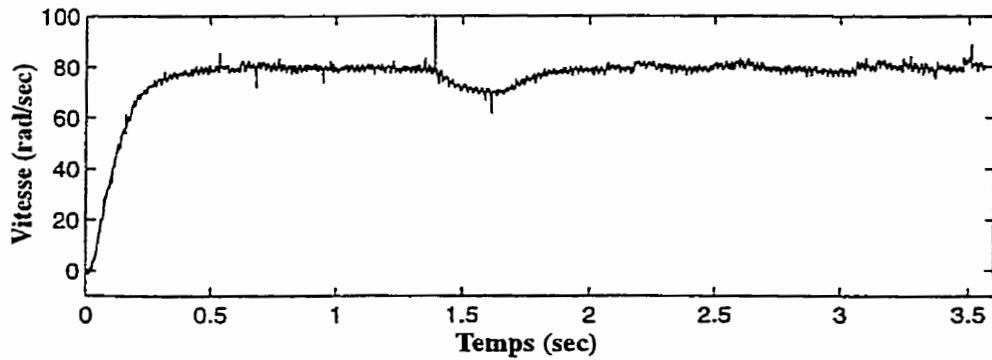


Figure 5.4 Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=1.6 \text{ sec}$.

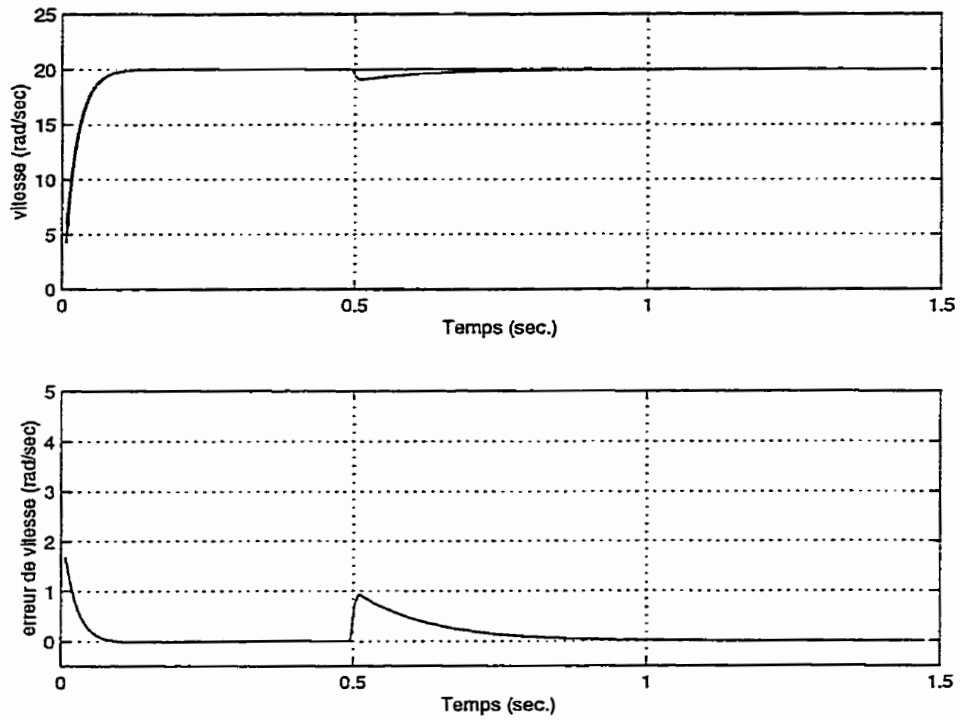


Figure 5.5 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.5 \text{ sec}$.

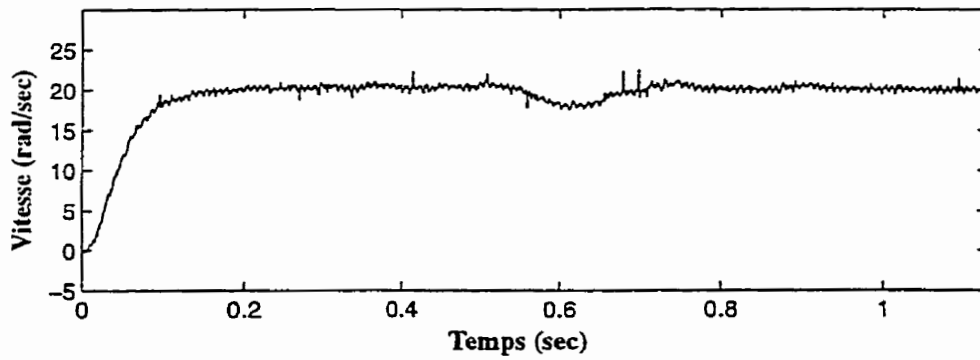


Figure 5.6 Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.5 \text{ sec}$.

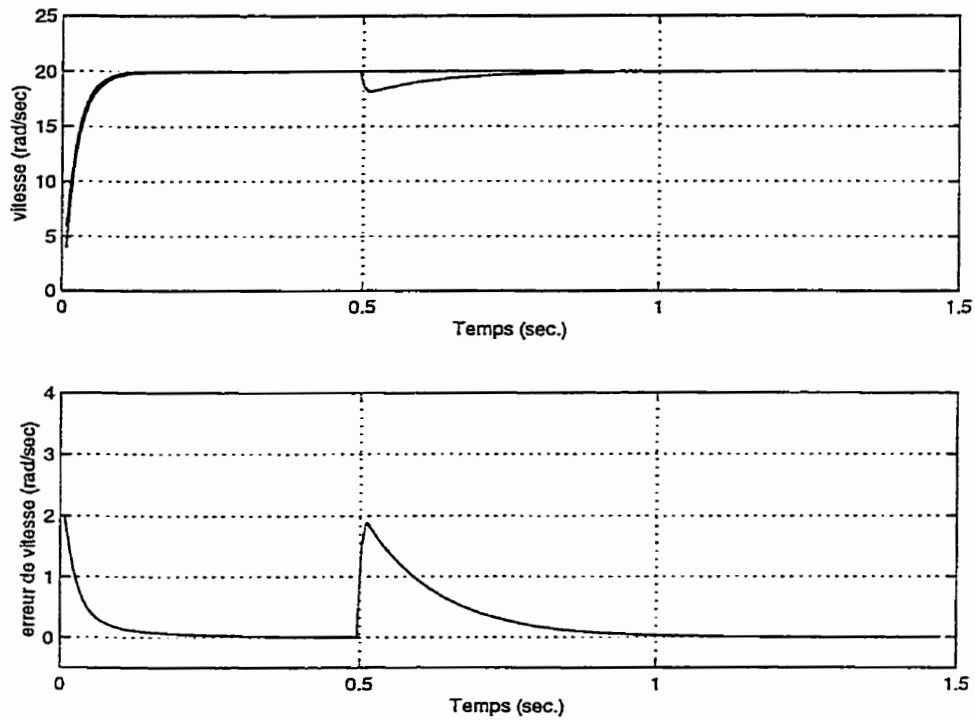


Figure 5.7 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.5 \text{ sec}$.

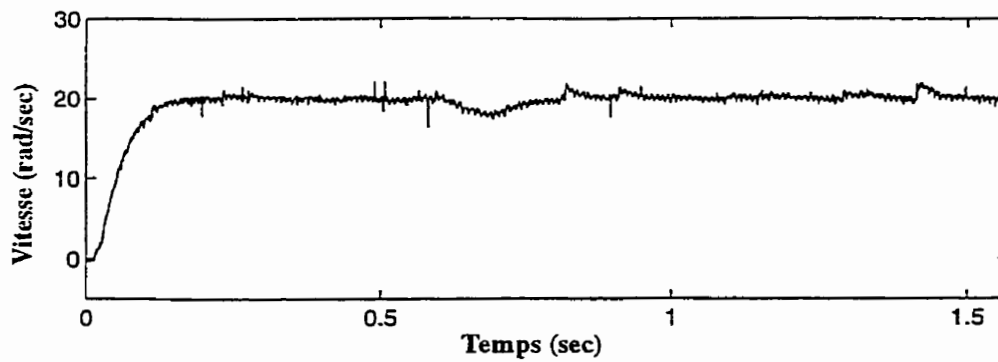


Figure 5.8 Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non-linéaire.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.55 \text{ sec}$.

5.3 Performances en temps réel du contrôleur QFT

On a testé les performances en temps réel du contrôleur QFT en considérant les mêmes conditions que dans le cas du contrôleur non-linéaire adaptatif. Les résultats sont donnés par les figure 5.9 à 5.16.

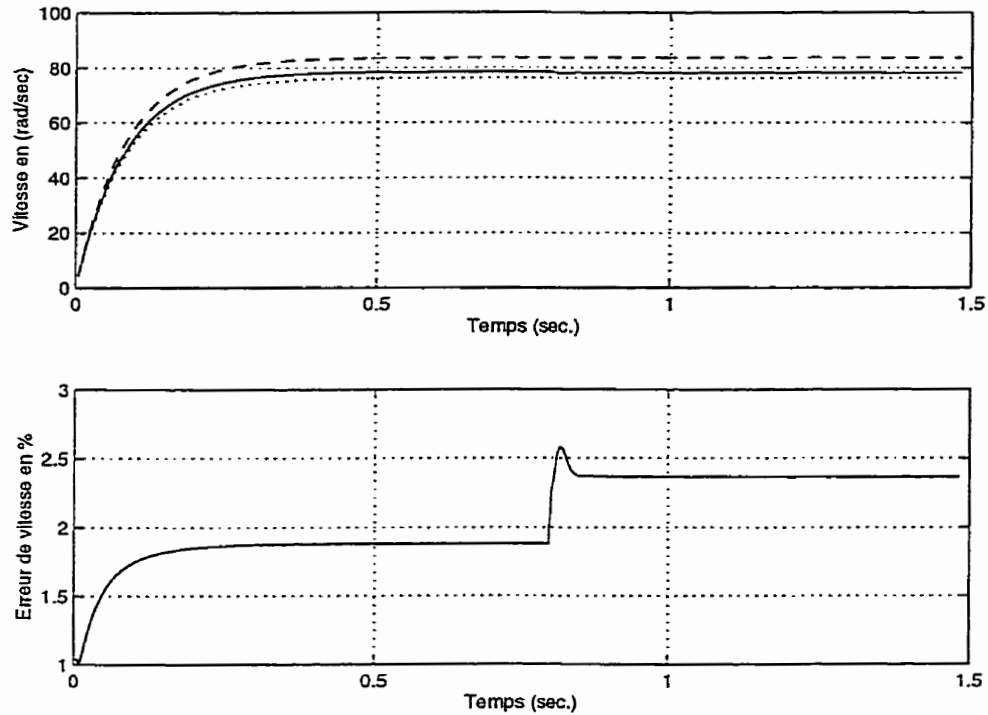


Figure 5.9 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.8 \text{ sec}$

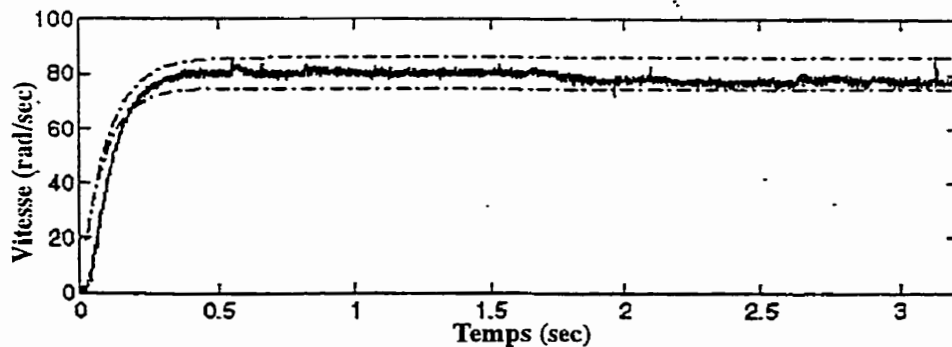


Figure 5.10 Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=1.7 \text{ sec}$.

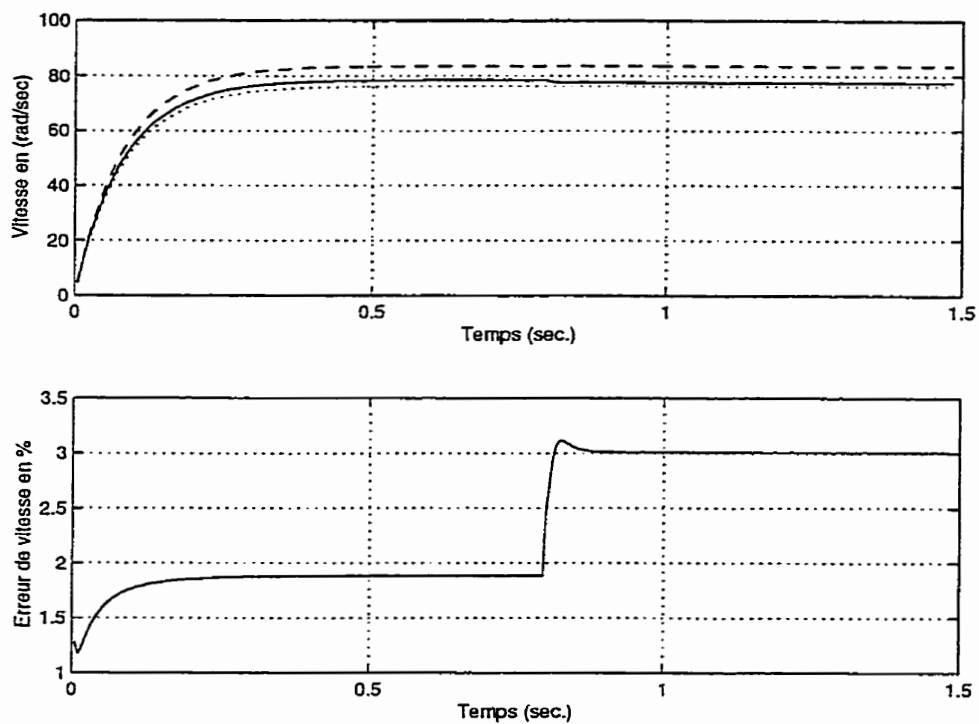


Figure 5.11 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.8 \text{ sec}$.

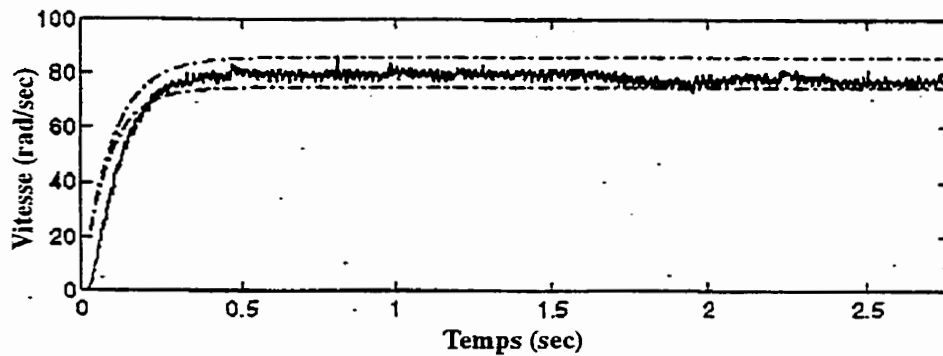


Figure 5.12 Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=1.7 \text{ sec}$.

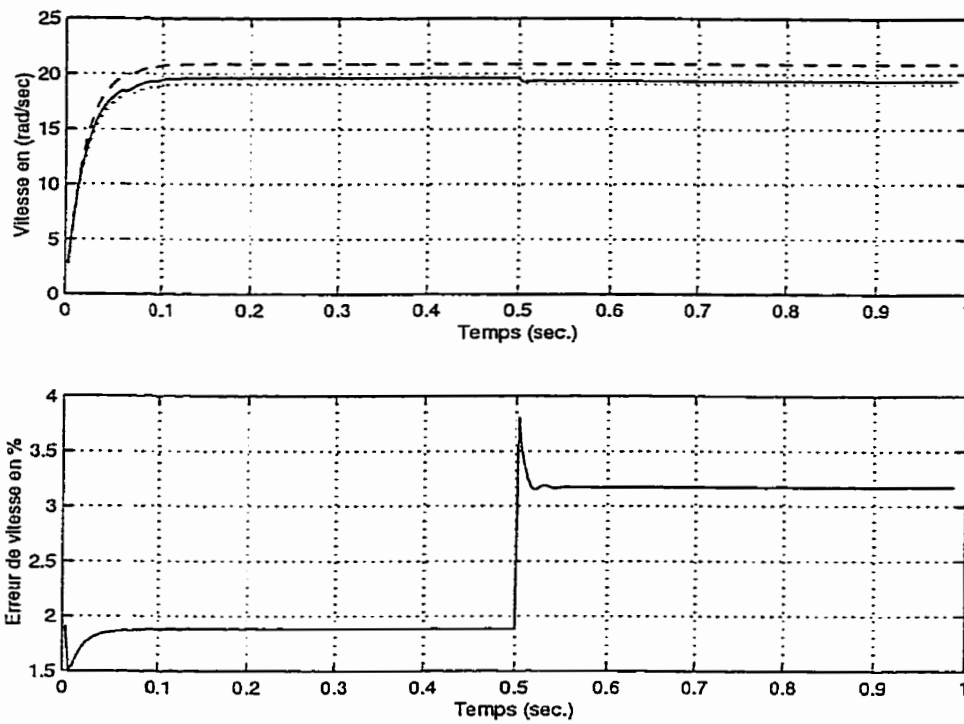


Figure 5.13 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.5 \text{ sec}$.

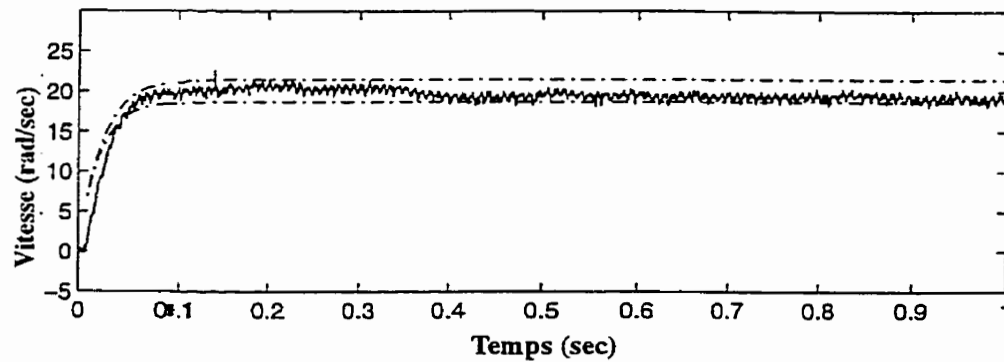


Figure 5.14 Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{ref} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=R_n=1.2 \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.35 \text{ sec}$.

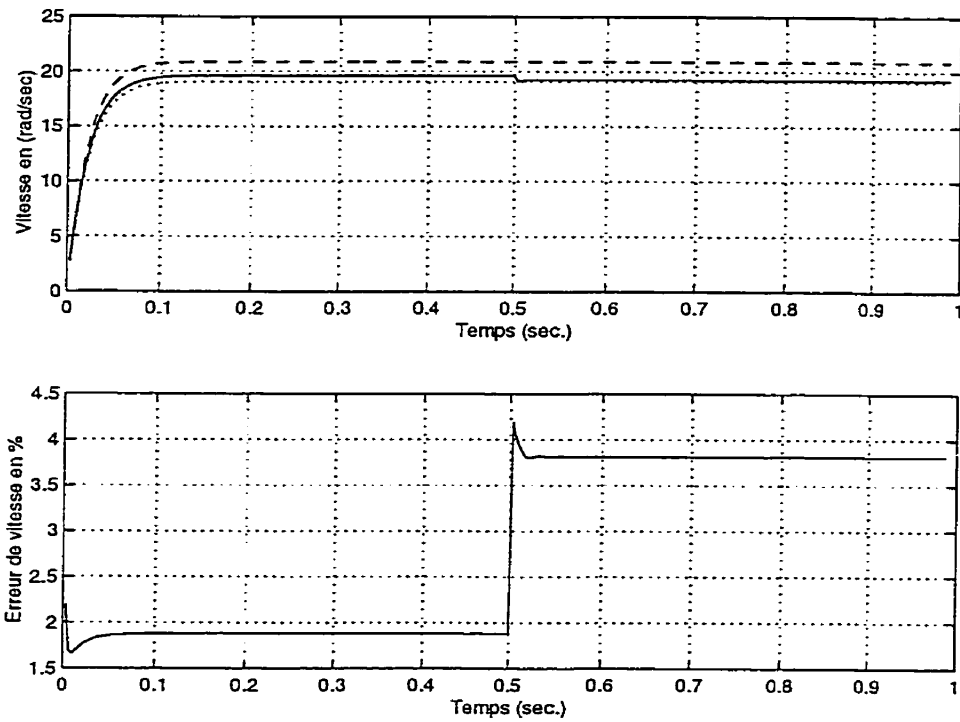


Figure 5.15 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{\text{ref}} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \ \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.5 \text{ sec}$.

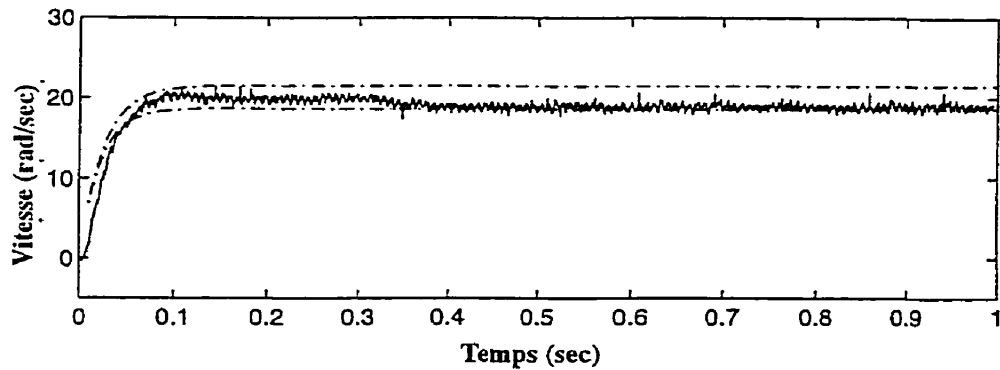


Figure 5.16 Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du compensateur QFT.
 $\omega_{\text{ref}} = 20 \text{ rad/sec}$, $R=1.7 \ \Omega$, $T_L=4 \text{ Nm}$ appliqué à $t=0.3 \text{ sec}$.

5.4 Comparaison des deux contrôleurs

On commence par noter que les deux contrôleurs ont donné les performances souhaitées. Remarquons d'après les figures (5.1)-(5.8) que le contrôleur non-linéaire adaptatif réalise une régulation de vitesse parfaite dans les deux cas, nominal et avec incertitudes dans R et T_L . Au moment de l'application de la charge, l'erreur de vitesse maximale transitoire enregistrée ne dépasse pas les 10% (figure 5.8) et ne tarde pas à s'annuler complètement après le temps d'adaptation. Ce temps d'adaptation ainsi que le saut maximal de la vitesse sont fonction directe des valeurs initiales des estimés. Pour les cas présentés, on a pris les valeurs initiales suivantes ($\delta_1(0) = 0,5\Omega$, $\delta_2(0) = -4,0Nm$).

Le contrôleur QFT, de son côté, provoque une erreur de vitesse d'au plus 3.8% (on cite le mauvais cas rencontré et qui correspond à la figure 5.16). Cette erreur, imposée par les spécifications, ne s'annule qu'après annulation du couple de charge. Notons aussi que le contrôleur QFT maîtrise mieux la perturbation (couple de charge). De plus, ce contrôleur ne dépend pas des conditions initiales.

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une comparaison des performances de deux contrôleurs robustes: le contrôleur adaptatif non-linéaire et le contrôleur du type QFT.

Le premier, de nature non-linéaire, a réalisé une excellente régulation de vitesse dans la plage de variation des deux paramètres incertains imposée. Ce contrôleur, conçu sous forme symbolique, peut être adapté à n'importe quel MSAP. Cependant, la qualité des résultats (temps d'adaptation et le saut maximal de la vitesse) reste directement dépendant des valeurs initiales des estimés.

Le deuxième, de nature linéaire, a aussi réalisé une bonne régulation de vitesse et a respecté les spécifications qu'on lui a imposées. Ce contrôleur est indépendant des conditions initiales. Cependant, il est basé sur un modèle du MSAP qui a été linéarisé autour d'un point d'opération donné. Il reste propre à ce MSAP et ne peut être appliqué à d'autres moteurs ou pour d'autres spécifications.

Dans le prochain chapitre, on propose de concevoir un observateur d'état non-linéaire qui permet d'estimer les signaux de vitesse et d'accélération et résoudre ainsi le problème du retard causé par le filtrage de vitesse.

CHAPITRE 6

CONCEPTION D'UN OBSERVATEUR D'ÉTAT NON-LINÉAIRE

6.1 Introduction

Pendant la conception du contrôleur non-linéaire, on a supposé que toutes les sorties i_d , ω_r et $\dot{\omega}_r$ sont mesurables. Cependant, à cause des limitations du banc d'essai expérimental, la vitesse et l'accélération ne peuvent être lues directement, elles sont plutôt estimées à partir de la mesure de la position. Au départ, on a essayé d'estimer la vitesse et l'accélération en se basant sur l'approximation d'Euler suivie d'un filtre basse-bas. Malheureusement, le filtrage a produit un délai important dans les signaux de la vitesse et de l'accélération, situation jugée inacceptable pour le problème de poursuite envisagé. Cette situation nous a amené à faire appel à d'autres approches. En effet, les approches qui existent sont:

- *Filtre de Kalman.* Dans ce cas, le modèle du moteur doit être linéarisé autour d'un point d'opération. En effet, il est difficile de l'appliquer à un problème de poursuite sauf peut être si on trouve le moyen d'ajuster ces gains pour les différents points d'opération considérés. De plus, avec le filtre de Kalman il est difficile de garantir la convergence des estimés [77].
- *Observateur d'ordre complet.* Avec cet observateur on estime, en plus de la vitesse et d'accélération, le signal de position. Puisque ce dernier est utilisé pour autopiloter le moteur, une erreur d'estimation est formée. Cette situation fait à ce que les courants demandés soient plus élevés que d'ordinaire ([78],[79]).
- *Observateur d'ordre réduit.* Il représente le cas particulier de l'observateur d'ordre complet. Dans ce cas, le signal de la position est disponible ce qui réduit l'ordre de l'observateur et du fait même le temps de calcul lors de l'implantation en temps réel.

Dans ce travail, on utilise, pour l'estimation des signaux de vitesse et d'accélération, un observateur non-linéaire d'ordre réduit basé sur la technique de linéarisation exacte. L'idée principale qui a guidé ce choix est qu'on voulait rester le plus rigoureux possible et ne faire aucune approximation (au niveau du modèle, du contrôleur ou de l'observateur).

L'étude des observateurs non-linéaires a commencé par les travaux de Thau [68] en 1973. De nos jours, il existe deux classes de méthodes utilisées: la méthode de Lyapunov et la méthode de linéarisation.

La première méthode consiste à construire une fonction dont la dérivée doit décroître le long de la trajectoire de l'erreur. Cette méthode, étant intuitive, est très complexe et difficilement applicable à tous les systèmes.

La deuxième méthode est un prolongement de l'idée de Luenberger [62], [63]. En effet, Luenberger a montré que, pour n'importe quel système linéaire observable, on peut concevoir un observateur d'état qui fait tendre l'erreur d'estimation (erreur entre les états du système et ceux de l'observateur) vers zéro. Cependant, la technique de conception de l'observateur non-linéaire basée sur la deuxième méthode repose sur la notion d'équivalence à une équation d'erreur linéaire et sur la technique de placement des pôles

([69], [70], [71], [72], [73], [74],[75] et [76]). Le placement de pôles est arbitraire et il n'est limité que par des considérations physiques ou expérimentales. De plus, le système original étant non-linéaire, cette méthode nécessite la vérification de la stabilité de l'ensemble système commandé-observateur pour quelle soit valide.

Dans ce chapitre, deux types d'observateurs sont considérés: un observateur d'ordre complet [64] et un observateur d'ordre réduit [36].

On commence par appliquer une linéarisation exacte afin de rendre linéaire le modèle du moteur, puis on procède à la conception de l'observateur. À noter que les deux sorties disponibles sont le courant i_d et la position θ .

Si on choisit comme variables d'état $(i_d, i_q, \theta, \omega_r)$, le système d'équations global (y compris la position du rotor) du MSAP s'exprime par:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\omega_r i_q + \frac{1}{L_d}u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_d - \frac{\Phi_v}{L_q}p\omega_r + \frac{1}{L_q}u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{3p}{2J}(\Phi_v i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{1}{J}T_L - \frac{B}{J}\omega_r \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega_r \end{aligned} \tag{6.1}$$

6.2 Loi de commande linéarisante

On a montré au chapitre 2 que la loi de commande linéarisante est obtenue en dérivant les sorties disponibles par rapport au temps jusqu'à ce que l'une des deux commandes (u_d , u_q) apparaisse. Ainsi, en considérant les sorties disponibles (i_d et θ), on obtient après calcul:

$$\frac{di_d}{dt} = f_1(x) + \frac{1}{L_d}u_d \quad (6.2)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^3\theta}{dt^3} = \frac{d^2\omega_r}{dt^2} = & \Lambda(L_d - L_q)i_q f_1(x) + \Lambda(\Phi_v + (L_d - L_q)i_d)f_2(x) - \frac{B}{J}f_3(x) \\ & + \left(\frac{\Lambda(L_d - L_q)}{L_d}i_q\right)u_d + \left(\frac{\Lambda(\Phi_v + (L_d - L_q)i_d)}{L_q}\right)u_q \end{aligned}$$

$$\Lambda = \frac{1,5p}{J}$$

$$f_1(x) = -\frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\omega_r i_q$$

$$f_2(x) = -\frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_d - \frac{\Phi_v}{L_q}p\omega_r$$

$$f_3(x) = \Lambda(\Phi_v i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{1}{J}T_L - \frac{B}{J}\omega_r$$

La loi linéarisante a pour forme:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D(x)^{-1}(v - \zeta(x)) \quad (6.3)$$

où: $v = [v_1 \ v_2]^T$ représente le nouveau vecteur des commandes, et:

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\omega_r i_q \\ \Lambda(L_d - L_q)i_q f_1(x) + \Lambda(\Phi_v + (L_d - L_q)i_d)f_2(x) - \frac{B}{J}f_3(x) \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{\Lambda(L_d - L_q)}{L_d}i_q & \frac{\Lambda(\Phi_v + (L_d - L_q)i_d)}{L_q} \end{bmatrix}$$

En appliquant la loi linéarisante (6.3) au système (6.2), le système équivalent devient linéaire et s'exprime par:

$$\frac{di_d}{dt} = v_1 \quad (6.5)$$

$$\frac{d^3\theta}{dt^3} = \frac{d^2\omega_r}{dt^2} = v_2$$

Pour assurer une poursuite de vitesse, on doit imposer au nouveau vecteur de commande la dynamique suivante:

$$v_1 = k_d(i_{dref} - i_d) \quad (6.6)$$

$$v_2 = \ddot{\omega}_{ref} + k_{w1}(\dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}_r) + k_{w2}(\omega_{ref} - \omega_r) + k_{\theta} \int_0^t (\omega_{ref} - \omega_r) dt$$

Pour représenter le système (6.5) sous forme canonique de la commande, on applique une transformation linéaire basée sur un changement de variable de la forme:

$$z = \begin{bmatrix} i_d & \theta & \omega_r & \dot{\omega}_r \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} z_1 & z_2 & z_3 & z_4 \end{bmatrix}^T \quad (6.7)$$

ce qui donne:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ z_1 \\ \dot{z}_2 \\ z_2 \\ \dot{z}_3 \\ z_3 \\ \dot{z}_4 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Si on définit l'erreur de poursuite en boucle fermée par:

$$\varepsilon = z_{ref} - z = \begin{bmatrix} \varepsilon_{id} \\ \varepsilon_{\theta} \\ \varepsilon_{\omega} \\ \varepsilon_{\dot{\omega}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dref} - i_d \\ \theta_{ref} - \theta \\ \omega_{ref} - \omega_r \\ \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}_r \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

alors sa dynamique satisfait:

$$\dot{\varepsilon} = \begin{bmatrix} k_{id} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & k_{\theta} & k_{\omega 2} & k_{\omega 1} \end{bmatrix} \varepsilon = A_c \varepsilon \quad (6.10)$$

Les gains $(k_{id}, k_{\theta}, k_{\omega 2}, k_{\omega 1})$ sont choisis pour que la matrice A_c ait des pôles stables, ce qui nous garantit que: $i_d \rightarrow i_{dref}$ $\omega_r \rightarrow \omega_{ref}$ quant $t \rightarrow \infty$.

6.3 Observateur d'état complet

Cet observateur est appelé observateur d'ordre complet car il a un ordre toujours égal à celui du système indépendamment du nombre de sorties choisies [63].

On a vu que l'implantation des commandes non-linéaire nécessite des mesures de courants, de vitesse, de position et d'accélération. Il y a seulement les courants qui sont mesurables. La position, la vitesse et l'accélération ne le sont pas et seront estimées à l'aide de l'observateur non-linéaire, qu'on se propose de concevoir. Cet observateur est destiné aux systèmes linéaires (ou linéarisés) de la forme:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bv \\ y &= Cx\end{aligned}\tag{6.11}$$

avec:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0 \ 0], v = v_2, x = \begin{bmatrix} \theta \\ \omega_r \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix}$$

L'observateur d'état complet destiné au système (6.11) est défini par:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + Bv + G(y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= C\hat{x}\end{aligned}\tag{6.12}$$

où: $G = [g_p \ g_s \ g_a]^T$ représente le vecteur des gains de l'observateur qu'on se propose de

calculer et $\hat{x} = [\hat{\theta} \ \hat{\omega}_r \ \dot{\hat{\omega}}_r]^T$ définit le vecteur des états des estimés.

Du moment que la seule sortie disponible est la position du rotor, alors:

$$y = \theta, \quad \text{et} \quad \hat{y} = \hat{\theta}\tag{6.13}$$

Ainsi, l'observateur (6.12) s'exprime par:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bv + G(\theta - \hat{\theta}) \quad (6.14)$$

On définit l'erreur d'estimation par:

$$e = \begin{bmatrix} e_\theta \\ e_\omega \\ e_{\dot{\omega}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta - \hat{\theta} \\ \omega_r - \hat{\omega}_r \\ \dot{\omega}_r - \dot{\hat{\omega}}_r \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

qui possède une dynamique de la forme:

$$\dot{e} = A_0 e \quad (6.16)$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} -g_p & 1 & 0 \\ -g_s & 0 & 1 \\ -g_a & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les gains de l'observateur (g_a, g_s, g_p) sont choisis de manière à ce que les valeurs propres de la matrice A_0 forment un polynôme d'Hurwitz (avec des racines stables).

La conception est complétée en remplaçant les variables ($\omega_r, \dot{\omega}_r$) dans les expressions du contrôleur ((6.3)-(6.6)), par leurs estimés ($\hat{\omega}_r, \dot{\hat{\omega}}_r$). Ainsi, on obtient:

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = D(\hat{x})^{-1}(\hat{v} - \zeta(\hat{x})) \quad (6.17)$$

avec:

$$v_1 = k_d(i_{dref} - i_d) \quad (6.18)$$

$$\hat{v}_2 = \ddot{\omega}_{ref} + k_{w1}(\dot{\omega}_{ref} - \dot{\hat{\omega}}_r) + k_{w2}(\omega_{ref} - \hat{\omega}_r) + k_\theta \int (\omega_{ref} - \hat{\omega}_r) dt$$

$D(x)$ et $\zeta(x)$ sont donnés par (6.4) où la vitesse (ω_r) est remplacée par son estimé ($\hat{\omega}_r$).

Le système en boucle fermée s'exprime par:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{d^3\theta}{dt^3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \hat{v}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{pL_q}{L_d}i_q(\omega_r - \hat{\omega}_r) \\ \Xi(x)(\omega_r - \hat{\omega}_r) \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

$$\Xi(x) = -\frac{\Lambda p}{L_d}f_3(x)(\Phi_v + L_d i_d) + \left(\frac{B}{J}\right)^2 + \frac{\Lambda p L_q}{L_d}(L_d - L_q)$$

Ainsi, la dynamique de l'erreur de poursuite en boucle fermée du contrôleur est:

$$\dot{\varepsilon} = A_c \varepsilon + D e \quad (6.20)$$

$$= \begin{bmatrix} k_{id} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & k_\theta & k_{w2} & k_{w1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{id} \\ \varepsilon_\theta \\ \varepsilon_\omega \\ \varepsilon_{\dot{\omega}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{pL_q}{L_d}i_q & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_{w2} + \Xi(x) & k_{w1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\theta \\ e_\omega \\ e_{\dot{\omega}} \end{bmatrix}$$

et celle de l'observateur:

$$\dot{e} = A_o e + d \varepsilon \quad (6.21)$$

$$= \begin{bmatrix} -g_p & 1 & 0 \\ -g_s & 0 & 1 \\ -g_a & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\theta \\ e_\omega \\ e_{\dot{\omega}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \Xi(x) \end{bmatrix} \varepsilon_\omega$$

6.4 Stabilité du système en boucle fermée

Pour vérifier la stabilité du système en boucle fermée (contrôleur non-linéaire et observateur), il suffit de montrer que la dynamique des erreurs en boucle fermée (6.20) et (6.21) est stable à l'origine. Pour ce faire, on fait appel à la théorie de la stabilité de Lyapunov.

On commence par donner les définitions suivantes:

- Soit $A(x)$ une matrice définie positive (MDP). A_M et A_m définissent respectivement la valeur propre maximale et la valeur propre minimale de $A(x)$ pour un x donné.

- La norme d'un vecteur x ($m \times 1$) est définie par $\|x\| = \sqrt{\sum_{i=1}^m x_i^2}$, alors que la norme d'une

($m \times n$) matrice A ($m \times n$) est définie par: $\|A\| = \sqrt{\max_{\text{valeurs propres}}(A^T A)}$.

- La valeur maximale d'un vecteur $d(x)$ est définie par: $d_M = \sup_{x \in \mathbb{R}^n} \|d(x)\|$.

Si les matrices A_c et A_o sont des matrices d'Hurwitz, donc il doit exister les MDP suivantes: P_c, P_o, Q_c et Q_o tel que: $A_c^T P_c + P_c A_c = -2Q_c$, $A_o^T P_o + P_o A_o = -2Q_o$.

Considérons maintenant la fonction de Lyapunov:

$$V(\varepsilon, e) = \frac{1}{2}(\varepsilon^T P_c \varepsilon + e^T P_o e) \quad \varepsilon \in \mathbb{R}^4, e \in \mathbb{R}^3$$

En dérivant cette fonction par rapport au temps, on obtient:

$$\dot{V}(\varepsilon, e) = -\varepsilon^T Q_c \varepsilon - e^T Q_o e + \frac{1}{2} e^T D^T P_c \varepsilon + \frac{1}{2} \varepsilon^T P_c D e + \frac{1}{2} e_\omega^T d^T P_o e + \frac{1}{2} e^T P_o d e_\omega$$

Notons que la valeur propre maximale de la matrice D (D_M) et la valeur maximale du vecteur d (d_M) existe puisque i_d est toujours nul et i_q est bornée.

Ainsi, la borne supérieure de $\dot{V}(\varepsilon, e)$ est donc:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\varepsilon, e) &\leq -\|\varepsilon\|^2 Q_{cm} - \|e\|^2 Q_{om} + \|\varepsilon\| \|e\| D_M P_{cM} + \|e\|^2 d_M P_{oM} \\ &\leq -\begin{bmatrix} \|\varepsilon\| & \|e\| \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_{cm} & -\frac{1}{2} D_M P_{cM} \\ -\frac{1}{2} D_M P_{cM} & Q_{om} - d_M P_{oM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \|\varepsilon\| \\ \|e\| \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} \|\varepsilon\| & \|e\| \end{bmatrix} \bar{A} \begin{bmatrix} \|\varepsilon\| \\ \|e\| \end{bmatrix} \end{aligned}$$

La matrice \bar{A} est positive seulement si: $Q_{cm}(Q_{om} - d_M P_{oM}) - \frac{1}{4} D_M^2 P_{cM}^2 > 0$ ou encore

$Q_{om} > d_M P_{oM} + \frac{1}{4} \frac{D_M^2 P_{cM}^2}{Q_{cm}}$. Si cette dernière condition est vérifiée, alors il doit y avoir une

constante positive \mathfrak{S} qui permet d'avoir: $\dot{V}(\varepsilon, e) \leq -\mathfrak{S} \begin{bmatrix} \|\varepsilon\| \\ \|e\| \end{bmatrix}^2$.

De plus, on a:

$$\frac{1}{2}(\|\varepsilon\|^2 P_{cm} + \|e\|^2 P_{om}) \leq V(\varepsilon, e) \leq \frac{1}{2}(\|\varepsilon\|^2 P_{cM} + \|e\|^2 P_{oM}) \quad \forall t > 0$$

D'après [67] (théorème 3.8 et le corollaire 3.4), on peut conclure que:

$$\begin{bmatrix} \|\varepsilon\| \\ \|e\| \end{bmatrix}^2 \leq \mathfrak{S}_1 e^{-(\mathfrak{S}_2 t)} \begin{bmatrix} \|\varepsilon(0)\| \\ \|e(0)\| \end{bmatrix}^2 \quad (6.22)$$

où: \mathfrak{S}_1 et \mathfrak{S}_2 sont des constantes positives. L'équation (6.22) indique que le système en boucle fermée est exponentiellement stable.

6.5 Observateur d'ordre réduit:

Du moment qu'on dispose du signal de la position, il n'est pas nécessaire de l'estimer. Dans ce cas, on fait appel à un observateur d'ordre réduit qui estime seulement la vitesse et l'accélération du MSAP. Il a été démontré que l'observateur d'ordre réduit est plus robuste que l'observateur d'ordre complet puisque l'un des états est mesurable [36].

On écrit le système linéarisé (6.11) sous une forme qui regroupe l'état mesurable $x_1 = \theta$ et les états non mesurables $x_2 = [\omega_r \dot{\omega}_r]^T$. On obtient ainsi la représentation d'état suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = Ax + Bv = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} v \quad (6.23)$$

avec:

$$\begin{aligned} A_{11} &= 0, A_{12} = [1 \ 0], A_{21} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, A_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ B_1 &= [1 \ 0], B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.24)$$

La sortie s'exprime par:

$$y = C \cdot x = [C_1 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = C_1 x_1 = \theta \quad (6.25)$$

Puisque $C_1 = 1$ alors l'état mesurable est égal à la sortie mesurable:

$$x_1 = C_1^{-1} y = \theta \quad (6.26)$$

L'observateur d'état d'ordre réduit proposé est un observateur non-linéaire basé sur l'idée de Luenberger et qui s'applique, dans ce cas, comme suit:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + Bv + L(\theta - \hat{\theta}) \quad (6.27)$$

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}, L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}$$

où L représente le vecteur des gains de l'observateur. On a aussi que $x_1 = \hat{x}_1 = \theta$, alors, l'observateur proposé doit avoir la forme suivante:

$$\dot{\hat{x}}_2 = A_{21}\theta + A_{22}\hat{x}_2 + Bv \quad (6.28)$$

La dynamique de cet observateur est imposée par la matrice A_{22} qui représente une sous-matrice du système en boucle ouverte A . Ainsi, les performances de l'observateur sont dépendantes des valeurs propres de A_{22} . Pour résoudre ce problème de dépendance de la matrice A_{22} , on fait appel à une autre structure de la forme:

$$\hat{x}_2 = L \cdot y + z = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} \cdot \theta + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (6.29)$$

où z représente le vecteur des états non mesurables ($\begin{bmatrix} z_1 & z_2 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \omega_r & \dot{\omega}_r \end{bmatrix}^T$) et dont la dynamique est donnée par:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\omega}_r \\ \ddot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \omega_r \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_2 - l_1^2 \\ -l_1 l_2 \end{bmatrix} \theta + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot v_2 \quad (6.30)$$

$$= F \begin{bmatrix} \omega_r \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} + \bar{G}\theta + H v_2$$

On définit l'erreur d'estimation par:

$$e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

$$e_2 = x_2 - \hat{x}_2 = \begin{bmatrix} \omega_r - \hat{\omega}_r \\ \dot{\omega}_r - \hat{\dot{\omega}}_r \end{bmatrix}$$

avec: $e_1 = x_1 - \hat{x}_1 = \theta - \hat{\theta} = 0$.

La dynamique de l'erreur d'estimation du vecteur e_2 satisfait donc:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 = x_2 - \dot{\hat{x}}_2 &= A_{21} \cdot \theta + A_{22} \cdot \begin{bmatrix} \omega_r \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} + B_2 \cdot v - L \cdot \dot{\hat{\theta}} - \begin{bmatrix} \dot{\omega}_r \\ \ddot{\omega}_r \end{bmatrix} \\ &= A_{21} \cdot \theta + A_{22} \cdot \begin{bmatrix} \omega_r \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} + B_2 \cdot v - L \cdot \left(A_{11} \cdot \theta + A_{12} \cdot \begin{bmatrix} \omega_r \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} + B_1 \cdot v \right) - \\ &\quad - F \cdot z - \bar{G} \cdot y - H \cdot v \end{aligned} \quad (6.32)$$

et d'après (6.29) on a:

$$z = x_2 - e_2 - L \cdot \theta \quad (6.33)$$

Remplacer (6.33) dans (6.32) donne:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= F \cdot e_2 + A_{21} \theta - LA_{11} \theta - \bar{G} \theta + FL \theta \\ &\quad + (A_{22} - LA_{21} - F) \cdot \begin{bmatrix} \omega_r \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} + (B_2 - LB_1 - H) \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.34)$$

Finalement, pour avoir une erreur d'estimation indépendante de x_1, x_2 et v on pose:

$$\begin{aligned} F &= A_{22} - LA_{12} = \begin{bmatrix} -l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} \\ H &= B_2 - LB_1 = \begin{bmatrix} -l_1 & 0 \\ -l_2 & 1 \end{bmatrix} \\ \bar{G} &= (A_{21} - LA_{11}) + FL = \begin{bmatrix} -l_1^2 + l_2 \\ -l_2 l_1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.35)$$

Cela permet de trouver:

$$\dot{e}_2 = F \cdot e_2 = \begin{bmatrix} -l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} \cdot e_2 \quad (6.36)$$

La matrice des gains de l'observateur (L) impose les valeurs propres de la matrice F et donc la dynamique de l'observateur. La dynamique de l'erreur en boucle fermée est alors:

$$\dot{\varepsilon} = A_c \varepsilon + \widehat{D} e_2 \quad (6.37)$$

$$= \begin{bmatrix} k_{id} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & k_{w2} & k_{w1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{id} \\ \varepsilon_\omega \\ \varepsilon_{\dot{\omega}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{pL_q i_q}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ k_{w2} + \tau_1 + \tau_3 i_q^2 & k_{w1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\omega \\ e_{\dot{\omega}} \end{bmatrix}$$

$$\dot{e} = Fe + d\varepsilon \quad (6.38)$$

$$= \begin{bmatrix} -l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\omega \\ e_{\dot{\omega}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \tau_1 + \tau_3 i_q^2 \end{bmatrix} \varepsilon_\omega$$

La dynamique des erreurs de l'observateur d'ordre réduit ((6.37) et (6.38)) est analogue à celle de l'observateur d'ordre complet ((6.20) et (6.21)). Ainsi, la stabilité du système en boucle fermée dans le cas de l'observateur d'ordre réduit est vérifiée de la même manière que pour l'observateur d'ordre complet.

On a imposé à l'observateur une dynamique 5 fois plus rapide que celle du contrôleur non-linéaire, ce qui a permis de déduire que $l_1 = 28$ et $l_2 = 400$. À noter, cependant, qu'avec ($L=0$), l'observateur conçu aura l'expression trouvée en (6.27). Ceci permet de conclure que l'observateur conçu peut être vu comme un cas général de celui donné en (6.27).

À noter que la disponibilité du signal de position nous conduit à adopter l'observateur d'ordre réduit pour l'estimation de vitesse et d'accélération.

6.6 Simulation de l'ensemble contrôleur non-linéaire/observateur non-linéaire

La simulation des deux observateurs est présentée sur les figures (6.1, 6.2, 6.3 et 6.4). Les figures (6.1) et (6.3) montrent les courbes de la vitesse et de l'erreur de vitesse respectivement pour l'observateur d'ordre réduit et l'observateur d'ordre complet, alors que les figures (6.2) et (6.4) montrent les courbes de l'accélération et de l'erreur d'accélération. Afin de bien montrer les performances des deux observateurs, on a pensé les tester dans le cas où les non-linéarités sont continuellement variables, en leur imposant une référence de vitesse sous forme de sinus. Le moteur démarre à vide puis un couple de charge de (3 Nm) est appliqué à l'instant $t = 3.5$ sec. Remarquons que la vitesse estimée par l'observateur d'ordre réduit est plus sensible à la perturbation du couple la charge que celle estimée par l'observateur d'ordre complet (figures (6.1) et (6.3)). Cependant, on constate le contraire pour l'accélération (figures (6.3) et (6.4)).

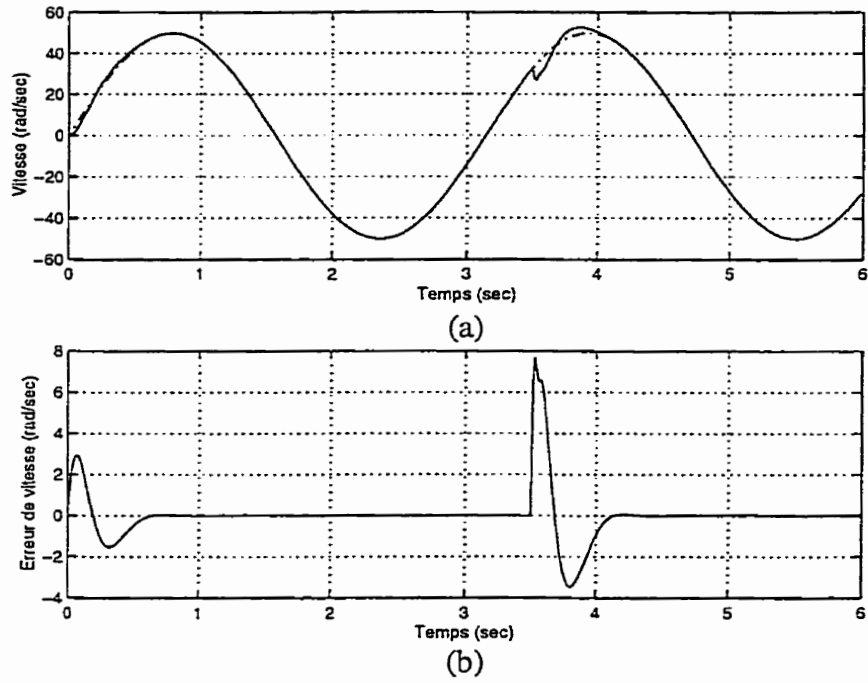


Figure 6.1 Simulation de l'observateur d'ordre réduit: (a) Vitesse (b) Erreur de vitesse.

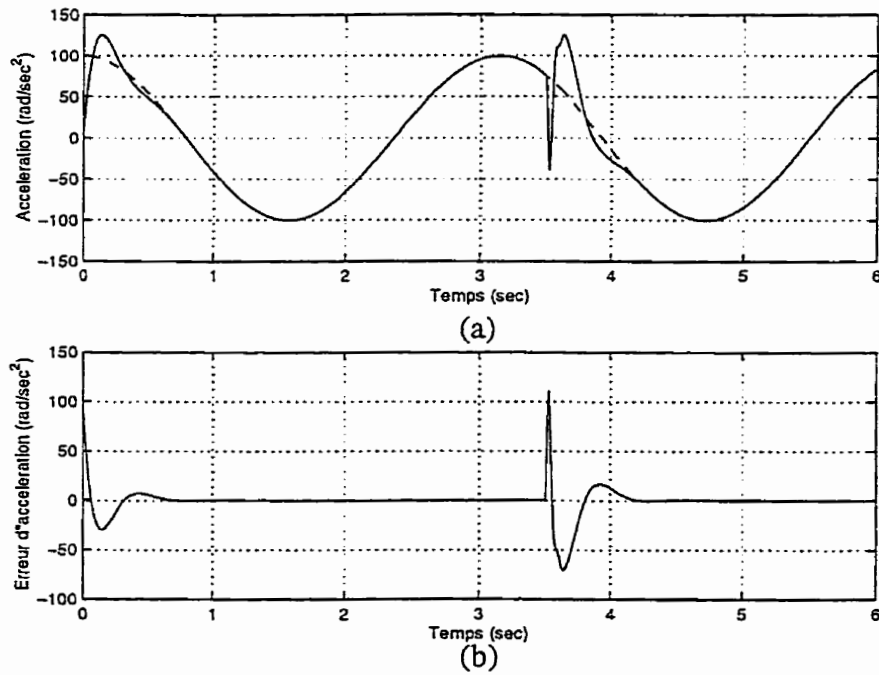


Figure 6.2 Simulation de l'observateur d'ordre réduit: (a) Accélération (b) Erreur de l'accélération

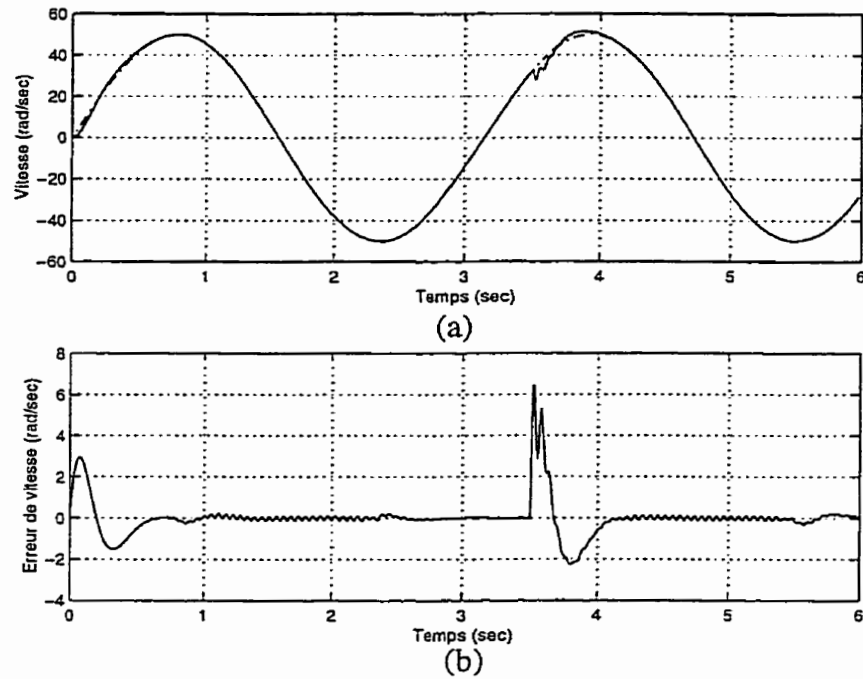


Figure 6.3 Simulation de l'observateur d'ordre complet: (a) Vitesse (b) Erreur de vitesse

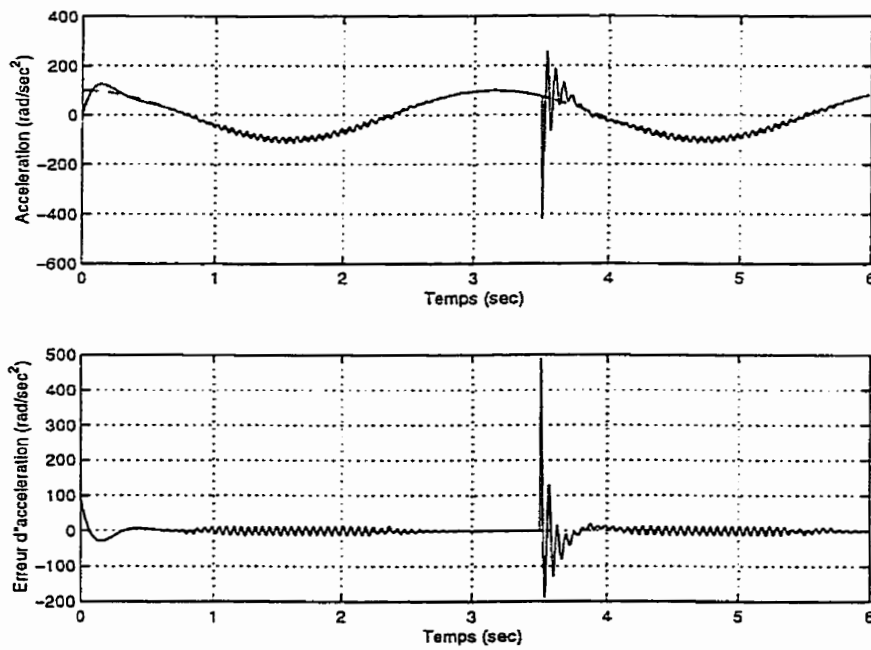


Figure 6.4 Simulation de l'observateur d'ordre complet: (a) Accélération (b) Erreur de l'accélération

6.7 Conclusion:

Dans ce chapitre, on a présenté deux observateurs d'état non-linéaires: un observateur d'ordre complet et un observateur d'ordre réduit. Les deux observateurs ont pour tâche d'estimer la vitesse et l'accélération du MSAP. L'observateur d'ordre complet a besoin, cependant, de la position estimée dans son algorithme (voir expression 6.14). Ceci le rend plus complexe que l'observateur d'ordre réduit. Ce dernier est, naturellement, plus robuste que l'observateur d'ordre complet puisque l'un des états est mesurable.

Finalement, en simulant le système avec les deux observateurs, on a constaté que l'estimation de la vitesse par l'observateur d'ordre réduit est plus sensible aux perturbations que celle estimée par l'observateur d'ordre complet. Par contre, l'accélération estimée à l'aide de l'observateur d'ordre complet est plus sensible aux perturbations que l'accélération estimée à l'aide l'observateur d'ordre réduit.

Dans le prochain chapitre, on propose d'étudier les performances des deux contrôleurs adaptatifs non-linéaires conçus au chapitre 3. Les résultats sont obtenus à l'aide de l'observateur d'ordre réduit conçu dans le présent chapitre.

CHAPITRE 7

PERFORMANCES DE L'ENSEMBLE CONTRÔLEUR NON-LINÉAIRE ADAPTATIF/MOTEUR SYNCHROME À AIMANTS PERMANENTS/ OBSERVATEUR D'ÉTAT NON-LINÉAIRE

7.1 Introduction

L'objectif visé dans ce chapitre porte sur l'analyse du comportement du système qui comprend: un contrôleur non-linéaire adaptatif, un moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur à MLI et un observateur d'état non-linéaire. Notre étude est centrée sur la comparaison des résultats obtenus par voie de simulation avec ceux obtenus expérimentalement. Notons que les paramètres qui interviennent en simulation sont les mêmes que ceux donnés au chapitre 4. Le moteur utilisé est celui dont les paramètres sont ceux donnés au chapitre 1.

Pour cette analyse, on considère trois types de références de vitesse (voir figure 7.1):

- Un échelon de vitesse de 50 rad/sec
- Une trajectoire de vitesse de premier ordre de valeur finale 50 rad/sec.
- Une trajectoire sous forme de sinus d'amplitude 50 rad/sec.

À noter que le fonctionnement au-delà de 50 rad/sec n'a pas été possible à cause des limitations physiques du banc d'essai.

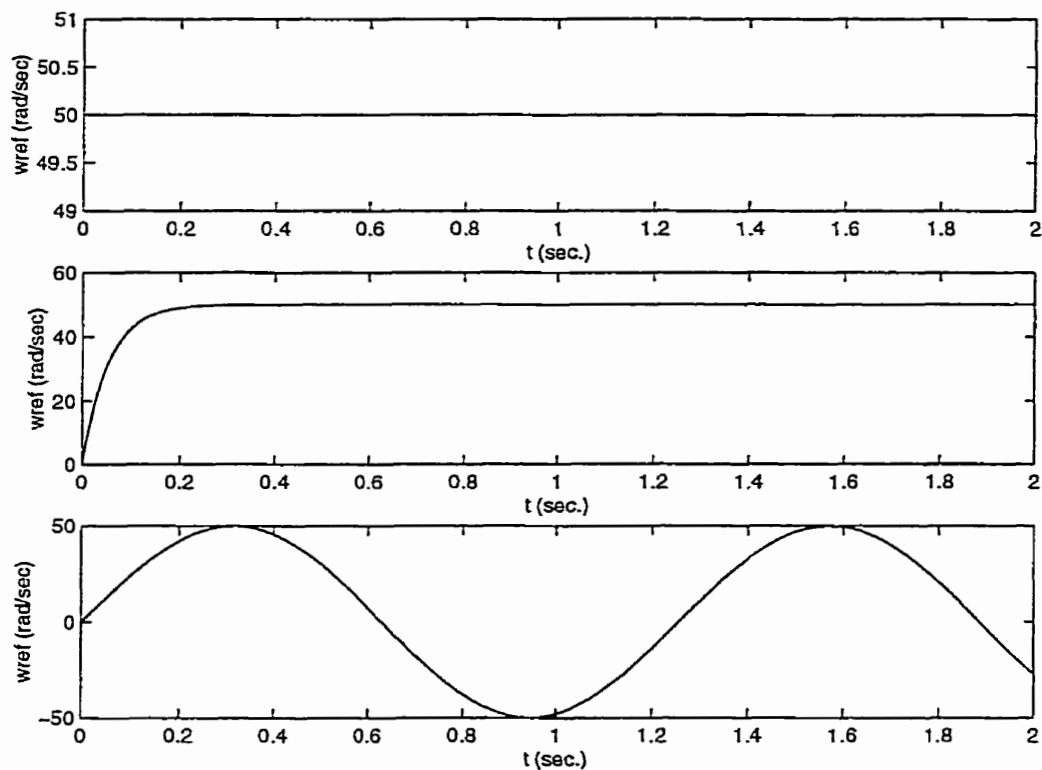


Figure 7.1 Les trois références de vitesse considérées.

À moins d'une indication contraire, les conditions suivantes sont considérées:

- le moteur démarre à vide puis une charge, inconnue par le contrôleur, est appliquée à l'instant indiqué par chaque test.
- les valeurs initiales des estimés sont nulles sauf là où c'est indiqué.

7.2 Résultats théoriques et expérimentaux

7.2.1 Cas de variations sur R et T_L

On commence par noter que les performances du contrôleur non-adaptatif et celles du contrôleur adaptatif sous les conditions nominales (sans incertitudes) sont exactement pareilles. Cependant, l'ajout de trois résistances supplémentaires de (0.5Ω) en série avec les enroulements statorique fait nettement démarquer le contrôleur adaptatif. En effet, on remarque qu'à vide les deux contrôleurs se comportent relativement bien et ce n'est qu'après l'application du couple de charge d'approximativement (2 Nm) que le contrôleur non-adaptatif perd complètement ses performances (figures 7.4 et 7.5) provoquant une erreur de vitesse de 16% en simulation et de 30% en pratique. Le contrôleur adaptatif, de son côté, maintient ses performances puisque la loi d'adaptation réagit rapidement pour annuler l'erreur produite après l'application du couple de charge (figures 7.2 et 7.3).

On peut ajouter, d'après la figure 7.3, qu'en pratique l'application du couple de charge provoque une erreur de vitesse négative durant tout le temps d'adaptation. Cette situation est due principalement aux conditions initiales imposées aux estimés. En effet, on a essayé de vérifier cela en imposant d'autres conditions initiales aux estimés ce qui a donné un comportement relativement bon proche de celui obtenu en simulation (voir figures 7.10, 7.11, 7.12, 7.13, 7.14 et 7.15). De plus, les nouvelles conditions initiales améliorent la réponse du système durant la durée d'adaptation. Le maximum que l'erreur de vitesse peut atteindre est réduit à 7% au lieu de 20% obtenue avec les conditions initiales nulles (figure 7.12).

D'autre part, le contrôleur réagit très bien avec un problème de poursuite de trajectoire. En examinant les figures 7.16, 7.17 et 7.18, on peut remarquer que le temps d'adaptation diminue dans le cas nominal et augmente avec des incertitudes dans R .

On a aussi essayé d'augmenter les contraintes sur le contrôleur adaptatif en lui imposant une référence de vitesse sous forme sinusoïdale. Cette dernière permet de laisser le modèle

du moteur continuellement non-linéaire. On obtient un parfait suivi dans le cas nominal. Avec des incertitudes dans R , cependant, une faible erreur de vitesse est obtenue à vide qui ne tarde pas à s'annuler lorsqu'on applique une charge (figures 7.19 et 7.20).

Le dernier teste effectué consiste à faire démarrer le moteur avec une charge de (1 Nm) puis, une fois stabilisé, on augmente la charge à (2 Nm). Le démarrage avec une charge de (1 Nm) provoque un délai dans la réponse transitoire et fait augmenter la durée d'adaptation sans toutefois influencer les performances en régime permanent (figure 7.6.b et 7.7). Le contrôleur non-adaptatif, cependant, provoque des erreurs de vitesse considérables (figures 7.6.a et 7.7).

De plus, l'erreur d'estimation de la résistance (δ_1) à vide est de -1.5Ω en simulation et 2.7Ω en pratique, puis s'annule complètement en charge (figure 7.2 et 7.3.d). Par contre, l'estimation du couple provoque des erreurs de (-0.25 Nm) et (-0.15 Nm) à vide et en charge respectivement (figures 7.2 et 7.3.d). Cela est peut être dû à la mauvaise quantification du couple.

Les figures (7.3.c, 7.5.c, 7.9.c, C.1, C.3, C.5 et C.8) montrent la réponse de la composante longitudinale du courant statorique (i_d). Nous remarquons que ce courant reste négligeable et ne s'écarte pas de la référence imposée. Le bruit observé est causé par la commutation des interrupteurs statiques.

Une comparaison des performances du contrôleur adaptatif obtenues par voie de simulation et expérimentalement est donnée par le tableau 7.1. Nous avons considéré le cas où la référence de vitesse est un échelon. Les conditions initiales des estimés sont nulles ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$).

1. cas nominal où $R = R_n = 1.2 \Omega$.

2. cas où $R = 1.7 \Omega$.

<i>Paramètre</i>	<i>simulation</i>	<i>pratique</i>
Maximum d'erreur de vitesse pendant la période d'adaptation (rad/sec)	1. +10.0 2. +5.0	1. -6.0 2. +12.0
Durée d'adaptation (sec)	1. 1.5 2. 1.3	1. 0.5 2. 0.5
δ_1 en charge (Ω)	1. 0.0 2. 0.5	1. 0.0 2. 0.48
δ_2 en charge (Nm)	1. -0.15 2. -0.09	1. -0.32 2. -0.7

Tableau 7.1 Performances du contrôleur adaptatif avec des variations sur R

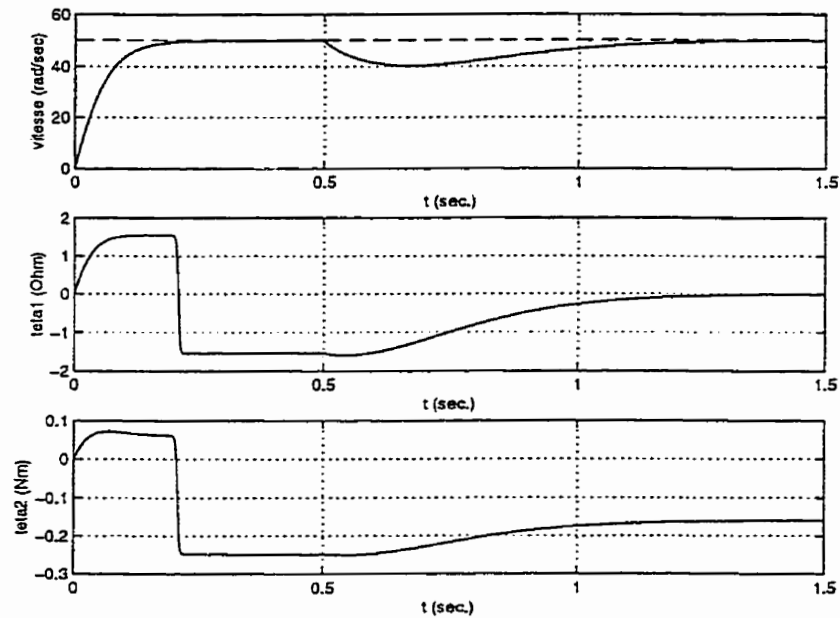


Figure 7.2 Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. ($R=R_n$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$). $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$.

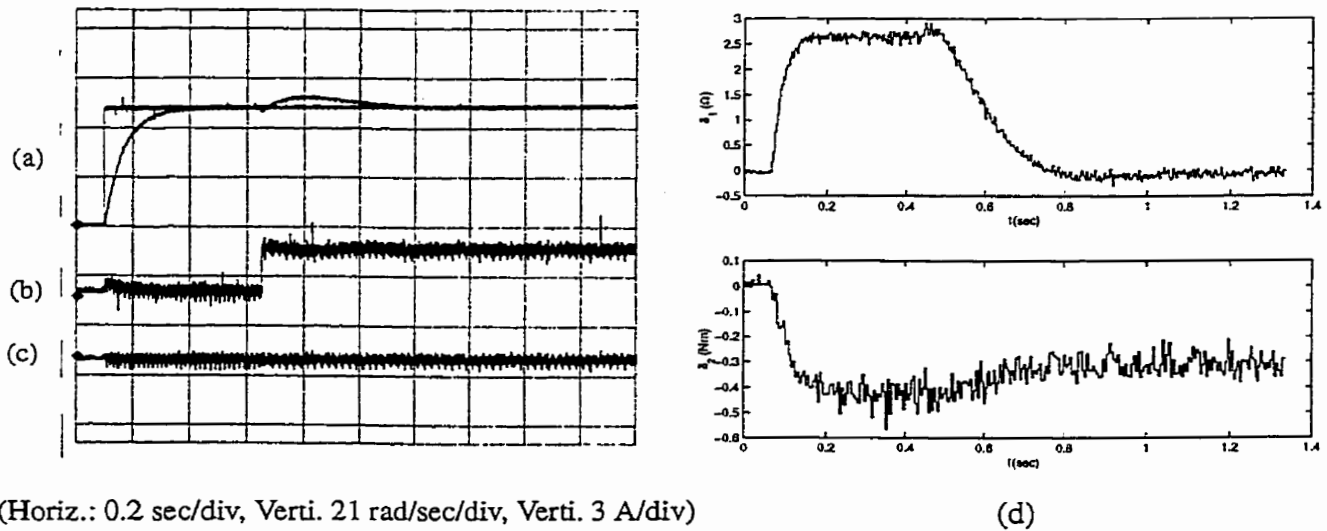


Figure 7.3 Comportement pratique de la vitesse, des courants (i_d, i_q) et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). (a) vitesse (b) courant i_q (c) courant i_d et (d) les estimés. Type de référence: échelon. $R=R_n$, $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$. $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$

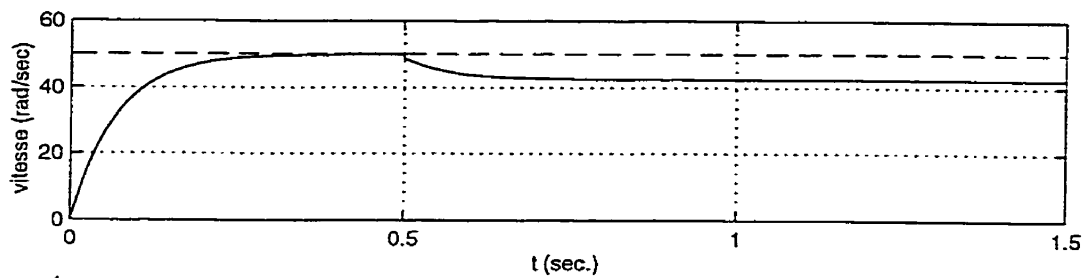
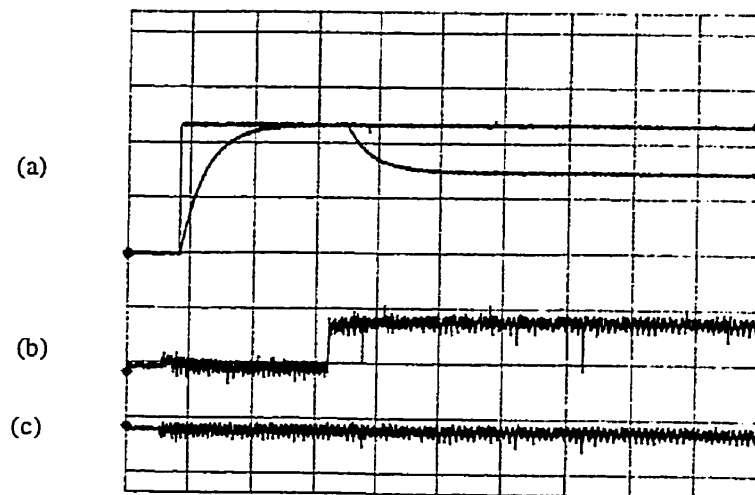


Figure 7.4 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur non adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. ($R=1.41R_n$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$, $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$).



Horiz. 0.2 sec/div Verti. 21 rad/sec/div Verti. 3 A/div).

Figure 7.5 Comportement pratique de la vitesse et des courants (i_d , i_q) obtenu à l'aide du contrôleur non adaptatif (variations sur R). (a) vitesse (b) courant i_q (c) courant i_d . $R=1.41R_n$, $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$, $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$.

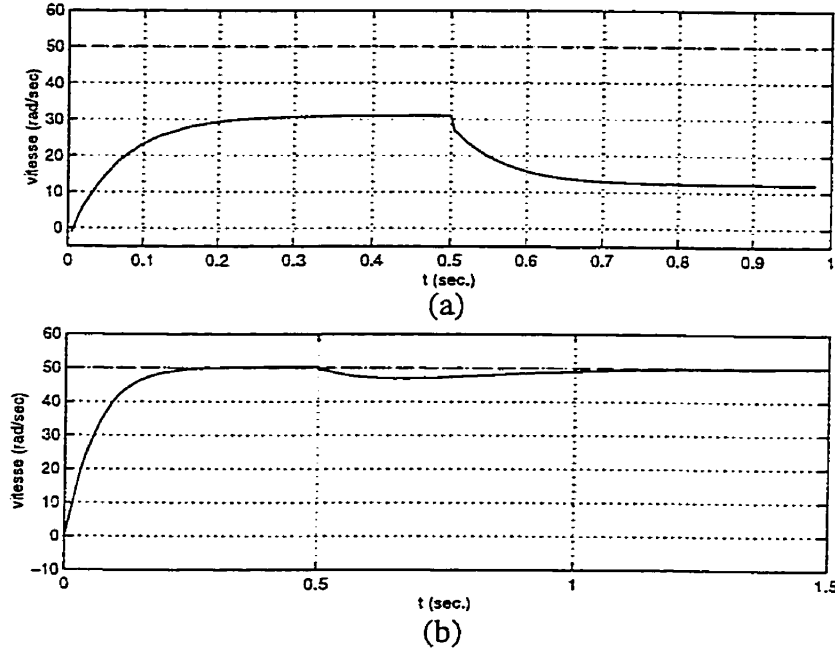
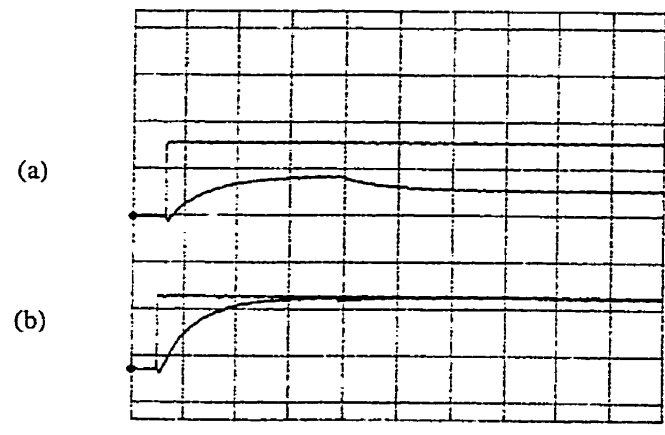


Figure 7.6 Simulation de la vitesse pour des variations sur R: (a) contrôleur non-adaptatif, (b) contrôleur adaptatif. Type de référence: échelon.
 $(R= 1.41R_n, \delta_1(0) = \delta_2(0) = 0, T_L(0) = 1 \text{ Nm}, T_L(0.5) = 2 \text{ Nm})$.



(Horiz. 0.2 sec/div Verti. 21 rad/sec/div).

Figure 7.7 Comportement pratique de la vitesse (variations sur R) obtenu à l'aide du (a) contrôleur non adaptatif (b) contrôleur adaptatif. $(T_L(0) = 1 \text{ Nm}, T_L(0.6) = 2 \text{ Nm})$ et $(R= 1.41R_n, \delta_1(0) = \delta_2(0) = 0)$.

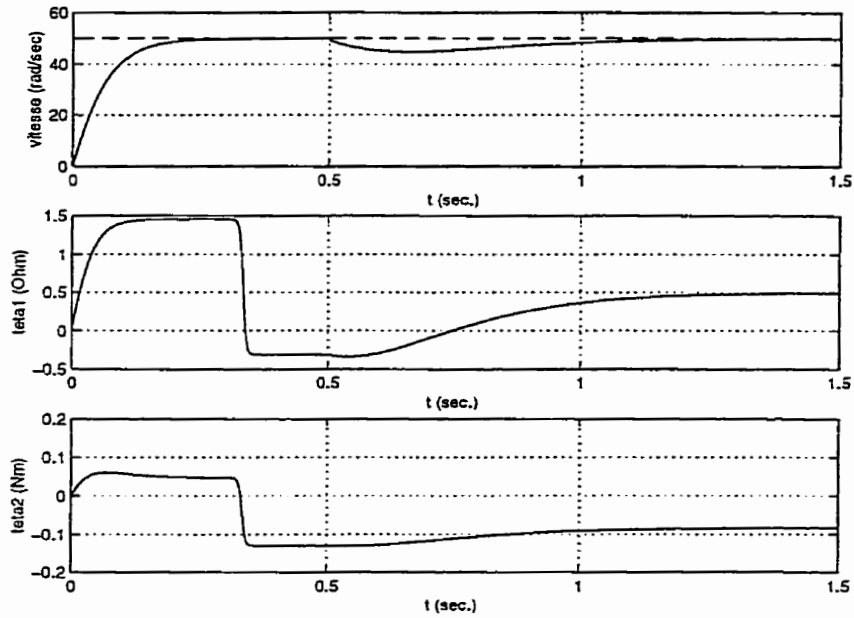
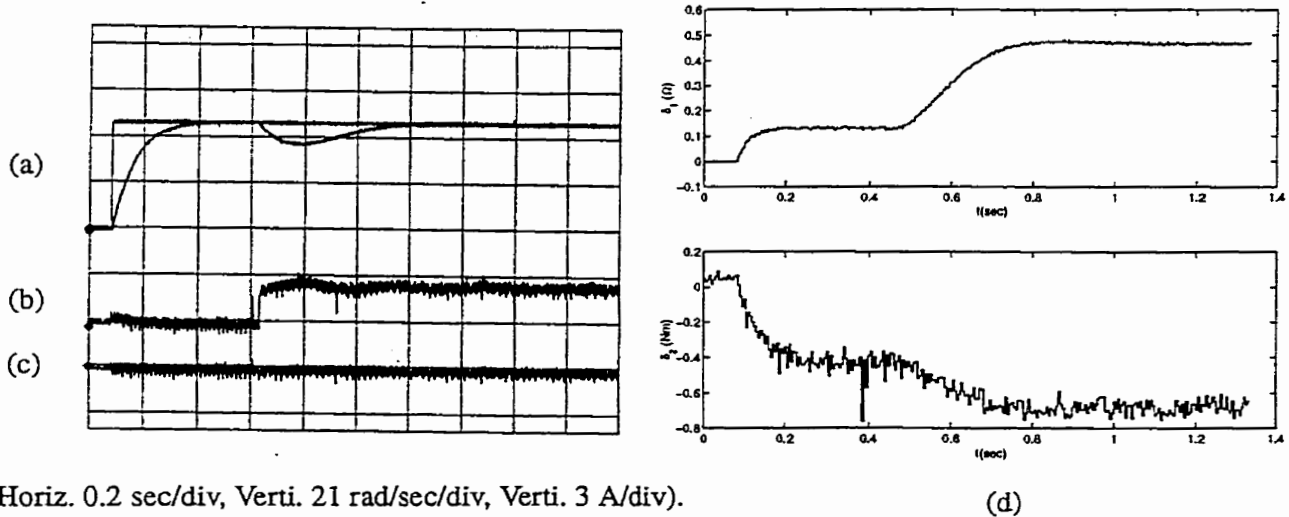


Figure 7.8 Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. $R=1.41R_n$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$, $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$.



Horiz. 0.2 sec/div, Verti. 21 rad/sec/div, Verti. 3 A/div).

(d)

Figure 7.9 Comportement pratique de la vitesse, des courants (i_d , i_q) et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). (a) vitesse (b) courant i_q (c) courant i_d et (d) les estimés. ($R=1.41R_n$, $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$. $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$).

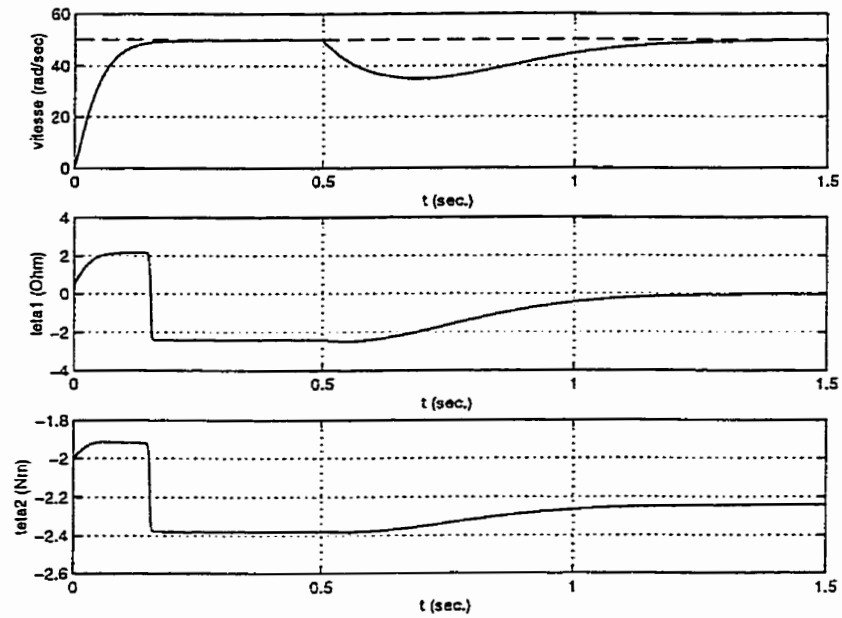


Figure 7.10 Simulation de la vitesse et des estimés obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. ($R=R_n$ et $\delta_1(0) = 0,5$ et $\delta_2(0) = 2$, $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$).

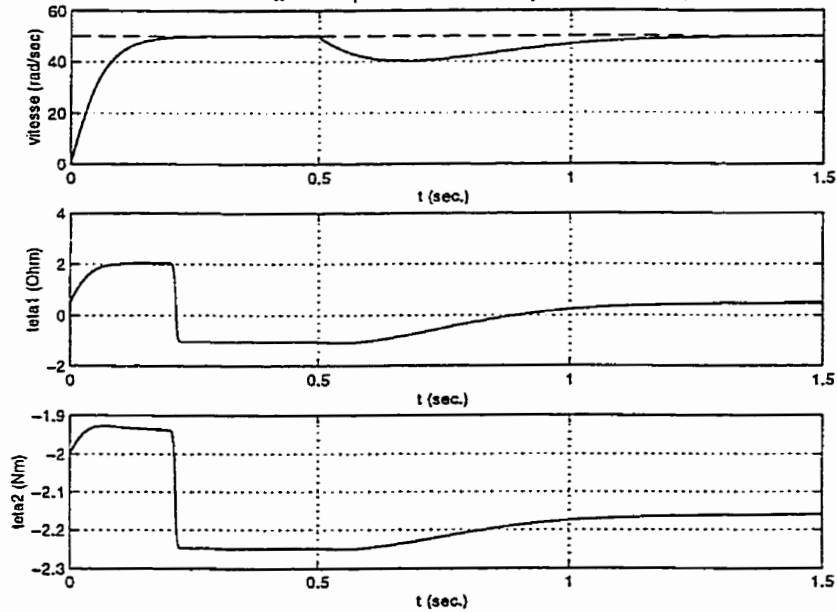
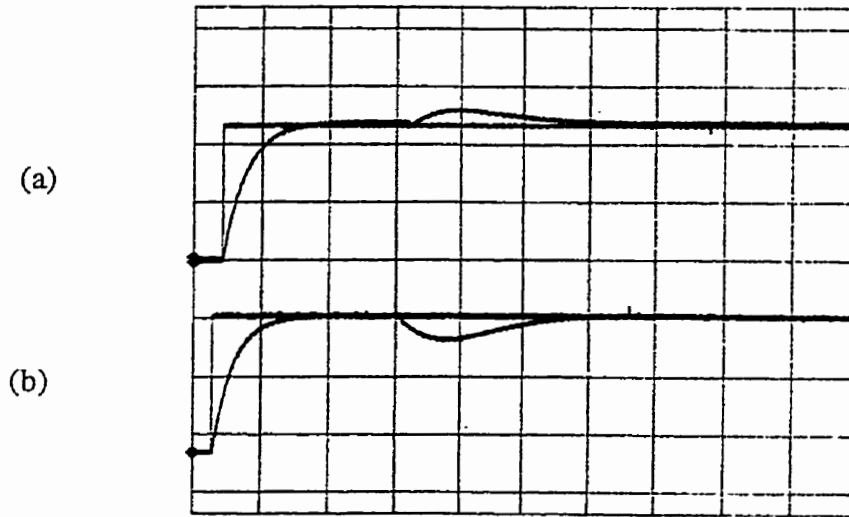


Figure 7.11 Simulation de la vitesse et des estimés obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. ($R=1.41R_n$ et $\delta_1(0) = 0,5$ et $\delta_2(0) = 2$, $T_L=2Nm$ appliqué à $t=0.5sec$).



Horiz. 0.2 sec/div, Verti. 21 rad/sec/div

Figure 7.12 Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. $R=R_n$ et (a) $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et (b) $\delta_1(0) = 0,5$ et $\delta_2(0) = 2$.

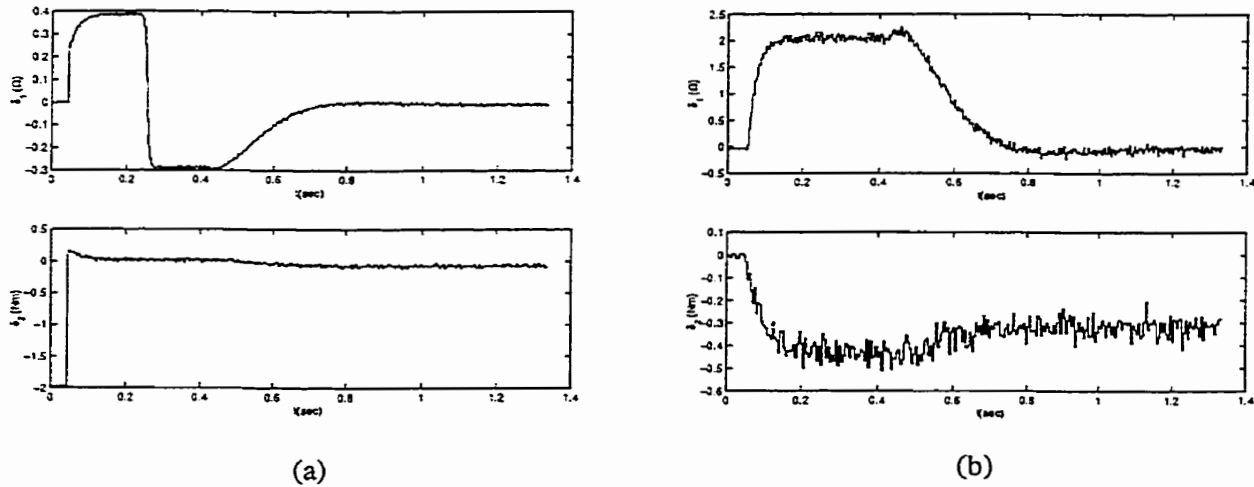
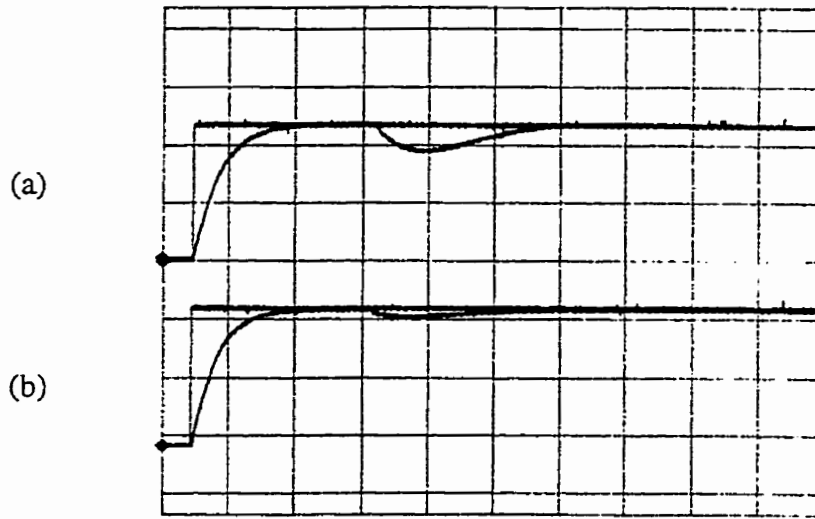


Figure 7.13 Comportement pratique des estimés obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. $R=R_n$ et (a) $\delta_1(0) = 0,5$ et $\delta_2(0) = 2$, (b) $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$



Horiz. 0.2 sec/div, Verti. 21 rad/sec/div

Figure 7.14 Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. $R=1.41R_n$ et (a) $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et (b) $\delta_1(0) = 0, 5$ et $\delta_2(0) = 2$.

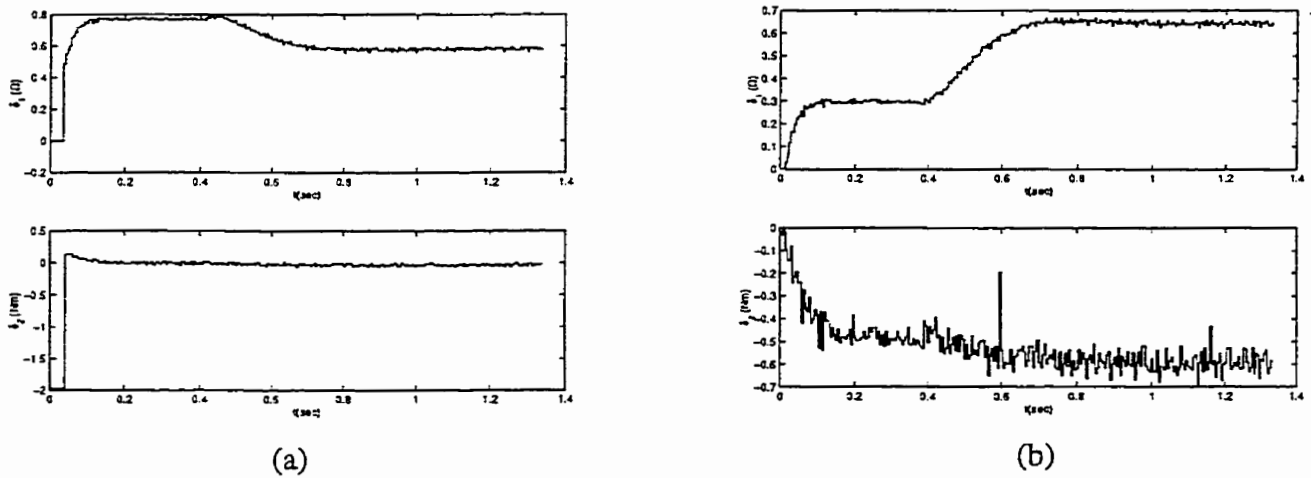


Figure 7.15 Comportement pratique des estimés obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: échelon. pour: $R=1.41R_n$ et (a) $\delta_1(0) = 0, 5$ et $\delta_2(0) = 2$,
(b) $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$

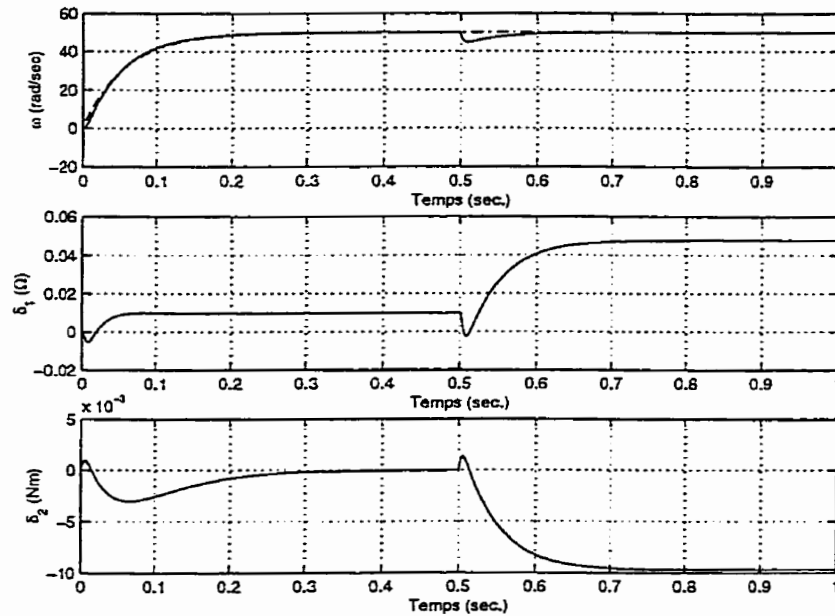


Figure 7.16 Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: premier ordre. ($R=R_n$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$).

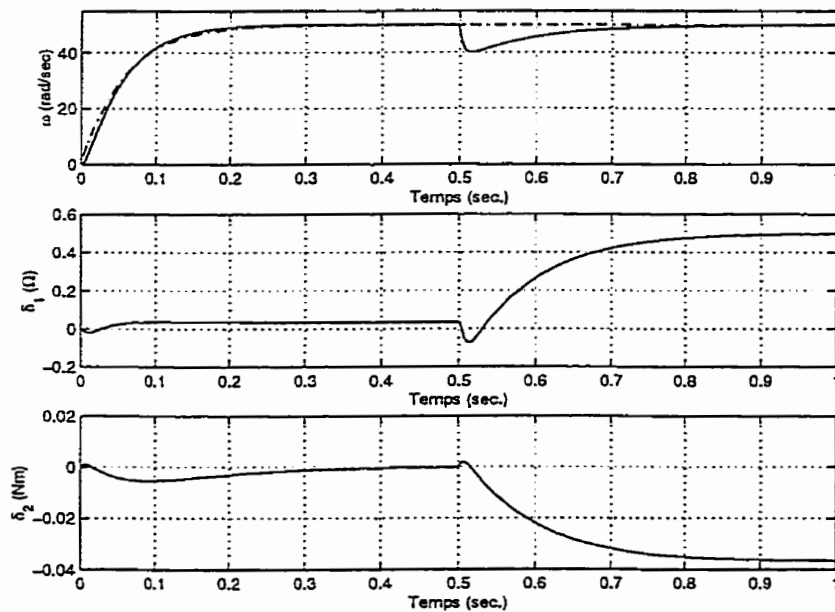
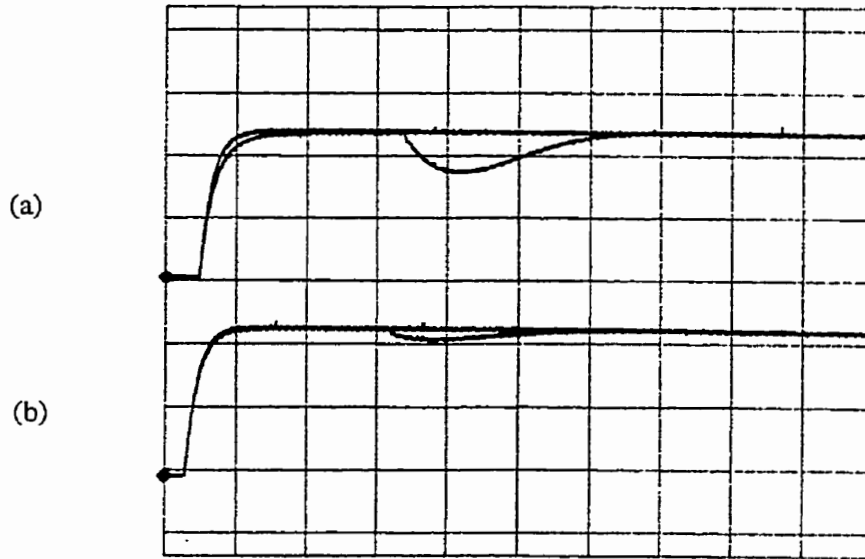


Figure 7.17 Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: premier ordre. ($R=1.41R_n$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$).



Horiz. 0.2 sec/div, Verti. 21 rad/sec/div

Figure 7.18 Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: premier ordre. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$). (a) $R=1.41R_n$, (b) $R=R_n$.

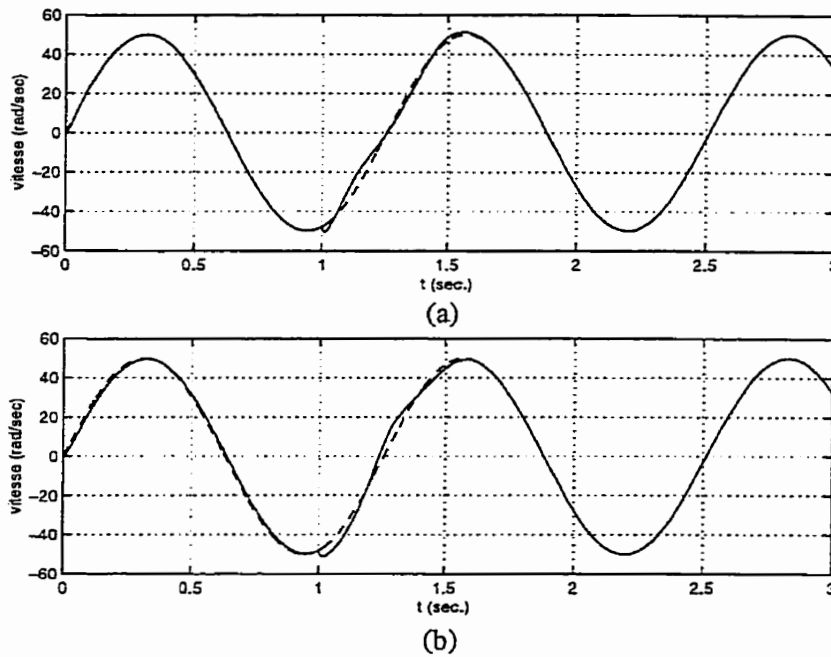
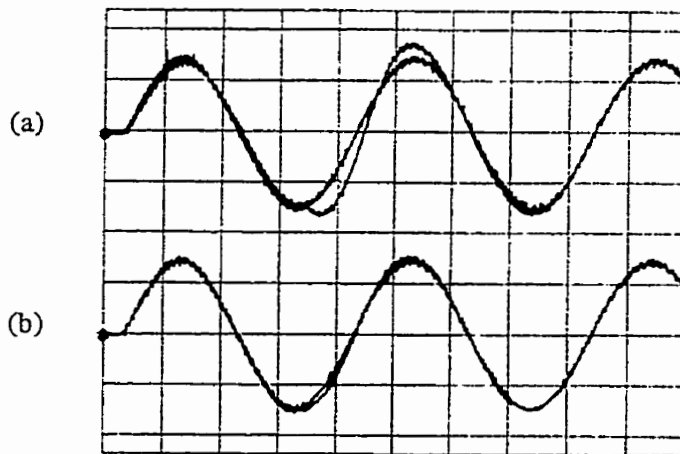


Figure 7.19 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: sinusoïdale. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et (a) $R = R_n$ (b) $R = 1.41R_n$).



Horiz. 0.2 sec/div, Verti. 21 rad/sec/div

Figure 7.20 Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur R). Type de référence: sinusoïdale. (a) $R = 1.41R_n$ et (b) $R = R_n$. $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$

7.2.2 cas de variations sur $L_d = L_q$ et J

Il faut noter, avant tout, que pour tester le premier contrôleur on a ajouté de réelles résistances en série avec les phases statoriques. Cependant, pour le présent contrôleur on a procédé autrement. En effet, au lieu d'ajouter des inductances en série avec les phases statoriques (non disponibles au laboratoire), on a plutôt conçu le contrôleur en considérant que la valeur nominale de l'inductance L est 30% moins que celle du moteur ($L_n = 0.007$ H, $L = 0.011$ H).

7.2.3 Effet de la variation de $L_d = L_q$

Les figures 7.21 et 7.22 montrent le cas où on impose au moteur un échelon de vitesse de référence de 50 rad/sec en considérant le cas nominal ($L_n = L = 0.011$ H) et le cas où ($L_n = 0.007$ H, $L = 0.011$ H). On remarque qu'à vide, les deux cas présentent les mêmes performances. Lorsqu'on applique un couple de charge de (2 Nm), on récolte un maximum d'erreur de vitesse de 7% pour le cas nominal et 20% pour l'autre cas. Les mêmes remarques sont obtenues avec la trajectoire de vitesse de premier ordre (figures 7.25 et 7.26). De plus, et à l'exception de la période d'adaptation, le contrôleur réalise une excellente poursuite.

Finalement, on a testé le moteur avec une référence de vitesse sinusoïdale en considérant le cas où ($L_n = 0.007$ H, $L = 0.011$ H). On a obtenu un très bon suivi à vide et en charge (figure 7.27 et 7.28). De plus, le temps de convergence est relativement très faible.

L'erreur entre la valeur estimée et la valeur réelle de l'inductance est relativement faible (théoriquement de l'ordre de 10^{-3} et pratiquement de l'ordre de 8.10^{-3}) et elle n'est pas affectée par l'application de la charge. L'erreur d'estimation du moment d'inertie est, cependant, sensible à la charge sauf qu'elle reste relativement faible. Le courant i_d , de son côté, est maintenu nul.

Une comparaison des performances du contrôleur adaptatif, qui tient compte des

incertitudes dans L seulement, obtenues par voie de simulation et expérimentalement est donnée par le tableau 7.2. On a considéré seulement le cas où la référence de vitesse est un échelon et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

1. cas nominal où $L = L_n = 0.011$ H.
2. cas où $L = 0.011$ H et $L_n = 0.007$ H.

<i>Paramètre</i>	<i>simulation</i>	<i>pratique</i>
Maximum d'erreur de vitesse pendant la période d'adaptation (rad/sec)	1. +3.0 2. +6.0	1. +5.0 2. +10.0
Durée d'adaptation (sec)	1. 0.1 2. 0.25	1. 0.25 2. 0.45
(L_e-L) en charge (H)	1. 0.0012 2. 0.0011	1. 0.008 2. 0.0025
(J_e-J) en charge (Kg.m ²)	1. -0.0005 2. -0.00054	1. -0.0005 2. -0.00055

Tableau 7.2 Performances du contrôleur adaptatif avec des variations sur L

7.2.4 Effet de la variation de J

On a aussi testé les performances du contrôleur quand le moment d'inertie du moteur (J) change. En effet, on a considéré le cas nominal où ($J = J_n = 0.006$ Kg.m²) et quand le moment d'inertie augmente de 60% de sa valeur nominale ($J = 0.01$ Kg.m²). Dans le premier cas, une bonne poursuite de vitesse est réalisée à vide et quand on applique un couple de charge de 2 Nm, l'erreur de vitesse atteint 22% puis s'annule après approximativement 0.3 sec. (fig. 7.29, 7.30, 7.31, 7.33.a et 7.34). L'erreur entre la valeur estimée et la valeur réelle du moment d'inertie reste faible et comparable au cas où on

considère l'inductance seule.

Une comparaison des performances du contrôleur adaptatif obtenues par voie de simulation et expérimentalement est donnée par le tableau 7.3. On a considéré seulement le cas où la référence de vitesse est un échelon et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

1. cas nominal où $J = J_n = 0.006 \text{ Kg.m}^2$.
2. cas où $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$ et $J_n = 0.006 \text{ Kg.m}^2$.

<i>Paramètre</i>	<i>simulation</i>	<i>pratique</i>
Maximum d'erreur de vitesse pendant la période d'adaptation (rad/sec)	1. +5.0 2. +10.0	1. +7.0 2. +15.0
Durée d'adaptation (sec)	1. 0.1 2. 0.2	1. 0.3 2. 0.4
(L_e-L) en charge (H)	1. 0.0012 2. 0.0035	1. 0.008 2. 0.0048
(J_e-J) en charge (Kg.m^2)	1. -0.0005 2. -0.014	1. -0.0005 2. -0.0008

Tableau 7.3 Performances du contrôleur adaptatif avec des variations sur J

Les figures (7.35, 7.36) montrent le cas où on impose au moteur une référence de vitesse sous forme sinusoidale et démarrant avec un couple de charge de $T_L = 4\text{Nm}$. Il est clair que dans ce cas le contrôleur ne performe pas bien vu l'ensemble de contraintes qu'on lui impose.

Finalement, on a testé les performances du contrôleur dans le cas où ($L \neq L_n$, $J \neq J_n$, et $T_L(0) = 2\text{Nm}$). Le contrôleur perd ses performances en régime dynamique réalisant des erreurs de vitesse considérables. Cela est dû à l'action de l'observateur sur le système, qui devient importante lorsque le moteur est chargé. En régime établi, cependant, l'erreur de vitesse s'annule (figures 7.37 et 7.38).

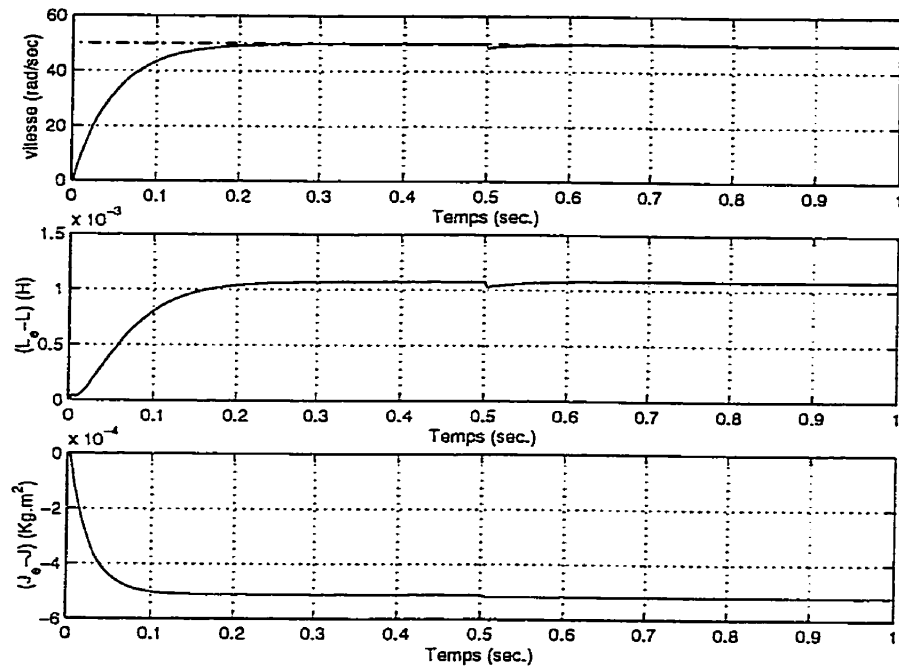
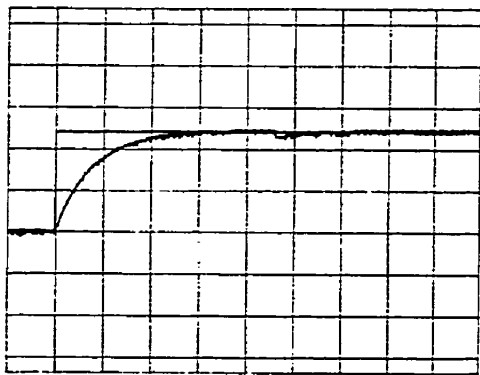
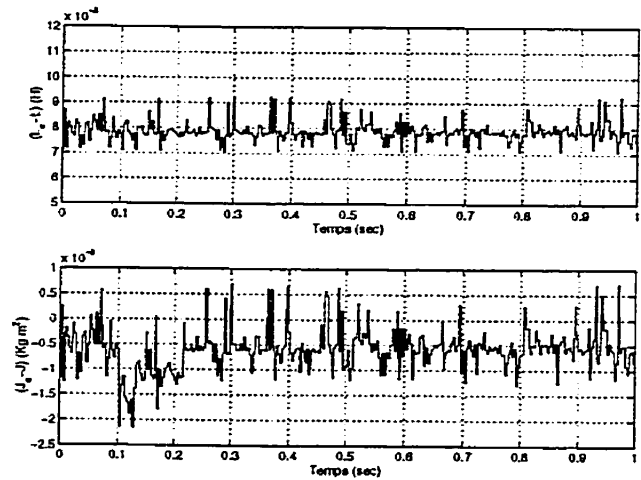


Figure 7.21 Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Type de référence: échelon. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et $L=L_n=0.011$ H).



Horiz. 0.2 sec/div, Verti. 21 rad/sec/div

(a)



(b)

Figure 7.22 Comportement pratique de la vitesse (a) et de l'erreur d'estimation (b) obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Type de référence: échelon. $L_n=L=0.011$ H et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

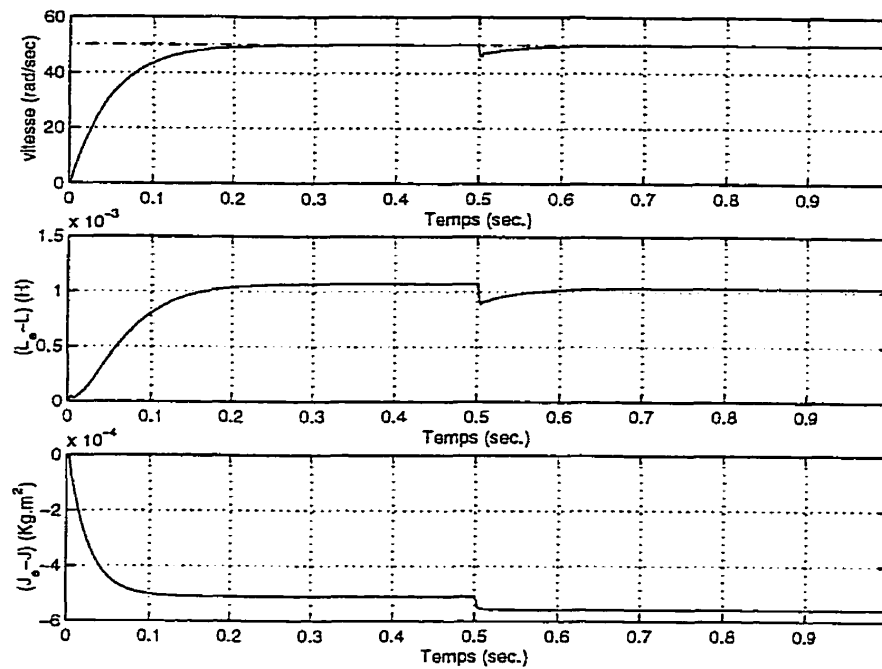
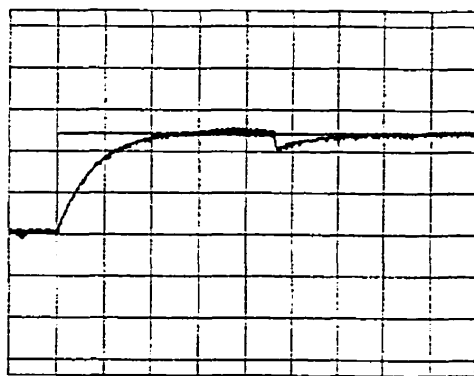
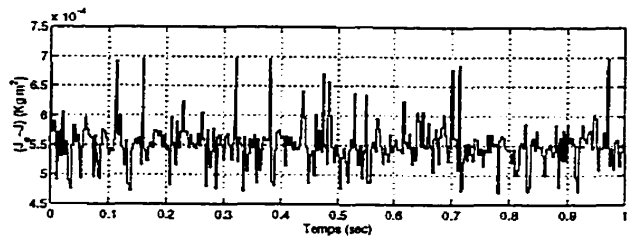
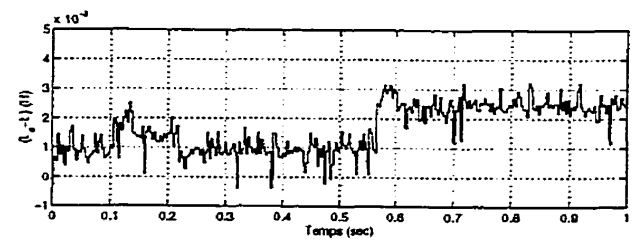


Figure 7.23 Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Type de référence: échelon. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et $L_n=0.007$ H, $L=0.011$ H).



Horiz. 0.2 sec/div, Verti. 21 rad/sec/div

(a)



(b)

Figure 7.24 Comportement pratique de la vitesse (a) et des estimés (b) obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Type de référence: échelon. $L_n=0.007$ H, $L=0.011$ H et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

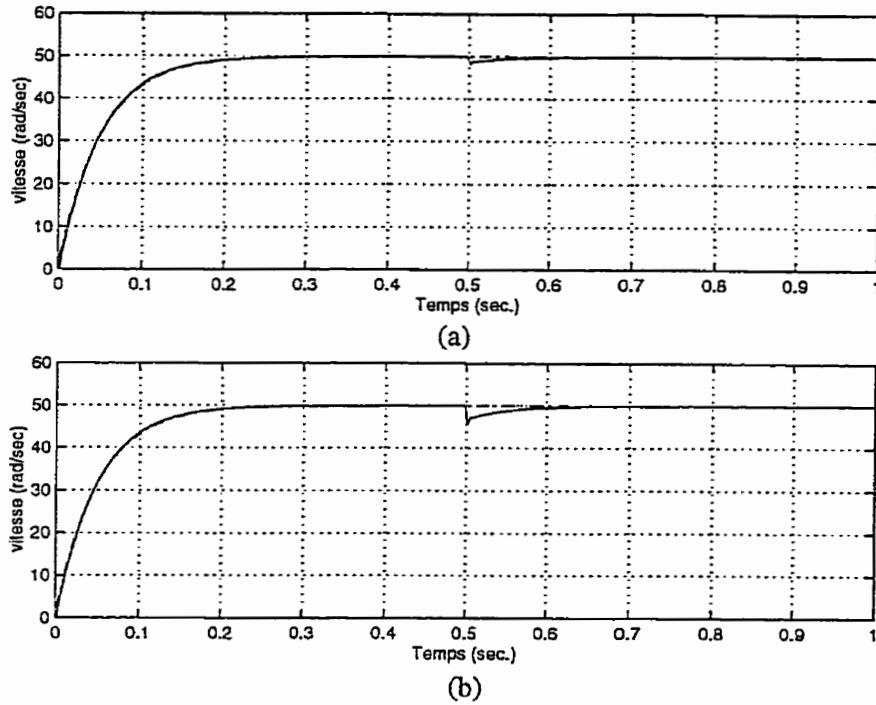
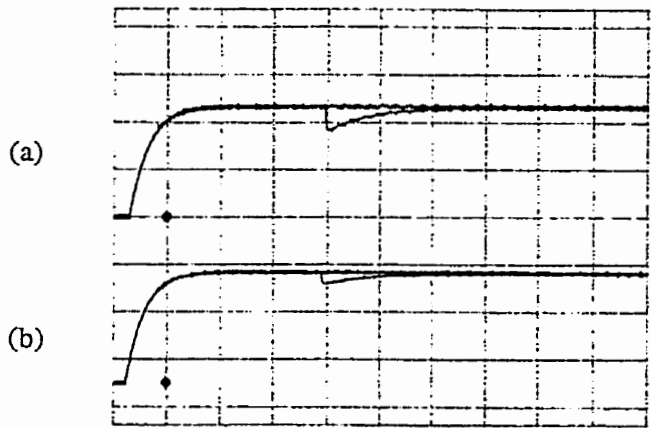


Figure 7.25 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L).
 Référence: premier ordre. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et (a) $L_n = L = 0.011$ H (b) $L_n = 0.007$ H, $L = 0.011$ H.



Horiz. 0.2 sec/div, Verti. 21 rad/sec/div

Figure 7.26 Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Référence: premier ordre. (a) $L_n = 0.007$ H, $L = 0.011$ H (b) $L_n = L = 0.011$ H et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

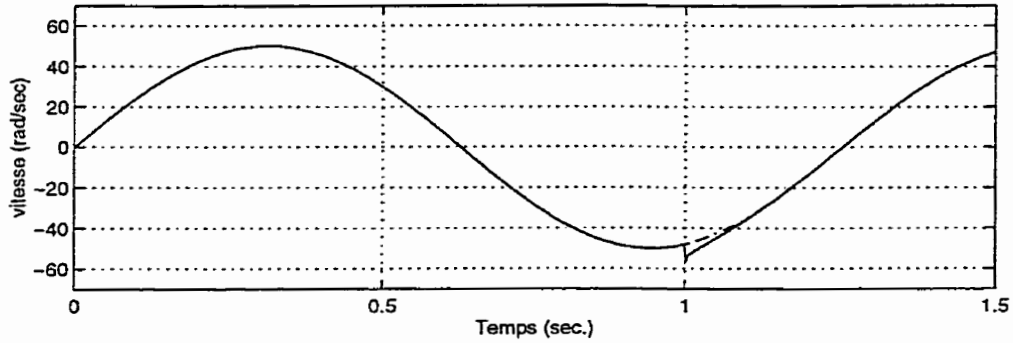
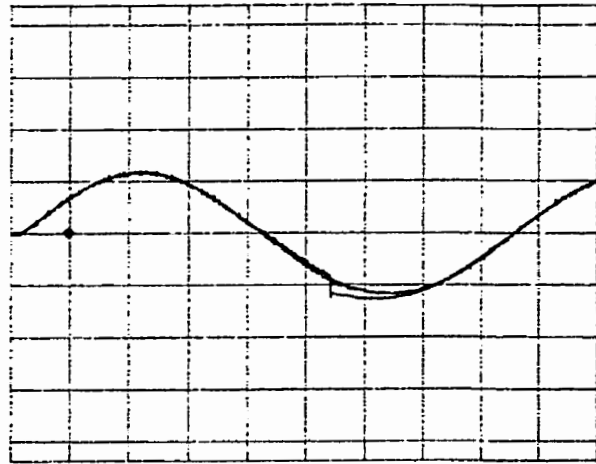


Figure 7.27 Comportement de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Type de référence: sinusoïdale. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$; $L=0.011$ H, $L_n=0.007$ H.



Horiz. 0.2 sec/div, Vert. 21 rad/sec/div

Figure 7.28 Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur L). Type de référence: sinusoïdale. $L_n=0.007$ H, $L=0.011$ H, $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$

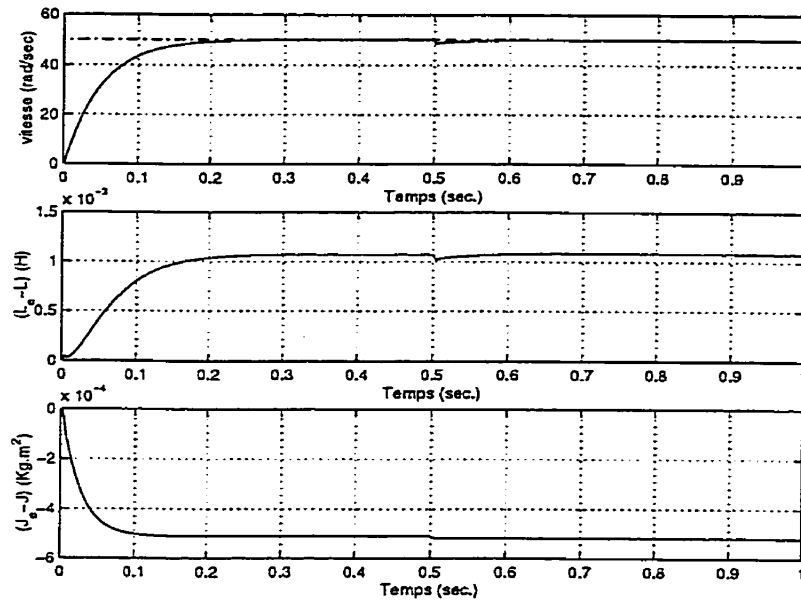


Figure 7.29 Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: échelon. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et $J_n = J = 0.006 \text{ Kg.m}^2$).

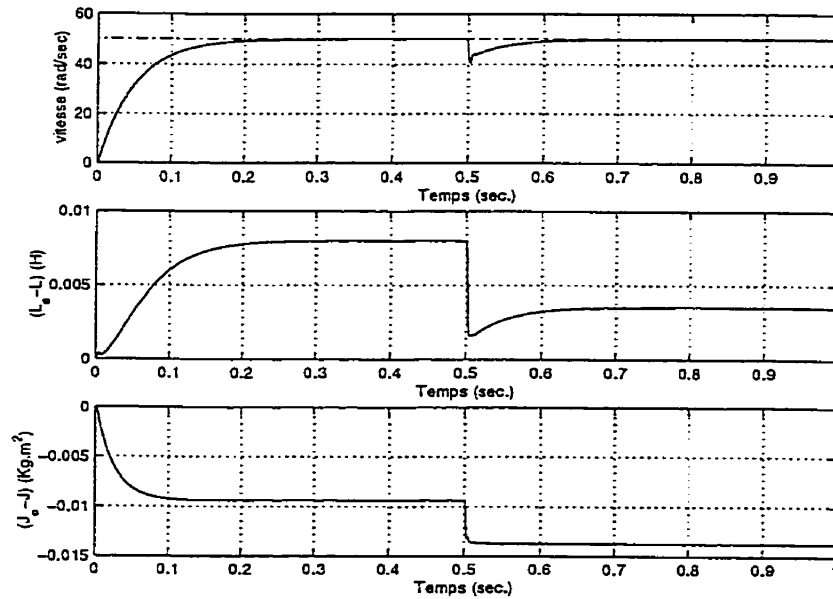
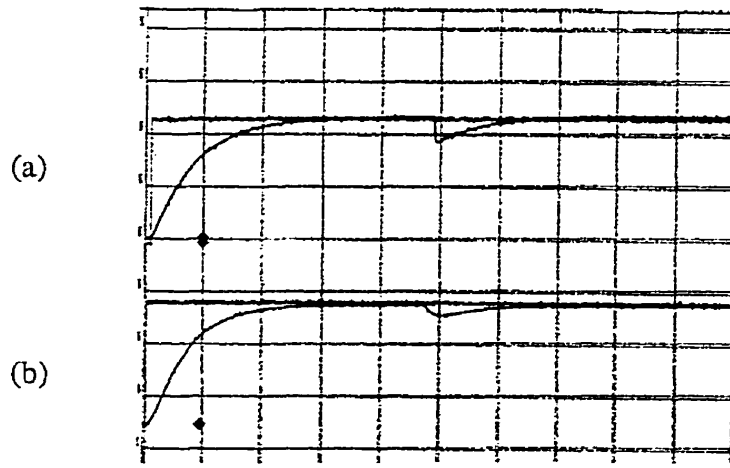


Figure 7.30 Simulation de la vitesse et des estimés obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: échelon. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et $J_n = 0.006 \text{ Kg.m}^2$, $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$).



Horiz. 0.2 sec/div, Verti. 21 rad/sec/div

Figure 7.31 Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variation sur J). Type de référence: échelon. (a) $J = J_n = 0.006 \text{ Kg.m}^2$ (b) $J_n = 0.006 \text{ Kg.m}^2$, $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$, $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

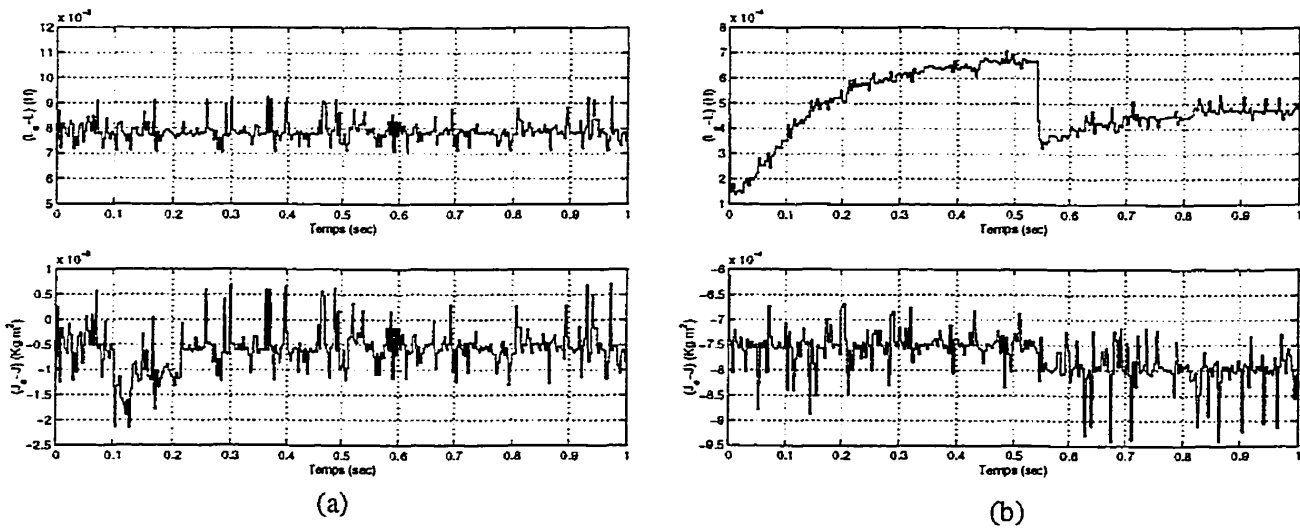


Figure 7.32 Comportement pratique des estimés obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: échelon. (a) $J = J_n = 0.006 \text{ Kg.m}^2$ (b) $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$, $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

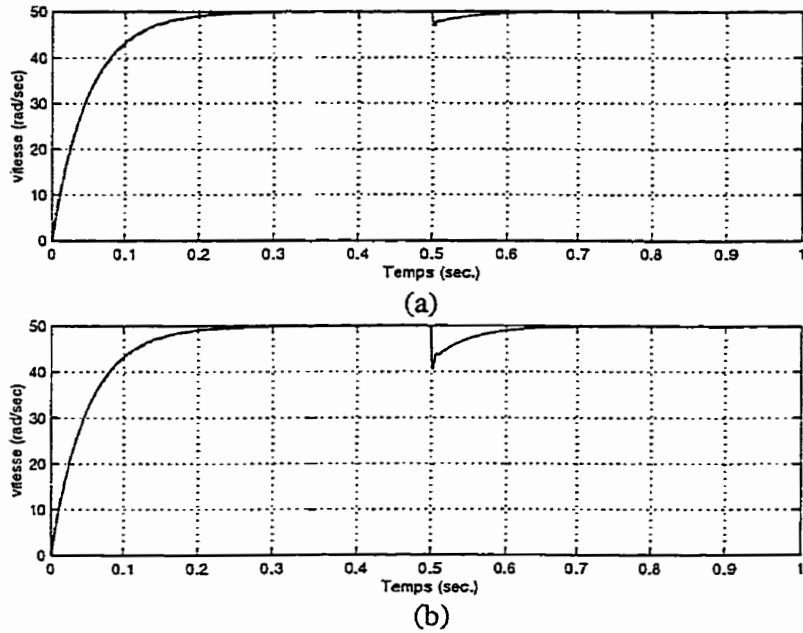


Figure 7.33 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: premier ordre. ($\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et (a) $J_n = J = 0.006 \text{ Kg.m}^2$ (b) $J_n = 0.006 \text{ Kg.m}^2, J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$).

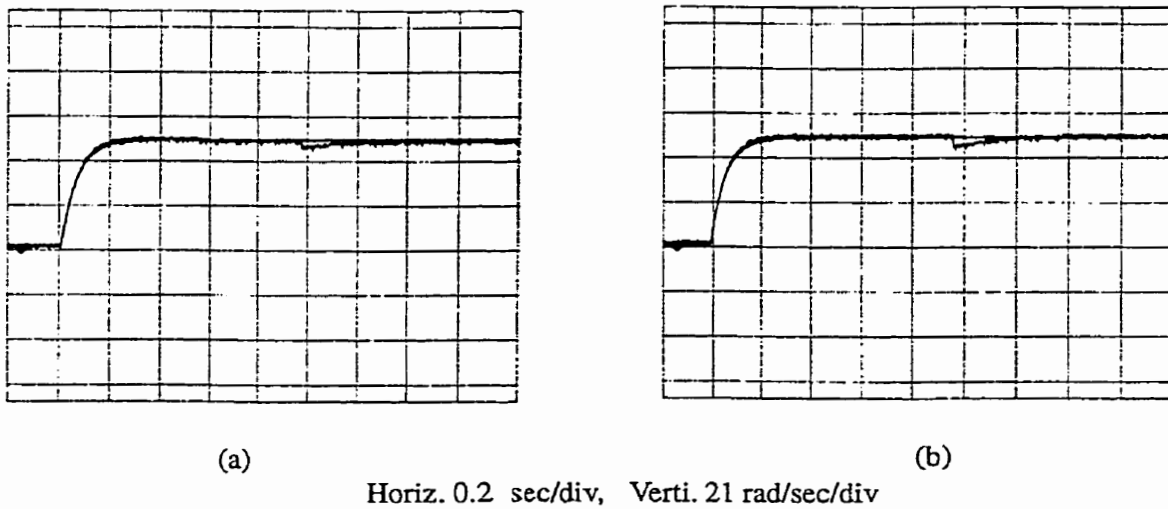


Figure 7.34 Comportement pratique de la vitesse obtenu à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: premier ordre. (a) $J_n = J = 0.006 \text{ Kg.m}^2$ (b) $J_n = 0.006 \text{ Kg.m}^2, J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

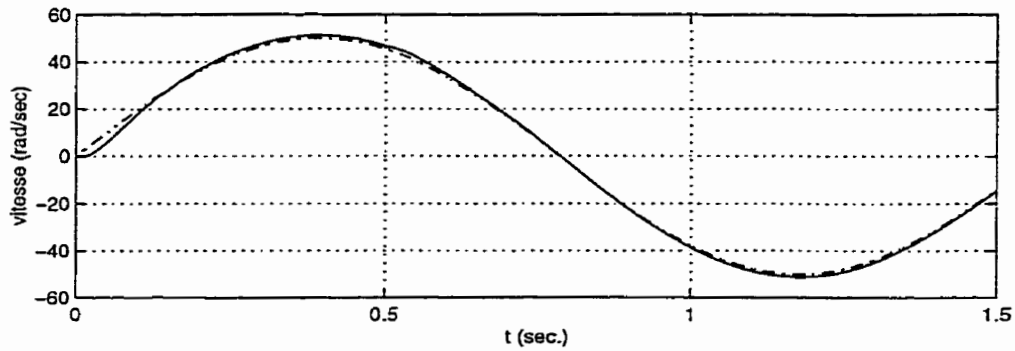
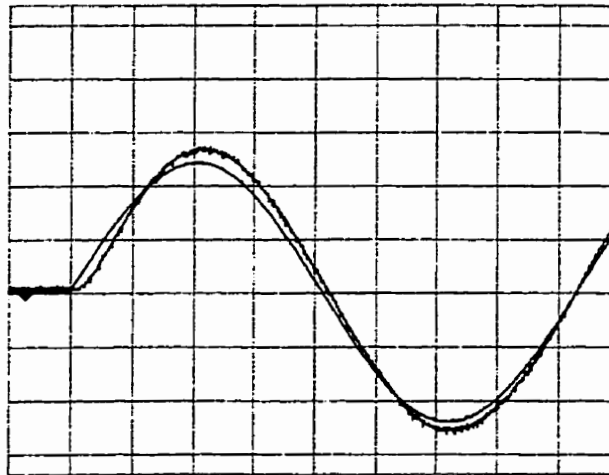
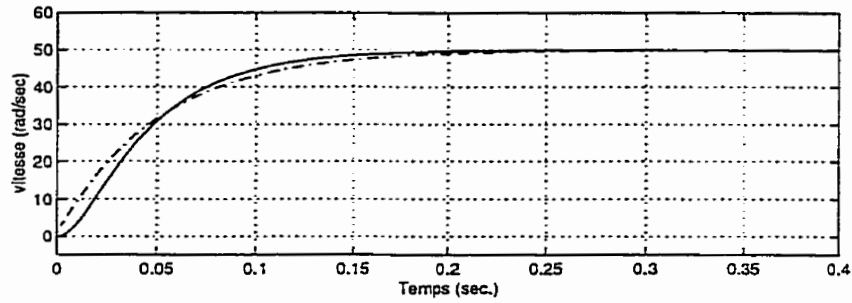


Figure 7.35 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: sinusoïdale. $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$, $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$, $T_L(0) = 2 \text{ Nm}$.

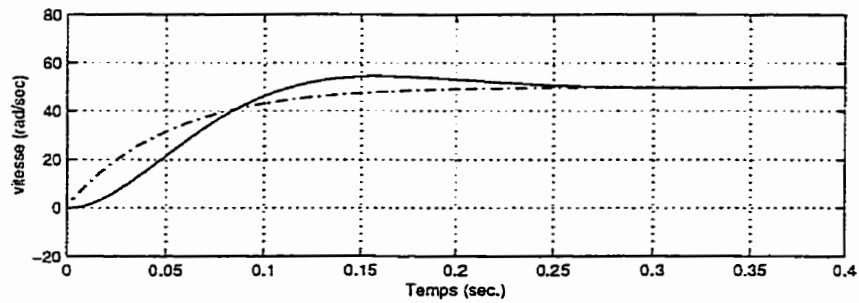


Horiz. 0.2 sec/div, Verti. 21 rad/sec/div

Figure 7.36 Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J). Type de référence: sinusoïdale. $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$, $T_L(0) = 2 \text{ Nm}$ et $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.



(a)



(b)

Figure 7.37 Simulation de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J et L).
 Référence: premier ordre. $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$ et (a) $L = 0.011$ H, $J_n = 0.01$ Kg.m², $T(0) = 1$ Nm,
 (b) $L = 0.011$ H, $J_n = 0.01$ Kg.m², $T(0) = 2$ Nm.



(a)



(b)

Horiz. 0.2 sec/div, Verti. 21 rad/sec/div

Figure 7.38 Comportement pratique de la vitesse obtenue à l'aide du contrôleur adaptatif (variations sur J et L). (a) $L = 0.011$ H, $J = 0.01$ Kg.m² et $T(0) = 1$ Nm (b) $L = 0.011$ H, $J = 0.01$ Kg.m² et $T(0) = 2$ Nm.
 $\delta_1(0) = \delta_2(0) = 0$.

7.3 Avantages et inconvénients de la commande considérée

Pour positionner de manière très générale la commande que nous avons étudiée, il est intéressant de présenter ses qualités et ses défauts.

Les essais effectués sur le montage réel ont confirmé les résultats de simulation et les principaux objectifs relatifs aux performances ont été atteints. L'algorithme de commande adaptatif implanté ne nécessite pas de procédures spéciales pour superviser sa mise en oeuvre. L'estimation des paramètres incertains commence dès le premier instant du fonctionnement. La poursuite et la régulation de la vitesse étaient très bien assurées à l'intérieur de la plage de variation des paramètres incertains considérée. En ce qui concerne la régulation du courant i_d , elle a été parfaitement assurée.

Les résultats obtenus et qui concernent le comportement du système face aux variations paramétriques montrent que le contrôleur adaptatif a bien maîtrisé leur effet et a amélioré la réponse par rapport au cas sans adaptation.

On a constaté, cependant, que dans certains essais une erreur de vitesse négative se produit après l'application du couple de charge (durant le temps d'adaptation). Cela est dû principalement aux conditions initiales imposées aux estimés. En effet, en changeant ces dernières, on a obtenu un comportement proche de celui obtenu en simulation.

Ajoutons que le comportement transitoire de la vitesse dépend de la valeur du gain de la loi d'adaptation (Γ). Une valeur très faible fait augmenter le temps d'adaptation mais réduit considérablement le saut de vitesse lors d'application de la charge. Le cas contraire est produit avec une valeur élevée du gain. Dans nos essais, nous avons choisi une valeur qui a engendré un comportement transitoire acceptable.

D'autre part, on a remarqué que l'erreur d'estimation du couple de charge ne s'annule pas dans toutes les régions de fonctionnement. Cela est peut être dû à la mauvaise quantification du couple. En effet, ce dernier est évalué comme un multiple de la composante transversale des courants seulement. Si la valeur du couple de saillance n'est pas tout à fait nulle, à cause d'une faible saillance, l'erreur entre la valeur imposée et la valeur estimée ne sera donc pas

nulle. L'estimé de la résistance statorique, quant à elle, ne converge vers la valeur réelle que lorsque le moteur est chargé. Quand celui-ci fonctionne à vide une importante erreur d'estimation est produite.

De point de vue pratique, quelques problèmes ont été rencontrés à cause des limitations du banc d'essai expérimental. Parmi ces problèmes on cite:

- La vitesse et l'accélération ne pouvaient être lues directement. Elles sont plutôt estimées à l'aide d'un observateur d'état non-linéaire. Cette situation a fait augmenter considérablement les contraintes lors de l'implantation pratiques.
- Le fonctionnement au-delà de 50 rad/sec n'a pas été possible à cause du mauvais fonctionnement de l'onduleur à des vitesses élevées.

Sur le plan théorique, on a aussi signalé d'importantes remarques. La méthode considérée est indépendante de la façon dont les paramètres incertains rentrent dans le modèle non-linéaire considéré (de façon linéaire ou de façon non-linéaire) et elle n'engendre aucune surparameterisation. De plus, elle est basée sur les conditions de Akhrif-Blenckchip moins dures que les conditions assorties. Un autre avantage important réside dans le fait que la loi linéarisante rend le système équivalent linéaire et surtout représenté, en boucle ouverte, par des intégrateurs. Cette situation permet d'obtenir, d'une façon naturelle, des erreurs statiques nulles.

Cependant, le défaut majeur de cette méthode reste la nécessité d'utiliser des calculs longs et basés sur les notions complexes de la géométrie différentielle. Pour alléger cet inconvénient, nous avons simplifié les étapes de conception des contrôleurs. De plus, la nature de la loi d'adaptation impose à ce que les paramètres incertains restent constants durant tout le temps d'adaptation. Si une variation de ces derniers se produit à l'intérieur du temps d'adaptation, la méthode devient insuffisante.

7.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a testé les performances des contrôleurs adaptatifs non-linéaires conçus au chapitre 3. L'analyse de leurs performances a été basée sur l'analyse du comportement de la vitesse et de la composante longitudinale du courant i_d .

Les essais effectués sur le montage réel ont confirmé les résultats de simulation concernant l'efficacité de cette commande adaptative non-linéaire à maîtriser l'effet des paramètres incertains et des perturbations. Cette dernière s'est avérée posséder beaucoup d'avantages mais aussi certaines limitations.

Malgré tout, la commande étudiée et dont nous avons montré la faisabilité sur un banc d'essai pratique présente suffisamment d'intérêt, pour que son industrialisation soit envisagée.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif principal de cette thèse était l'étude du comportement d'une commande complexe dans un environnement pratique. Ce dernier comprend deux composantes (matériel et logiciel). Sur le plan matériel, le montage comprend un contrôleur numérique du type DSP, un onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion, un circuit d'acquisition de données et un moteur synchrone à aimants permanents. Le calculateur numérique utilisé est un processeur numérique de signal du type TMS320C31 qui est suffisamment performant pour permettre l'implantation en temps réel du processus. Du côté logiciel, nous avons adopté et optimisé les programmes utilisés en simulation numérique pour permettre l'implantation en temps réel des algorithmes de commande conçus.

La commande considérée est une commande adaptative non-linéaire combinant la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties avec les techniques adaptatives destinées aux systèmes linéaires. Deux contrôleurs ont été conçus: l'un tient compte de la résistance statorique et du couple de charge alors que l'autre tient compte de l'inductance et du moment d'inertie du rotor. Ces deux contrôleurs se sont révélés performants avec un bon choix des valeurs initiales des paramètres incertains estimés. Les essais effectués sur le montage réel ont donné des résultats comparables à ceux obtenus par voie de simulation.

D'autre part, on a comparé le comportement de la vitesse du moteur à l'aide de deux contrôleurs robustes: le contrôleur adaptatif non-linéaire et un contrôleur linéaire robuste du type QFT. Les deux contrôleurs ont réussi à commander la vitesse et le courant i_d du moteur à l'intérieur de la plage de variation des paramètres incertains considérés. Nous avons trouvé que le fait de concevoir le contrôleur adaptatif non-linéaire d'une manière symbolique offre l'avantage de l'appliquer à n'importe quel autre moteur. Ceci lui a donné une supériorité sur le contrôleur du type QFT conçu spécialement pour le moteur considéré. Si on désire l'appliquer à un autre moteur, on doit refaire la conception en considérant les paramètres de son modèle et surtout vérifier la faisabilité des spécifications qu'on désire imposer. Cependant, et contrairement au contrôleur du type QFT, la qualité des résultats obtenus pour le contrôleur adaptatif non-linéaire dépend des valeurs initiales des estimés. Un autre avantage du contrôleur non-linéaire est que sa loi linéarisante rend le système équivalent linéaire et surtout représenté, en boucle ouverte, par deux intégrateurs. Cette situation permet d'obtenir, d'une façon naturelle, des erreurs statique de position et de vitesse nulles. Si on désire obtenir ces dernières avec le contrôleur du type QFT, il avait fallu ajouter un intégrateur dans la fonction de transfert du compensateur $G_2(s)$. Malheureusement, le gain produit dans ce cas est tellement élevé qu'on ne peut l'implanter. À cause des limitations du banc d'essai expérimental, la vitesse et l'accélération ne pouvaient être lues directement, elles étaient plutôt estimées à partir de la mesure de la position. Nous avons essayé de les estimer en se basant sur l'approximation d'Euler suivie d'un filtre passe-bas sauf qu'un délai produit par le filtrage nous empêchait de réaliser une bonne poursuite en régime dynamique. Cette situation nous a amené à considérer une autre solution. En effet, notre choix a été porté sur un observateur d'état non-linéaire d'ordre réduit à cause principalement de sa simplicité.

L'étude des performances en temps réel de l'ensemble contrôleur non-linéaire -MSAP-observateur d'état non-linéaire sont ensuite présentées. La poursuite et la régulation de la vitesse étaient très bien assurées à l'intérieur de la plage de variation des paramètres

incertains considérés. On peut ajouter qu'en pratique, l'application du couple de charge a provoqué, dans certains essais, une erreur de vitesse négative durant tout le temps d'adaptation. Cette situation est due principalement aux conditions initiales imposées aux estimés. En effet, le changement de ces conditions initiales a donné un comportement relativement bon proche de celui obtenu en simulation.

À la fin, on aimerait faire quelques recommandations quant à la suite de ces travaux.

Notons que les contrôleurs adaptatifs non-linéaires étudiés présentent suffisamment d'intérêt pour que leur application soit retenue dans le domaine du transport d'énergie électrique et dans le fonctionnement à vitesse élevée des moteurs électriques pour les raisons suivantes:

- Il est connu que le taux de variation des paramètres du réseau électrique est très important. Combiner cette technique avec la technique du filtrage actif donnera sûrement un très bon résultat quant à la régulation du facteur de puissance du réseau de transport.
- Le fonctionnement du moteur synchrone à aimants permanents dans la région des vitesses élevées est lié au problème du défluxage. On a montré que dans cette région, une importante variation de la composante transversale des inductances statoriques (L_q) se produit [14]. Le taux de variation de L_q dépend du degré de saillance du MSAP. Ainsi, le deuxième contrôleur adaptatif non-linéaire conçu peut résoudre ce problème (compensation de l'effet de variation de L_q) et ainsi assurer des comportements satisfaisants dans une grande plage de vitesse.

RÉFÉRENCES

- [1] J. Chatelain, 'Machines électriques', volume 5, éditions Georgi, 1983.
- [2] P. C. Krause, O. Wasynczuk et S. D. Sudhoff, 'Analysis of electric machinery', IEEE press, 1994.
- [3] P. Barret, 'Régimes transitoires des machines tournantes électriques', Editions Eyrolles, 1987.
- [4] R. H. Park, 'Two reaction theory of synchronous machines', Trans. AIEE, vol. 48, juillet 1929, pp.716-727.
- [5] A. Isidori, 'Nonlinear Control Systems: an Introduction', Springer-Verlag, 1989.
- [6] J.-J. Slotine et W. Li, 'Applied Nonlinear Control', Prentice Hall, New Jersey, 1991.
- [7] H. Nijmeijer et A. J. van der Schaft, 'Nonlinear dynamical control systems', Springer-Verlag, Berlin 1990.
- [8] R. Marino et P. Tomei, 'Nonlinear control design: geometric, adaptive and robust', Prentice Hall, 1995.
- [9] C.-T. Chen, 'Linear system theory and design', Holt, Rinehart and Winston, NY, 1984.
- [10] B. Le Pioufle et al, 'Application of a decoupling and nonlinear methods for a self-controlled synchronous machine', modeling and control of electrical machines', IMACS-1991.
- [11] L. B. Amor et al, 'Adaptive Feedback Linearization for Position Control of Switched Reluctance Motor', International journal of adaptive control and signal processing, vol. 7, 1993.

- [12] R. Dhouadi et N. Mohan, 'Analyse of Current Regulated Voltage Source Inverter for PMSM Drives in Normal and Extended Speed Ranges', IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 5, 03/1990.
- [13] S. Morimoto et al., 'Effect and Compensation of Magnetic Saturation in PMSM Drives', IAS Annual Meeting, Vol. 1, 1993.
- [14] O. Akhrif and G. L. Blankenship, "Robust Stabilisation of feedback linearization systems", IEEE 27th conf. on decision and control, Austin Tx, 1988, pp. 1714-1719.
- [15] O. Akhrif, 'Nonlinear adaptive control with application to flexible structures', Thèse de Ph.D, Université de Maryland, 1989.
- [16] H. Le-Huy, "Microprocessors and Digital IC's for Motion Control", Proceedings of the IEEE, Vol. 82, NO. 8, 08/1994.
- [17] B. K. Bose (éditeur), 'Power electronics and variable frequency Drives: Technology and applications', IEEE press 1997.
- [18] M. Bodson, N. Chiasson, R. T. Novatnak et R. Rekowski., "High-Performance Nonlinear Feedback Control of a Permanent Magnet Stepper Motor", IEEE Trans. on Control systems Technology, Vol. 1, No. 1, Mars 1993, pp. 5-13.
- [19] B. K. Bose, "Power electronics and AC drives", Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1986.
- [20] R. Marino, S. Peresada and P. Valigi, "Adaptive input-output linearization control of induction Motors", IEEE Trans. on Automat. Contr., vol. 38, No.2, Feb. 1993, pp 208-221.
- [21] R. Marino, S. Perresada and P. Tomei, "Output feedback control of current-fed induction motor with unknown rotor resistance", IEEE Trans. on Control systems technology, vol. 4, No. 4, July 1996.
- [22] A. Kaddouri, O. Akhrif, H. Le-huy and M. Ghribi, "Nonlinear feedback control of PMSM", CCECE, Halifax, 1994, pp. 77-80.
- [23] B. Grcar, P. Cafura, M. Znidaric and F. Gausch, "Nonlinear control of synchronous servo drive", IEEE Trans. on Control systems technology, vol. 4, No. 2, March 1996.

- [24] M. Zribi and J. Chiasson, "Position control of PM stepper motor by exact linearization", IEEE Trans. on Autom. Control , Vol. AC-36, 1991, pp. 620-625.
- [25] S. N. Singh et W. J. Rugh, 'Decoupling in a class of nonlinear Systems by state variable feedback', J. Dyn. syst. measur. and control, Trans. ASME, vol. 94, 1972, pp. 323-329.
- [26] E. Freund, "The structure of decoupled non-linear systems", Int. J. of control, vol. 21, 1975, pp. 651-659.
- [27] C. Byrnes et A Isidori, 'Applications to stabilization and adaptive control', Proc. of the 23th IEEE conf. on decision and control, Las vegas, Nevada, 1984, pp. 1569-1573.
- [28] J. Holtz, 'Pulsewidth Modulation-A survey', IEEE trans. on Indust. electronics, vol. 39, No. 5, dec. 1992, pp. 410-420.
- [29] R. Marino, S. Perresada and P. Tomei, 'Nonlinear adaptive control of Permanent Magnet Step Motors', Automatica, Vol. 31, No 11, pp. 1595-1604, 1995.
- [30] R. Marino, S. Peresada and P. Valigi, "Adaptive partial feedback linearization of induction Motors", Proc. 29th IEEE conf. on Decision and control, pp. 3313-3318, dec. 1990.
- [31] R. Marino et P. Tomei, 'Global adaptive output-feedback control of nonlinear systems. Part 1: Linear parameterization', IEEE trans. on Automatic control, vol. 38, No. 1, Jan. 1993, pp. 17-32.
- [32] R. Marino et P. Tomei, 'Global adaptive output-feedback control of nonlinear systems. Part 2: Nonlinear parameterization', IEEE trans. on Aut. contr, vol. 38, No. 1, Jan. 1993, pp. 33.
- [33] A. Teel, R. Kadiyala, P. Kokotovic et S. Sastry, 'Indirect techniques dor adaptive Input-Output linearization of nonlinear systems', Int. J. of Control, Vol. 53, No. 1, pp. 193-222, 1991.
- [34] D.-C. Lee, S.-K. Sul et M.-H. Park, 'High performance current regulator for a field-oriented controlled induction motor drive', IEEE trans. on Industry Applic., Vol. 30, No. 5, sep. 1994, pp. 1247-1257.
- [35] L. B. Amor, L.-A. Dessaint, M. Ghribi et O. Akhrif, 'Adaptive nonlinear control of a permanent magnet synchronous motor', Proc. of the IEEE 20th Int. Conf. On Industrial Electronics, Control and instrumentation, Bologna, Italy, Sept. 1994, pp. 2110-2115.

- [36] B. Friedland, 'Control system design', Mc-Graw-Hill Book company, 1986.
- [37] L. R. Hunt, R. Su et G. Meyer, 'Global Transformations of nonlinear systems', IEEE trans. on Automatic control, vol. AC-28, No. 1, jan. 1983, pp. 24-31.
- [38] D. Grenier, L. -A. Dessaint, O. Akhrif, Y. Bonnassieux et B. Le Pioufle, 'Experimental nonlinear torque control of a PMSM using Saliency', IEEE trans. on Industrial electronics, Vol. 44, No. 5, Oct. 1997, pp. 680-686.
- [39] S. Sastry et M. Bodson, 'Adaptive control: stability, convergence and robustness', Prentice-Hall, 1989.
- [40] S. Sastry et A. Isidori, 'Adaptive control of linearizable systems', IEEE trans. on Automatic control, vol. 34, No. 11, Nov. 1989, pp. 1123-1131.
- [41] R. Marino, I. Kanellakopoulos et P. Kokotovic, 'Adaptive Tracking for feedback linearizable SISO systems', Proc. 28th IEEE conf. on Decision and control, pp. 1002-1007, dec. 1989.
- [42] D. G. Taylor, 'Nonlinear control of electric machines: An overview', IEEE tran. on control systems, dec. 1994, pp. 41-51.
- [43] J.-B. Pomet et L. Praly, 'Adaptive nonlinear regulation: equation error from the Lyapunov equation', Proc. 28th IEEE conf. on Decision and control, pp. 1008-1013, dec. 1989.
- [44] D. G. Taylor, P.V. Kokotovic, R. Marino et I. Kanellakopoulos, 'Adaptive regulation of nonlinear systems with unmodeled dynamics', IEEE trans. on Automatic control, vo. 34, Nov. 1989, pp. 405-412.
- [45] I. Kanellakopoulos, P.V. Kokotovic et R. Marino, 'An extended direct scheme for robust adaptive nonlinear control', Automatica, vol. 27, pp. 247-255.
- [46] I. Kanellakopoulos, P.V. Kokotovic et A. S. Morse, 'Systematic design of adaptive controller for feedback linearizable systems', IEEE trans. on Automatic control, AC-36, Nov. 1989, pp. 1241-1253.
- [47] R. M. Hirschorn, 'Invertibility of multivariable nonlinear systems', IEEE Trans. on Autom. control, AC-24, 1979, pp. 855-865.
- [48] R. V. Monopolis, 'Model reference adaptive control with an augmented error signal', IEEE

trans. Autom. Control, vol. AC-19, 1974, pp. 474-484.

- [49] N. Matsui et H. Ohashi, 'DSP-based adaptive control of a brushless motor', IAS-IEEE 1988, pp.375-380.
- [50] M. Lajoie-Mazenc et al. 'Study and implementation of hysteresis controlled inverter on permanent magnet synchronous machine', IEEE Trans. on ind. appli. , vol. 1A-21, No. 2, pp. 408-413, March/April 1985.
- [51] W. Suemitsu, M. Ghribi, P. Viarouge et H. Le-Huy, 'Current regulation of a permanent-magnet synchronous motor using the TMS320C30 DSP', in Proc. IECON'92 Conf. Nov. 1992, pp. 1412-1416.
- [52] W. M. Wonham, 'Linear Multivariable control: A Geometric approach', Spring-Verlag, 1979.
- [53] C. Lobry, 'Contrôlabilité des systèmes non-linéaires', SIAM J. Control, 8, 1970, pp 573-605.
- [54] R. Hermann, 'On the accessibility problem in control theory', Symp. on Nonlinear Diff. Eq. and Nonlin. Mech. , Academic Press, N.Y., 1963.
- [55] A. J. Kemer, 'On the equivalence of Control Systems and the Linearization of Nonlinear Systems', SIAM J. Control, 1973, pp. 670.
- [56] R. W. Brockett, 'Feedback Invariants for Nonlinear Systems', IFAC congress, Helsinki, 1978, pp. 1115.
- [57] B. Jacubczyk et W. Respondek, 'On linearization of control systems', Bulletin of the Academy of sciences, Vol. 28, 1980, pp. 517.
- [58] R. L. Hunt, R. Su et G. Meyer, 'Design for Multi-input Systems', Differential Geometric Control Theory, edited by R. Brockett et al, Boston, vol. 27, 1983, pp. 268.
- [59] R. M. Hischorn, 'Invertibility of multivariable nonlinear systems', IEEE Trans. on AC, AC-24, 1979, pp. 855.
- [60] M. Bodson, N. Chiasson, "Application of a nonlinear control methods to the positioning of a PM Stepper Motor", In 28th IEEE conf. on CDC, Temps, FL, 1989, pp. 531.

- [61] A. Blauch, M. Bodson, N. Chiasson, "High-speed parameter estimation of a Stepper Motor", IEEE Trans. on Contr. Syst. Technol., CST-1, 1993, pp. 270-279.
- [62] D. G. Luenberger, 'Observers of multivariable systems', IEEE Trans. On Automatic Control, Vol. AC-11, 1966, pp. 190-197.
- [63] D. G. Luenberger, 'An introduction to observers', IEEE Trans. On Automatic Control, Vol. AC-16, 1971, pp. 596-602.
- [64] G. Zhu, 'La trajectographie du point de vue de la théorie des observateurs', Thèse de doctorat, École nationale des mines de Paris, 1992.
- [65] I. M. Horowitz et M. Sidi, "Synthesis of feedback systems with large plant ignorance for prescribed time-domain tolerances", Int. J. of Control, vol. 16, No. 2, pp. 287-309, 1972.
- [66] I. M. Horowitz, "Quantitative feedback theory (QFT)", vol. 1, QFT Publications, ISBN 0-9635760-1-1, 1993.
- [67] H. K. Khalil, "Nonlinear systems", Prentice Hall, 2^{ème} édition, New Jersey, 1996.
- [68] F. E. Thau, "Observing the state of nonlinear dynamic systems", Int. J. of Control, vol. 17, pp. 471-479, 1973.
- [69] Bestle D. and M. Zeitz, "Canonical form observer design for nonlinear time-variable systems", Int. J. of Control, vol. 38, pp. 419-431, 1983.
- [70] J. Birk and M. Zeitz, "Extended Luenberger observer for nonlinear multivariable systems", Int. J. of Control, vol. 47, pp. 1823-1836, 1988.
- [71] H. Keller, "Nonlinear observer design by transformation into a generalized observer canonical form", Int. J. of Control, vol. 46, pp. 1915-1930, 1987.
- [72] S. R. Kou, D. L. Elliot and T. J. Tarn, "Exponential observers for nonlinear dynamic systems", inform. and control, 29, pp. 203-216, 1975.
- [73] A. J. Krener and A. Isidori, "Linearization by output injection and nonlinear observers", Systems and control letters, 3, pp. 47-52, 1983.

- [74] A. J. Krener and W. Respondek, "Nonlinear observers with linearisable error dynamics", J. of control Optim., 23, pp. 197-216, 1985.
- [75] J. Lévine and R. Marino, "Nonlinear system immersion. observers and finit-dimentional filters", Systems and Control Letters, 7, pp. 133-142, 1986.
- [76] R. Marino, "Adaptive observers for single output nonlinear systems", IEEE trans. on Autom. Control, vol. AC_33, pp. 1054-1058, 1990.
- [77] R. Dhaouadi, N. Mohan et L. Norum, "Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a PMSM", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 6, pp. 491-497, 06/1991.
- [78] L. Jones et J. Lang, "A state Observer for the PMSM", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 36, pp. 374-382, 08/1989.
- [79] T. Low, T. Lee et K. Chang, "A nonlinear speed observer for the PMSM", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 40, pp. 307-315, 06/1993.
- [80] M. Ghribi, "Étude des stratégies de commande de la PMSM dans le système de positionnement", thèse de doctorat (Ph.D), Université Laval, 1994.
- [81] H. Le-Huy, K. Slimani et P. Viarouge, "Analysis and implementation of a real-time predictive current controller for PMSM servo drive", IEEE trans. Ind. Electron., vol. 41, pp 110-117, Fev. 1993.
- [82] S. Morimoto, Y. Takeda et T. Hirasaka, "Magnet Synchronous Motors", IEEE trans. Power Electron., vol. 5, No. 2, pp 133, Avaril 1990.
- [83] T. Himeji and al., "Analysis of voltage source inverter-fed Permanent Magnet Synchronous Motors taking account of converter performance", IEEE trans. Ind. appli., vol. 1A-21, No. 1, pp 297-284, 1985.
- [84] Peter Vas, "Vector control of AC machines", Oxford Science publication, 1990.
- [85] F. Piriou, Abdel Razak, R. Perret et H. Le-huy, "Torque characteristics of brushless DC motors with imposed current waveform", IAS-IEEE, pp. 176-181, 1986.

ANNEXE A

CONCEPTION DU CONTRÔLEUR DU TYPE QFT

A.1 Introduction

L'objectif de cet annexe est la présentation des étapes de conception d'un contrôleur basé sur la théorie du retour d'état quantitatif QFT (Quantitative Feedback Theory) dont les performances ont été comparées à celles du contrôleur non-linéaire adaptatif au chapitre 5. Le contrôleur du type QFT est un contrôleur linéaire robuste dont la théorie a été établie par I. M. Horowitz ([65],[66]). Le but de ce contrôleur consiste à confiner la réponse du système en boucle fermée entre deux limites: supérieure et inférieure. Les deux limites dépendent des spécifications imposées et de la plage de variation des paramètres incertains (figure A.1.b). La plage de variation de la réponse du système en boucle ouverte avec les mêmes incertitudes est bien connue (figure A.1.a). Dans cette méthode (où le modèle considéré est linéarisé autour d'un point d'opération) les non-linéarités sont considérées comme des perturbations dont le rôle du compensateur est d'atténuer leurs effets.

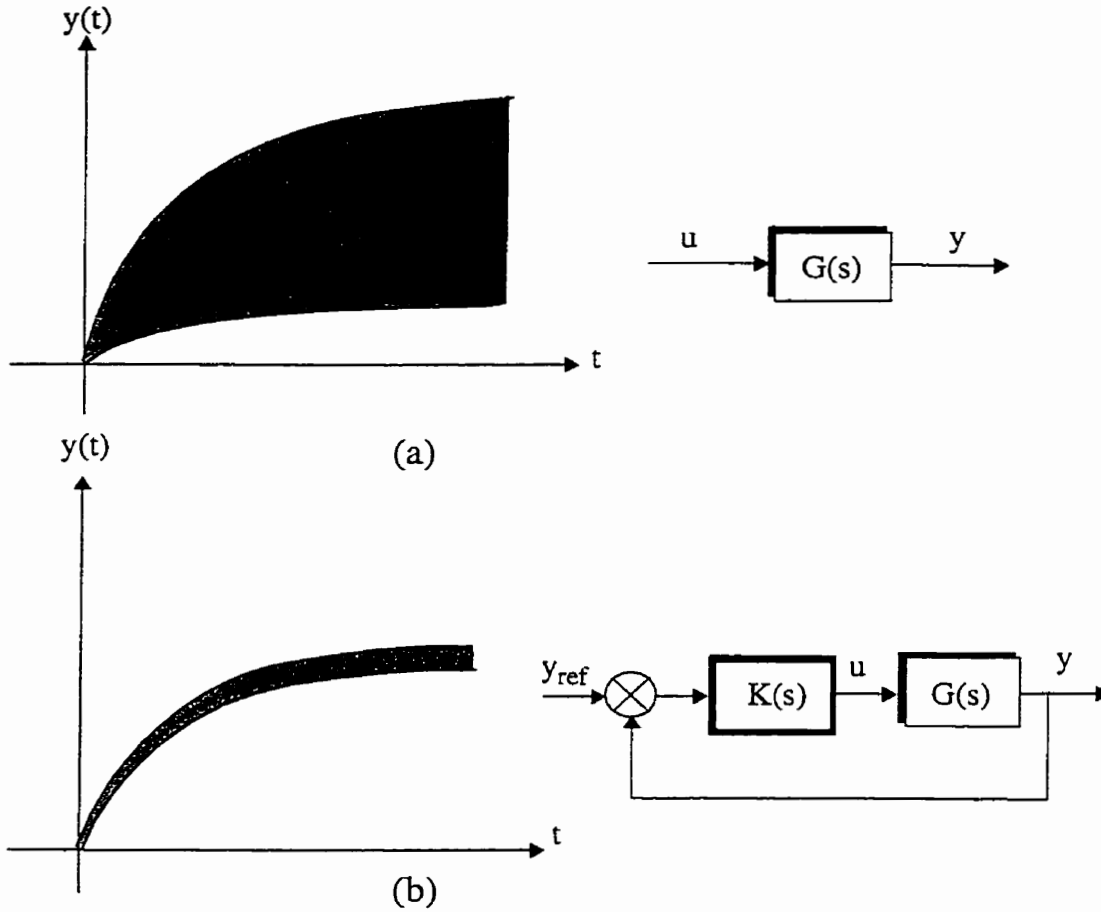


Figure A.1 : (a) Plage de variation des réponses en boucle ouverte pour les valeurs extrêmes des paramètres incertains. (b) Réponse désirée en boucle fermée

L'objectif de l'asservissement de la figure A.1.b est d'avoir en régime établi que $T(0) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{K(s)G(s)}{1 + K(s)G(s)} \rightarrow 1$. Cependant, cette condition ne peut être réalisée qu'avec un gain K très élevé. Si la valeur élevée du gain K va compromettre la stabilité du système, on fait appel à un compensateur dynamique.

La marge de stabilité de la boucle donnée par la figure (A.1.b) est donnée par:

$$\sup_{(\omega)} |T(j\omega)| \text{ avec } T(s) = \frac{K(s)G(s)}{1 + K(s)G(s)} \quad (\text{A.1})$$

où: $\sup_{(\omega)} |T(j\omega)|$ n'est que le facteur de résonance du système en boucle fermée.

A.2 Conception du contrôleur QFT

La conception de ce contrôleur est réalisée dans le domaine fréquentiel en utilisant les abaques de Nichols. Si les spécifications qu'on désire imposer à notre système sont données dans le domaine temporel, on est obligé de les convertir dans le domaine fréquentiel.

A.2.1 Spécifications et contraintes dans le domaine temporel

Dans la conception du contrôleur, on doit tenir compte de la contrainte du couple de charge dont la plage de variation est: $(0 \leq T_L \leq 5) \text{ Nm}$. Il doit aussi tenir compte des incertitudes dans la résistance statorique (R) et l'inductance (L). La variation permise de ces paramètres est limitée par l'aire du rectangle suivant (N désigne le point nominal):

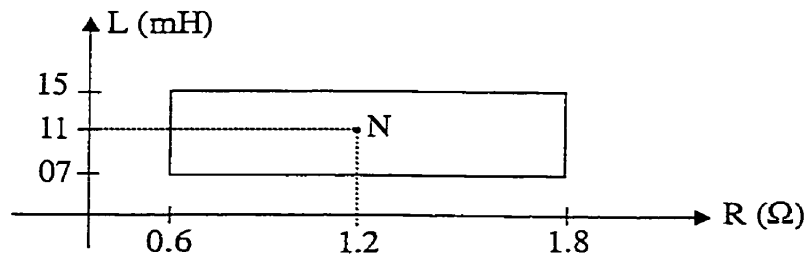


Figure A.2 : Surface désignant la limite de variation des paramètres incertains.

De plus, le contrôleur doit réaliser le comportement en boucle fermée désiré à savoir une bonne poursuite de vitesse avec une excellente régulation du courant i_d .

Ainsi, on a comme spécifications:

- La vitesse doit avoir un dépassement inférieur à 23% et elle doit en tout temps être à l'intérieur d'une zone délimitée par les deux références: $m(t, \omega_{ref}) \leq \omega_r \leq M(t, \omega_{ref})$, où:

$$m(t, \omega_{ref}) = 0,95\omega_{ref}(1 - e^{-at}) \quad (\text{A.2})$$

$$M(t, \omega_{ref}) = 1,05\omega_{ref}(1 - e^{-at})$$

$$a = a(\omega_{ref}) = \frac{900}{1 + |\omega_{ref}|} > 0$$

Ceci autorise une erreur de vitesse maximale en régime permanent de 5%. À noter que le choix d'une erreur de 5% facilite la conversion des spécifications dans le domaine fréquentiel. En effet, imposer une erreur nulle engendre un compensateur avec un gain tellement grand qu'il ne sera pas implantable.

La constante du temps $1/a = 1/a(\omega_{ref})$ a été choisie de telle sorte que la référence de vitesse atteigne la valeur finale de 20 rad/sec en un temps de 0.1 sec.

- On désire aussi que le contrôleur garde ses performances dans la plage de variation de vitesse imposée (de 20 rad/sec à 100 rad/sec).

- Le courant i_d doit être réglé à zéro ($i_d \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$).

La structure du contrôleur est donnée par la figure A.3. Les deux grandeurs (ω_r et i_d) sont commandées d'une manière indépendante. Le compensateur $G_1(s)$ assure la poursuite de vitesse, alors que $G_2(s)$ régule le courant i_d . $F(s)$ est le préfiltre, choisi pour imposer une certaine dynamique à la vitesse.

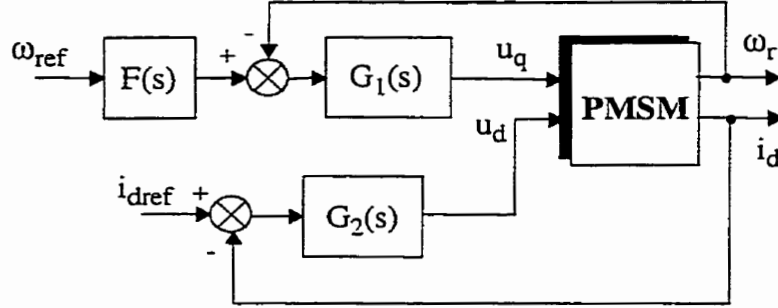


Figure A.3 : Structure du contrôleur QFT.

On commence la conception du contrôleur QFT en déterminant les réponses (ω_r , i_d et i_q) dans le domaine fréquentiel en fonction des deux fonctions de transfert ($G_1(s)$ et $G_2(s)$) et du préfiltre $F(s)$. Le modèle d'état non-linéaire est exprimé par:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\omega_r i_q + \frac{1}{L_d}u_d \quad (\text{A.3})$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_d - \frac{\Phi_v}{L_q}p\omega_r + \frac{1}{L_q}u_q$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J}(\Phi_v i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{1}{J}T_L - \frac{B}{J}\omega_r$$

Ainsi, pour trouver les différentes réponses, on fait appel au système d'équations (A.3) et à la structure en boucle fermée donnée par la figure A.3:

$$U_d(s) = G_1(s)(I_{dref}(s) - I_d(s)) \quad (\text{A.4})$$

$$U_q(s) = G_2(s)(F(s)\Omega_{ref}(s) - \Omega_r(s))$$

où: $\Omega_{ref}(s), \Omega_r(s), I_{dref}(s), I_d(s)$ désignent la transformée de Laplace des grandeurs $\omega_{ref}, \omega_r, i_d, i_{dref}$ respectivement. On note la transformée de Laplace des non-linéarités par $N_i(s)$ avec:

$$N_i(s) = \mathcal{L}\{n_i(t)\}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (\text{A.5})$$

$$n_1(t) = i_d i_q$$

$$n_2(t) = \omega_r i_q$$

$$n_3(t) = \omega_r i_d$$

En appliquant la transformée de Laplace aux équations (A.3) et après manipulations algébriques on obtient:

$$I_d(s) = \frac{\Upsilon_{id}(s)pL_q}{1 + \Upsilon_{id}(s)G_1(s)} N_2(s) \quad (\text{A.6})$$

$$I_q(s) = \frac{1}{s + \frac{R}{L_q}} \left(\frac{G_2(s)F(s)\Omega_{ref}(s)}{L_q} + \frac{(p\Phi_v + G_2(s))\Omega_r(s)}{L_q} - \frac{pL_d N_3(s)}{L_q} \right) \quad (\text{A.7})$$

$$\Omega_r(s) = \frac{1}{\Upsilon_0(s)} \left(\Upsilon(s)G_2(s)F(s)\Omega_{ref}(s) + \frac{\Upsilon_L(s)}{s} + \Upsilon_1(s)N_1(s) + \Upsilon_3(s)N_3(s) \right) \quad (\text{A.8})$$

avec:

$$\Upsilon_0(s) = 1 + \Upsilon(s)G_2(s) \quad (\text{A.9})$$

$$\Upsilon(s) = \frac{\left(\frac{3p\Phi_v}{2JL_q} \right)}{\Delta(s)}$$

$$\Upsilon_L(s) = \frac{-T_L \left(s + \frac{R}{L_q} \right)}{\Delta(s)}$$

$$Y_1(s) = \frac{\frac{3p}{2J}(L_d - L_q)\left(s + \frac{R}{L_q}\right)}{\Delta(s)}$$

$$Y_3(s) = \frac{-\left(\frac{3p^2\Phi_v L_d}{2JL_q}\right)}{\Delta(s)}$$

$$Y_{id}(s) = \frac{\frac{1}{L_d}}{s + \frac{R}{L_d}}$$

$$\Delta(s) = s^2 + \left(\frac{D}{J} + \frac{R}{L_q}\right)s + \left(\frac{DR}{JL_q} + \frac{3p^2\Phi_v^2}{2JL_q}\right)$$

A.2.2 Conversion des spécifications dans le domaine fréquentiel

L'étape suivante consiste à convertir les spécifications données dans le domaine temporel à leurs équivalentes dans le domaine fréquentiel. À signaler qu'il n'existe pas de méthodes analytiques pour établir cette conversion. La bonne connaissance des deux domaines, cependant, facilite beaucoup cette conversion.

La spécification qui concerne le dépassement sur la vitesse et qui doit être inférieur à 23% est représentée, à l'aide des abaques de Nichols, par le contour de 2.3 dB en boucle fermée "I. M. Horowitz, "Quantitative feedback theory (QFT)", vol. 1, QFT Publications, ISBN 0-9635760-1-1, 1993." on page 168. Ceci signifie que la réponse en fréquence du système corrigé ne peut pas pénétrer à l'intérieur de ce contour. Ainsi:

$$\left| \frac{Y(s)G_2(s)}{1 + Y(s)G_2(s)} \right|_{dB} \leq 2,3dB \quad \text{pour } s = jw \quad (\text{A.10})$$

Pour convertir la deuxième spécification $m(t, \omega_{ref}) \leq \omega_r \leq M(t, \omega_{ref})$, on alloue au premier terme de l'expression (A.8), i.e ($\frac{Y(s)G_2(s)F(s)\Omega_{ref}(s)}{Y_0(s)}$) une marge d'erreur de 2% alors que pour les trois autres termes (considérés comme des perturbations) on alloue la marge d'erreur de 3%. Ceci permet d'écrire pour le premier terme:

$$\left| \frac{0,98}{1 + \frac{s}{a(\omega_{ref})}} \right|_{dB} \leq \left| \frac{Y(s)G_2(s)F(s)}{1 + Y(s)G_2(s)} \right|_{dB} \leq \left| \frac{1,02}{1 + \frac{s}{a(\omega_{ref})}} \right|_{dB} \quad (A.11)$$

$$s = jw \quad \text{et} \quad w \in [-w_1, w_1]$$

Afin de compenser l'effet des trois derniers termes de l'expression (A.8), on a simulé le système en boucle ouverte en considérant les valeurs extrêmes des paramètres incertains. Les résultats de cette simulation nous ont permis de constater que: (i) En régime transitoire, la pire performance est obtenue quand on est proche des limites imposées par la condition (A.10). (ii) En régime permanent, on a que la pire performance donne une erreur de vitesse de 85%.

Par la suite, on a voulu réduire cette erreur de 50 fois (pour qu'elle soit inférieure à 3%), ce qui a permis de trouver:

$$\left| \frac{1}{1 + Y(s)G_2(s)} \right|_{dB} \leq -34dB \quad s = jw \quad \text{et} \quad w \in [-w_2, w_2] \quad (A.12)$$

où les pulsations w_1 et w_2 sont à définir.

Finalement, la spécification liée au courant i_d doit satisfaire:

$$\left| \frac{1}{1 + Y_{id}(s)} \right|_{dB} \rightarrow 0 \quad \text{quand} \quad s = jw \rightarrow 0 \quad (A.13)$$

A.2.3 Conception de $G_2(s)$

Pour la conception du compensateur $G_2(s)$, on a fait appel aux spécifications (A.11), (A.12) et aux expressions (A.8) et (A.9). Sans le compensateur $G_2(s)$ et le préfiltre $F(s)$, on trace pour chaque pulsation w les surfaces $S(w)$ à l'aide de $Y(s)$ et des valeurs extrêmes des paramètres incertains (figure A.2). Comme exemple, sur la figure A.4, on montre la surface $S(10)$.

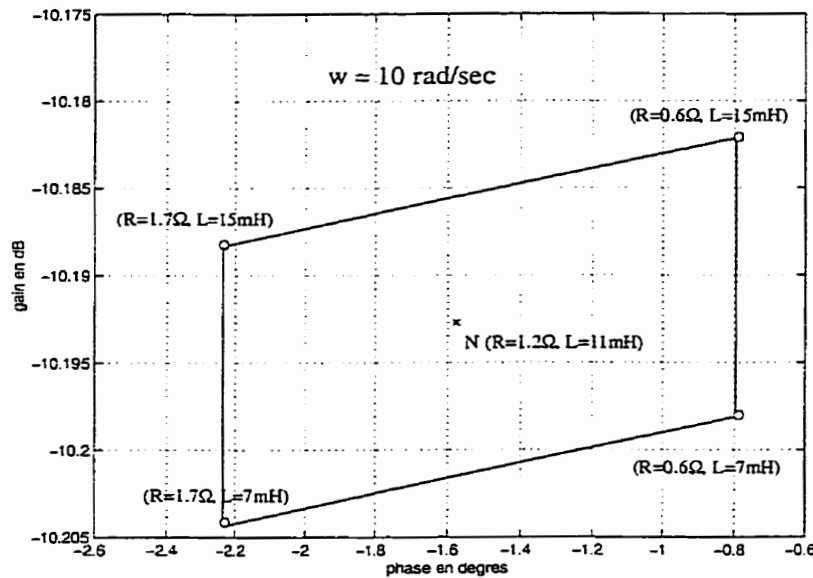


Figure A.4 : La surface $S(10)$ décrivant $Y(j10)$

Ensuite, on fait bouger les surfaces $S(w)$ à l'intérieur des abaques de Nichols en boucle fermée. Pour chaque fréquence w on note seulement un point qui correspond au cas nominal. L'ensemble des points donnent les tracés de la figure A.5. Pour la spécification (A.12), la réponse extrême correspond à une pulsation de $w_2 = 100 \text{ rad/sec}$, alors que pour la spécification (A.11) elle correspond à une pulsation de $w_1 = 230 \text{ rad/sec}$. La réponse en fréquence correspondant à la spécification (A.10) correspond à une pulsation de $w = 4000 \text{ rad/sec}$.

Il suffit maintenant de visualiser le contour de 2.3 dB de la figure A.5 pour apprécier au premier coup d'oeil que la réponse n'est pas acceptable (violation des spécification (A.10), (A.11) et (A.12)).

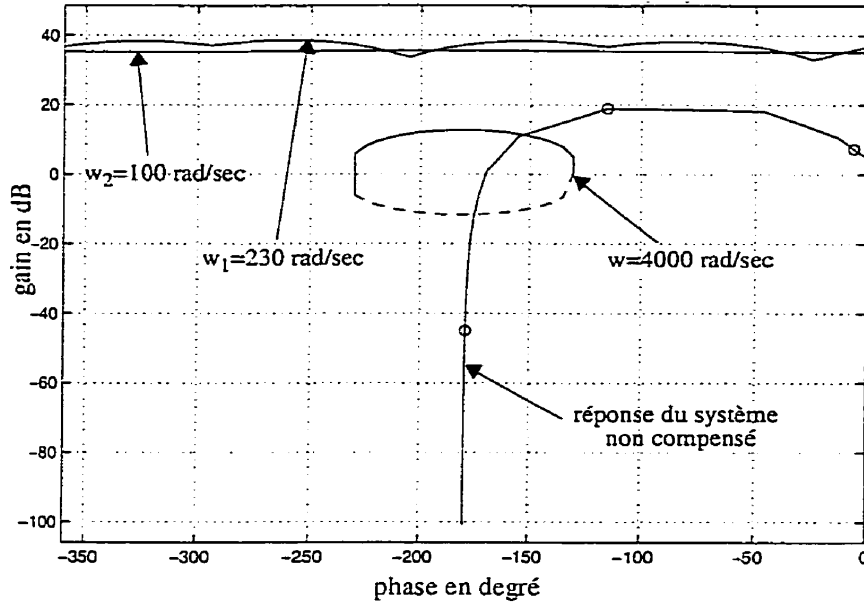


Figure A.5 : Réponses extrêmes et celle du système non compensé.

Pour que les trois spécifications soient vérifiées, on a fait intervenir deux correcteurs du type avance phase et un correcteur proportionnel.

À l'aide de Matlab (QFT toolbox), on trouve la fonction de transfert du compensateur qui a pour forme:

$$G_2(s) = \frac{748(s + 182)(s + 1638)}{(s + 672)(s + 12364)} \quad (\text{A.14})$$

La réponse fréquentielle du système compensé est donné par la figure A.6. Notons, que ce compensateur satisfait seulement la borne supérieure des contraintes.

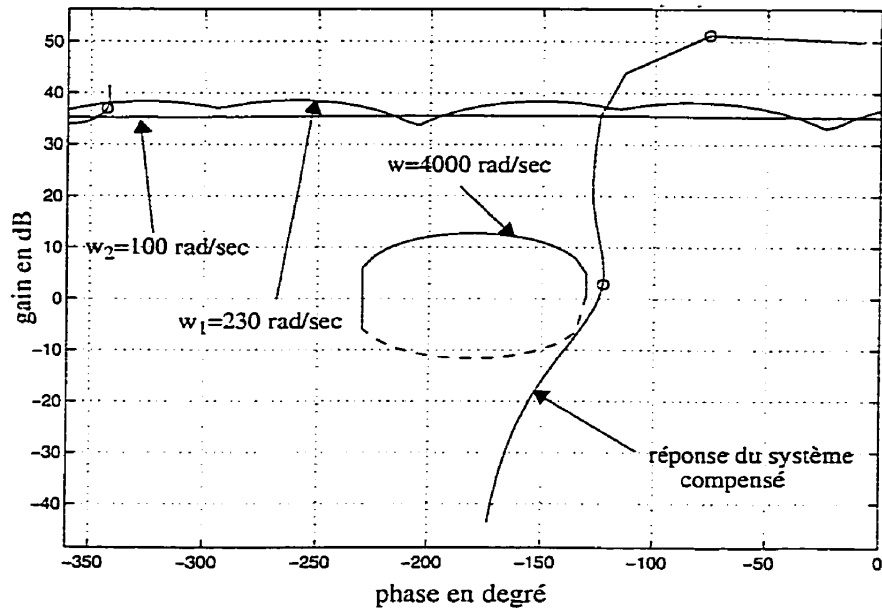


Figure A.6 : Réponses extrêmes et celle du système compensé.

A.2.4 Conception du préfiltre $F(s)$

Le préfiltre $F(s)$ est conçu en faisant appel à la spécification (A.11) et au compensateur (A.14). La conception est réalisée en imposant que la réponse en fréquence de Bode, pour plusieurs valeurs de la pulsation w , soit à l'intérieur des bornes imposées par la spécification

(A.11) avec le rapport $\left| \frac{Y(s)G_2(s)}{1 + Y(s)G_2(s)} \right|_{dB}$ connu. Ainsi, on trouve:

$$F(s) = \frac{1,1a(\omega_{ref})}{s + 1,1a(\omega_{ref})} \quad (A.15)$$

qui est dépendant de la vitesse de référence.

A.2.5 Conception du compensateur $G_1(s)$

La spécification (A.13) fait appel à un intégrateur dans la structure de $G_1(s)$. On désire avoir un $G_1(s)$ qui soit dépendant de ω_{ref} , alors:

$$G_1(s) = \frac{20a(\omega_{ref})}{s} \quad (\text{A.16})$$

Le gain est déterminé afin d'avoir une réduction de phase de $\approx 20^\circ$ en échange d'une réponse rapide.

ANNEXE B

SCHÉMAS DÉTAILLÉS DE L'ONDULEUR (AVEC SES CIRCUITS D'ATTAQUE ET DE PROTECTION) ET DU CIRCUIT DE CONVERSION DU SIGNAL DE POSITION.

Le schéma détaillé de l'un des bras de l'onduleur triphasé réalisé est donné par la figure B.1.

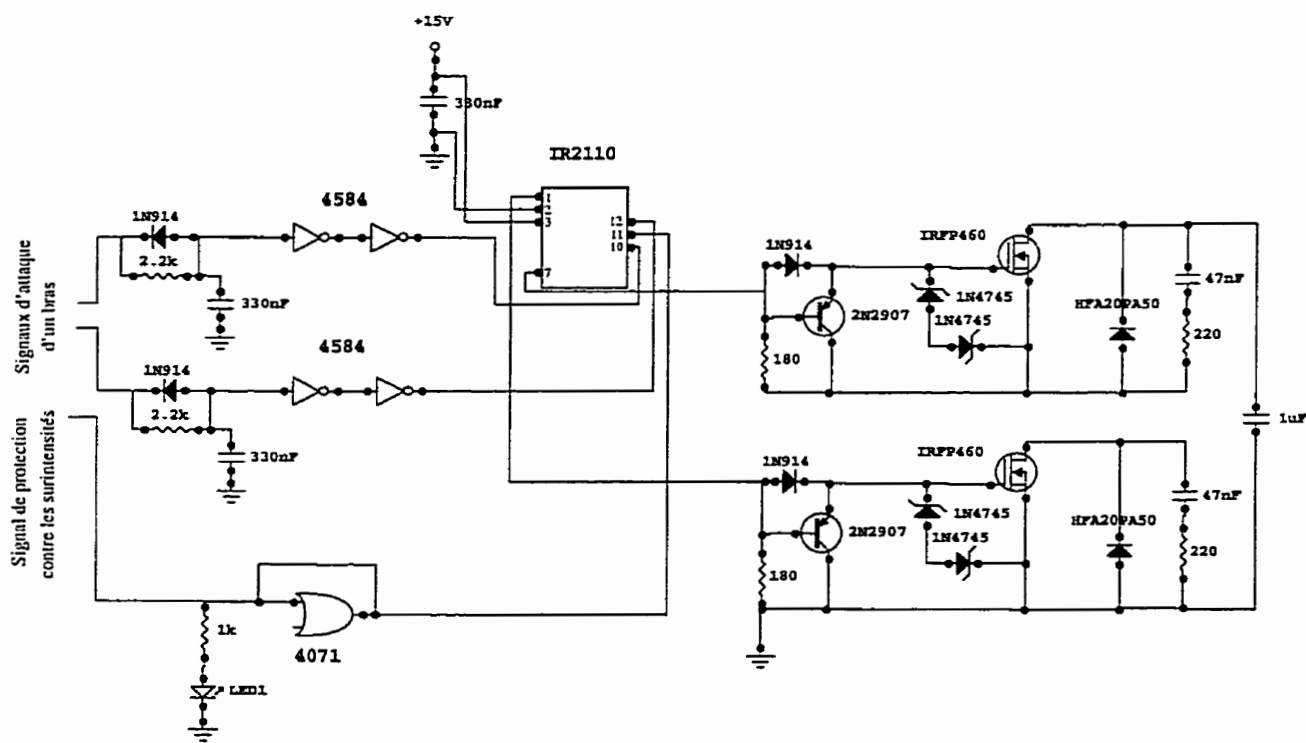


Figure B.1 : Schéma détaillé d'un bras d'onduleur

Pour protéger l'onduleur contre les surintensités qui peuvent l'endommager, on a réalisé un circuit de protection. Le schéma bloc est donné par la figure B.2.

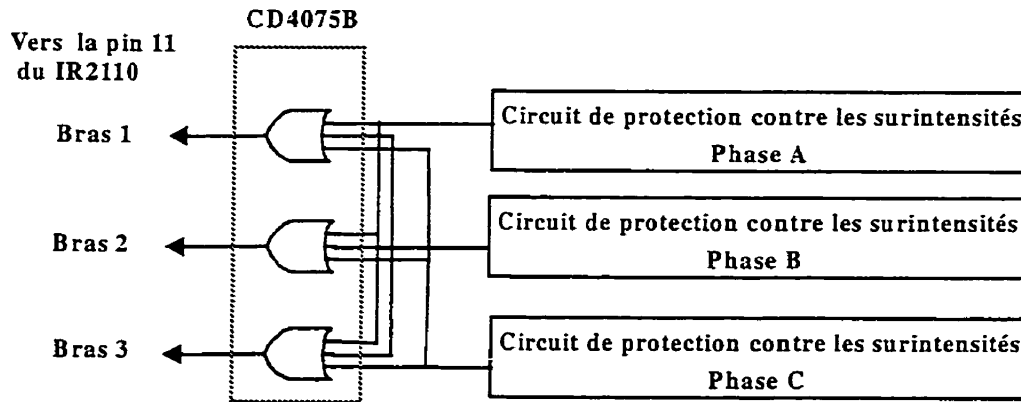


Figure B.2 : Schéma bloc global du circuit de protection contre les surintensités

Le circuit de protection détaillé de la phase A est donné par la figure B.3.

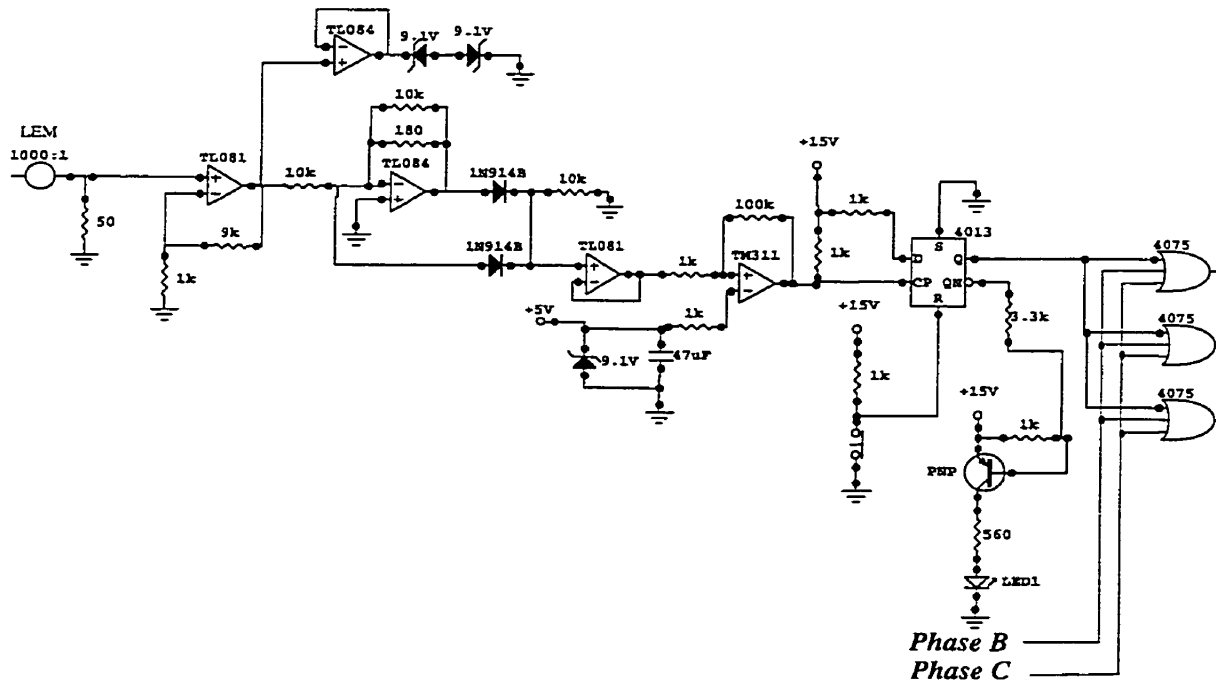


Figure B.3 : Détail du circuit de protection contre les surintensités de la phase A

Afin d'adapter les signaux d'attaque issus du DSP aux spécifications du IR2110, on a conçu le circuit de la figure B.4.

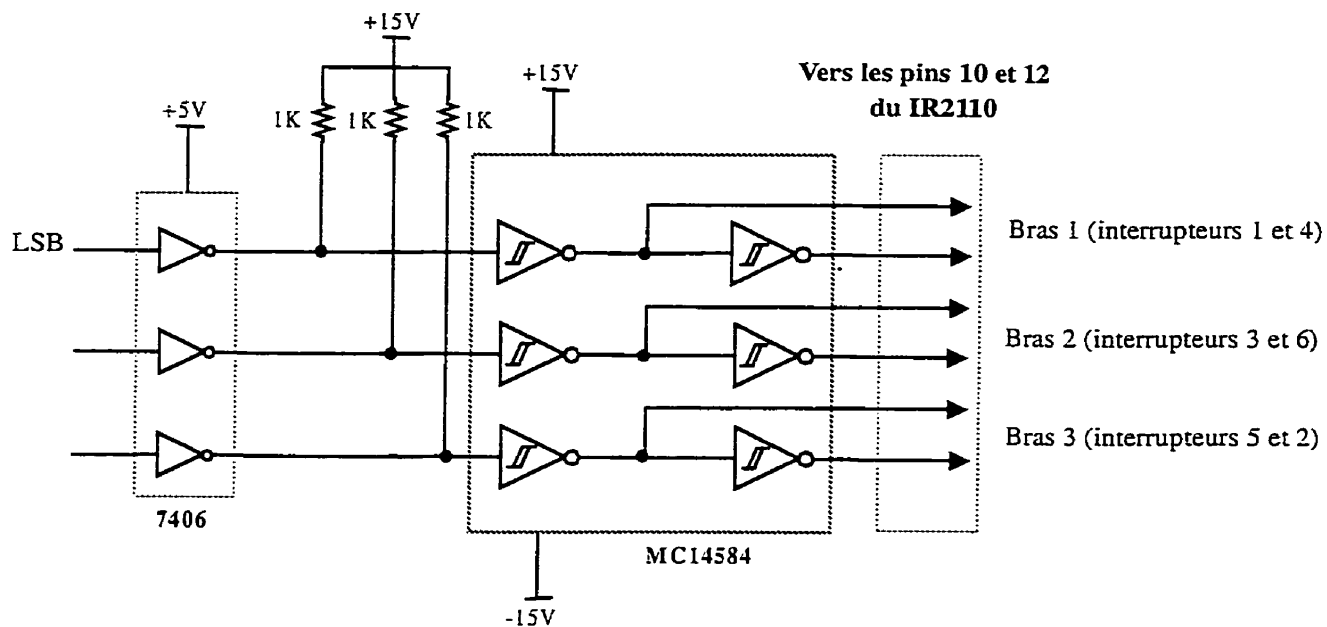


Figure B.4 : Circuit d'adaptation des signaux d'attaque

Finalement, le schéma du circuit utilisé pour convertir le signal analogique fourni par le résolveur en un signal numérique est illustré par la figure B.5. On peut le configurer selon une résolution de 10, 12 ou 16 bits. Dans le cas présenté, les valeurs des composants correspondent à une résolution de 12 bits.

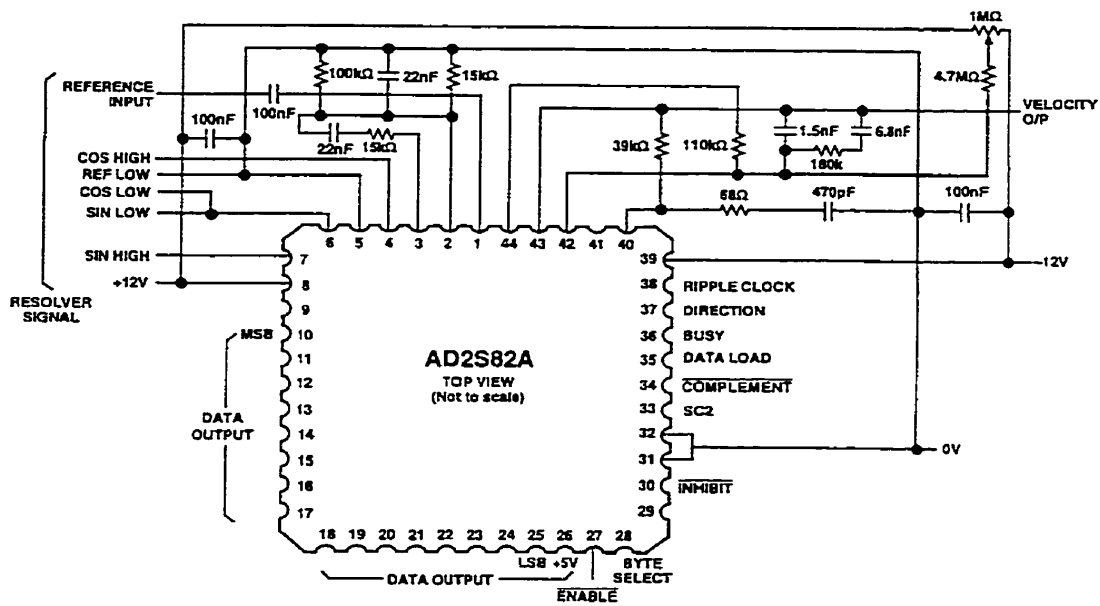


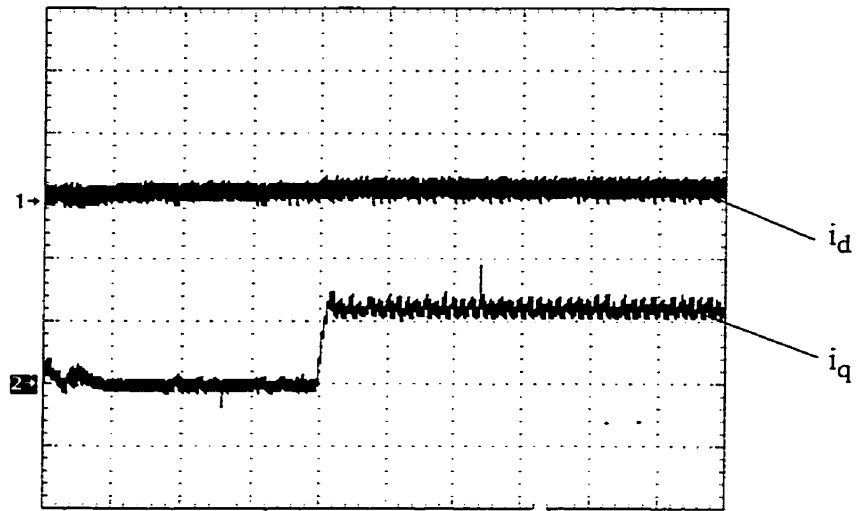
Figure B.5 : Circuit de conversion du signal de position

ANNEXE C

RÉSULTATS PRATIQUES ILLUSTRANT LES COURANTS (i_d , i_q) ET LES TENSIONS DE COMMANDE (u_d , u_q)

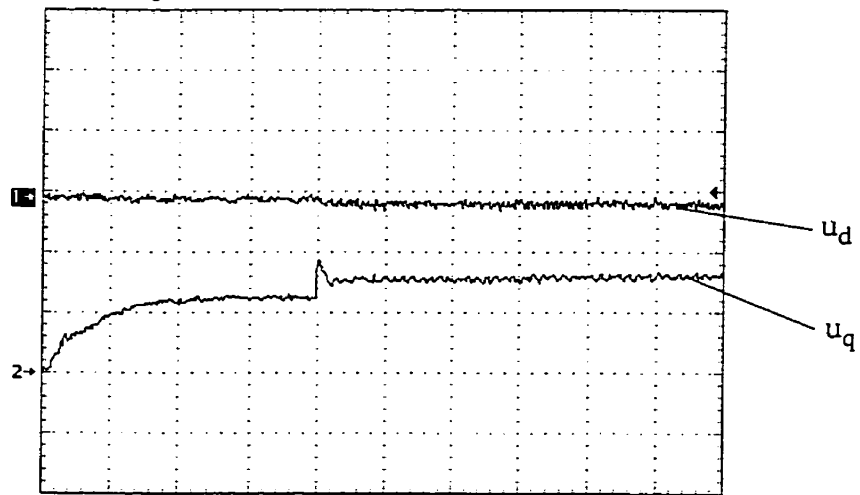
Dans cet annexe, nous présentons quelques courbes pratiques illustrant les courants (i_d , i_q) et les tensions de commande (u_d , u_q). Les courbes données correspondent aux essais suivants:

<i>Figures ajoutées</i>	<i>Figure qui correspond à l'essai effectué</i>	<i>Page</i>
C.1 et C.2	7.14 (a)	152
C.3 et C.4	7.14 (b)	152
C.5 et C.6	7.19 (b)	155
C.7	7.4	147
C.8 et C.9	7.38 (b)	167



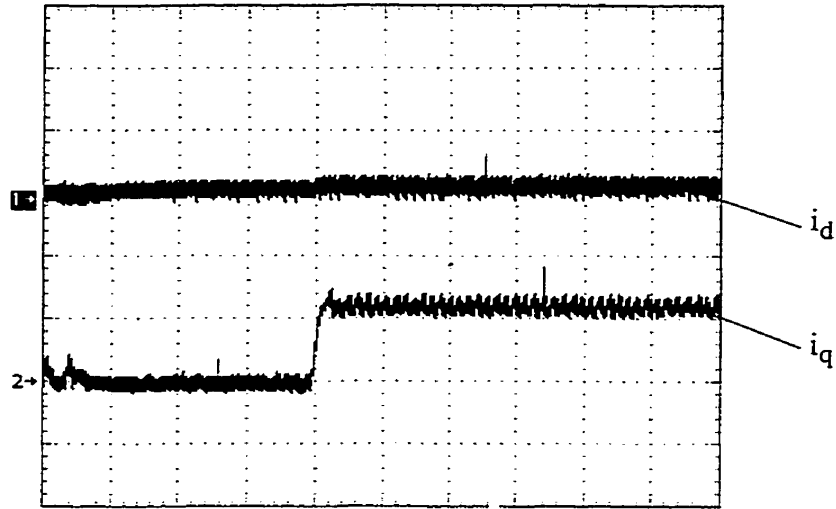
Horiz. 0.2 sec/div Verti. 3 A/div

Figure C.1 : Courants (i_d et i_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.14 (a)



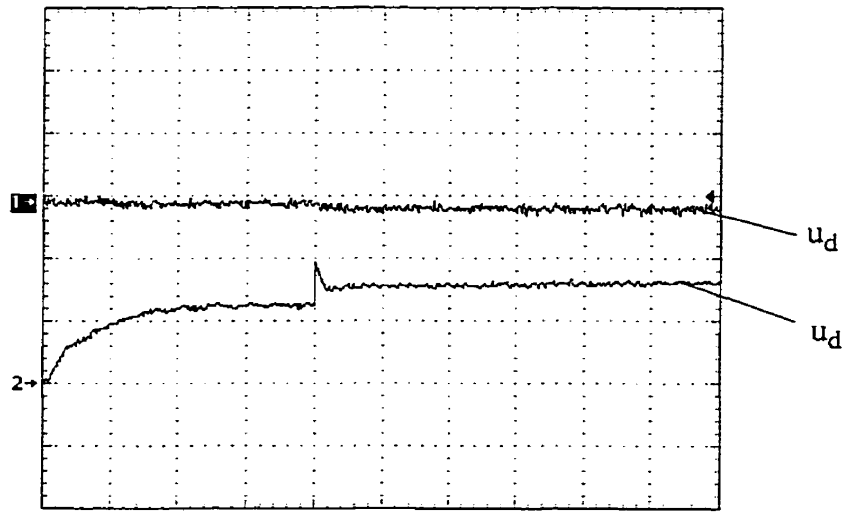
Horiz. 0.2 sec/div Verti. 40 V/div

Figure C.2 : Tensions de commande (u_d et u_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.14 (a)



Horiz. 0.2 sec/div Verti. 3 A/div

Figure C.3 : Courants (i_d et i_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.14 (b)



Horiz. 0.2 sec/div Verti. 40 V/div

Figure C.4 : Tensions de commande (u_d et u_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.14 (b)

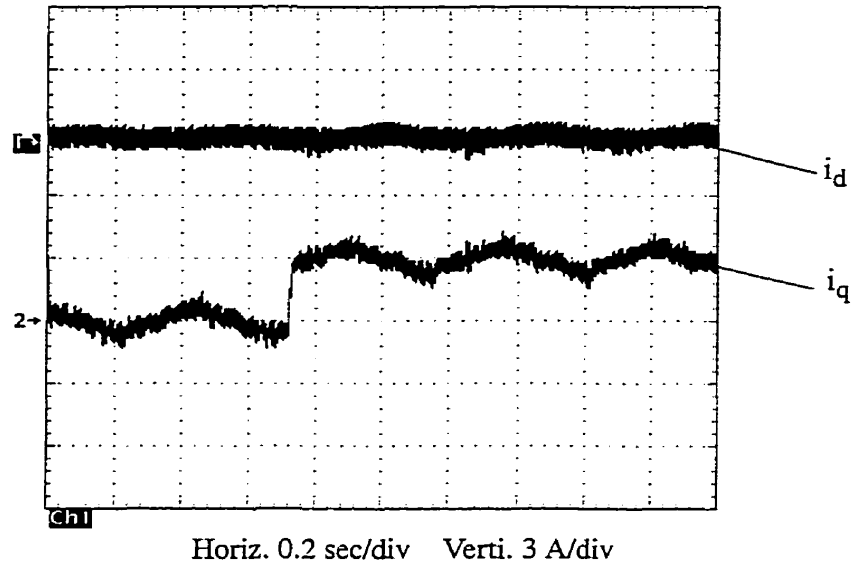


Figure C.5 : Courants (i_d et i_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.19 (b)

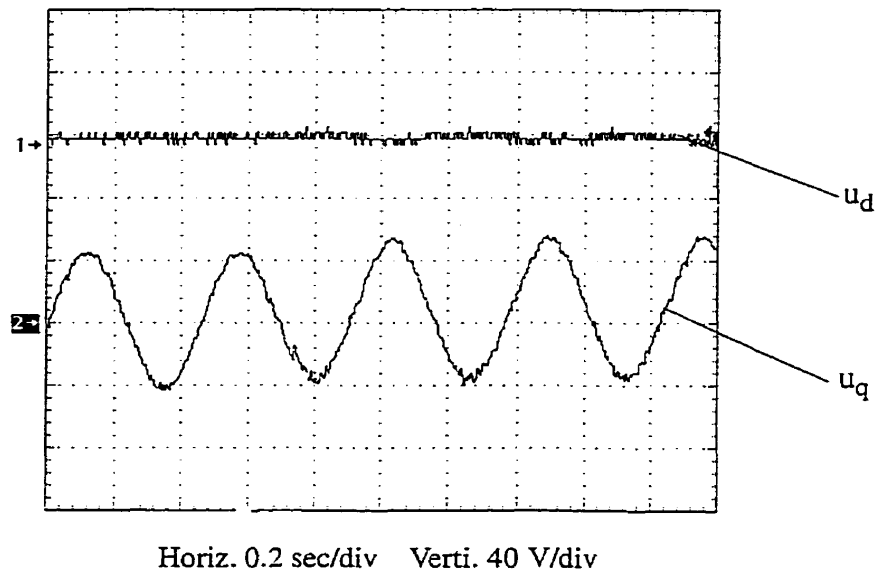
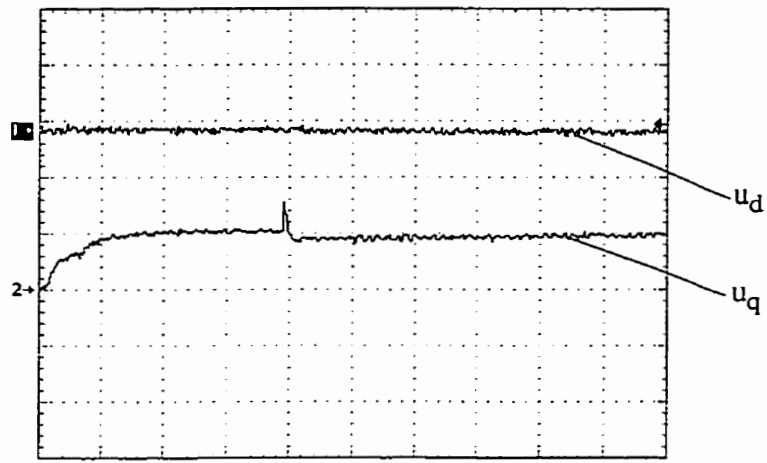
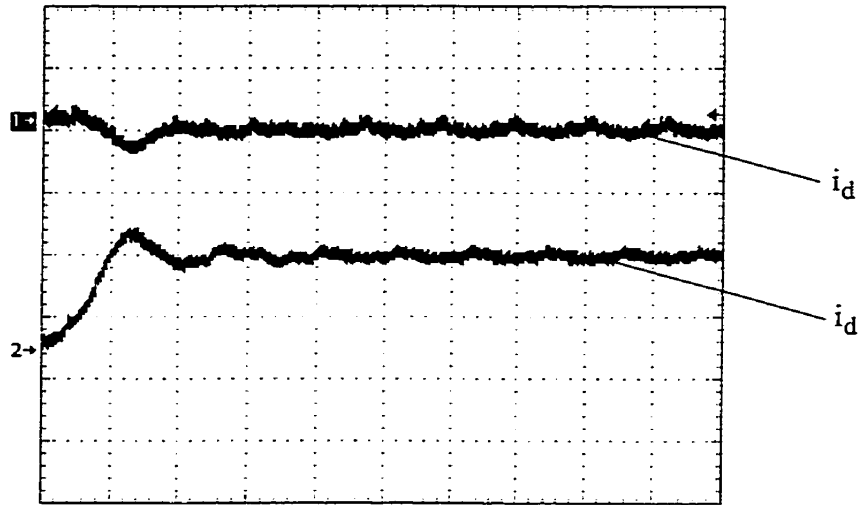


Figure C.6 : Tensions de commande (u_d et u_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.19 (b)



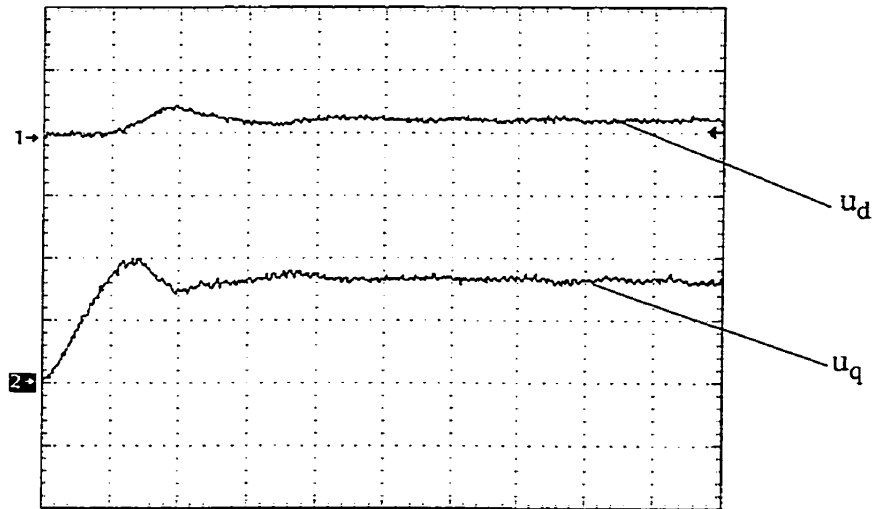
Horiz. 0.2 sec/div Verti. 40 V/div

Figure C.7 : Tensions de commande (u_d et u_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.4



Horiz. 0.2 sec/div Verti. 1 A/div

Figure C.8 : Courants (i_d et i_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.37 (b)



Horiz. 0.2 sec/div Verti. 30 V/div

Figure C.9 : Tensions de commande (u_d et u_q) pratiques correspondant à l'essai de la figure 7.37 (b)