HAL open science

Contributions à l'Observation des Systèmes Dynamiques Non Linéaires : Application aux Systèmes Électriques et Chaotiques

Malek Ghanes

▶ **To cite this version:**

Malek Ghanes. Contributions à l'Observation des Systèmes Dynamiques Non Linéaires : Application aux Systèmes Électriques et Chaotiques. Automatique / Robotique. Université de Cergy-Pontoise, 2012. tel-03220184

HAL Id: tel-03220184

https://hal.science/tel-03220184v1

Submitted on 7 May 2021

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITÉ DE CERGY-PONTOISE **ENSEA/ECS-Lab**

École Doctorale

Sciences et Ingenierie

Année : 2012

Habilitation à Diriger les Recherches (HDR)

Diplôme délivré par l'Université de Cergy-Pontoise

Spécialité : Automatique et Génie Électrique

Présentée et soutenue publiquement par :

Malek GHANES

le 29 Novembre 2012

à l'ENSEA

TITRE

Contributions à l'Observation des Systèmes Dynamiques Non Linéaires : Application aux Systèmes Électriques et Chaotiques

Jury

Rapporteurs	Marc BODSON	*Professeur, Université de l'UTAH, USA*
	Krishna BUSAWON	*Professeur, Université de Newcastle, UK*
	Thierry FLOQUET	*Directeur de Recherche CNRS, LAGIS, Lille*
Examinateurs	Jean-Pierre BARBOT	*Professeur, ENSEA, Cergy-Pontoise*
	Maurice FADEL	*Professeur, LAPLACE, Toulouse*
	Alain GLUMINEAU	*Professeur, IRCCyN, Nantes*
Invité	Jesus DE LEON	*Professeur, Université de Nuevo Leon, Mexique*

Table des matières

I Curriculum Vitae et Synthèse des Activités **1**

1 Curiculum Vitae **3**
1.1 Fonctions Actuelles 3
1.2 Formations 3
1.3 Thèse de Doctorat 4
1.4 DEA (Master Recherche) 4

2 Synthèse des activités **5**
2.1 Activités de recherche 5
2.1.1 Présentation du Laboratoire Electronique et Commande des Systèmes de l'ENSEA 5
2.1.2 Positionnement de mes travaux au sein du laboratoire 5
2.1.3 Description des thèmes de recherche 6
2.1.3.1 Travaux à caractère théorique 6
2.1.3.1.1 Observation des systèmes non linéaires interconnectés et en cascade 6
2.1.3.1.2 Observation des systèmes à retard 6
2.1.3.2 Travaux à caractère applicatif 7
2.1.3.2.1 Observation et commande des systèmes électriques 7
2.1.3.2.1.1 Actionneur asynchrone 7
2.1.3.2.1.2 Actionneur synchrone 9
2.1.3.2.1.3 Convertisseur multicellulaire série 10
2.1.3.2.1.4 Pile à Combustible (PàC) 12
2.1.3.2.2 Observation et commande des systèmes chaotiques 13
2.2 Activités d'Encadrement 14
2.2.1 Lien avec l'industrie : 2 thèses CIFRE 14
2.2.1.1 CIFRE N°1 14
2.2.1.2 CIFRE N°2 15
2.2.2 3 thèses en cotutelles 15
2.2.2.1 Cotutelle N°1 : Contribution à l'Observation du Moteur Synchrone à Aimant Permanent Sans Capteur Mécanique 15
2.2.2.2 Cotutelle N°2 : Inversion à Gauche des Systèmes Dynamiques Chaotiques. Application à la Transmission Sécurisée de Données 16
2.2.2.3 Cotutelle N°3 : Commande tolérante aux défauts rotoriques de la machine asynchrone sans capteur mécanique . 18

2.3 Rayonnement scientifique . . . 19
2.3.1 Prime d'Excellence Scientifique (PES) . . . 19
2.3.2 Editeur désigné de la revue Control Engineering Practice . . . 19
2.3.3 Co-animateur du GT CSE : Commande des Systèmes Électriques . 19
2.3.4 Relecteur régulier de plusieurs revues et conférences internationales 19
2.3.5 Projets Recherche . . . 20
2.3.5.1 Projet PEPS 2008-2010 . . . 20
2.3.5.2 Projet PNR 2011-2013 . . . 20
2.3.5.3 Projet Agrégation 2011-2012 . . . 20
2.3.5.4 Responsable de 2 contrats CIFRE . . . 20
2.3.6 Participation à des jury de thèses . . . 20
2.3.7 Organisation de sessions invitées . . . 21
2.3.8 Invitations . . . 21
2.4 Liste des publications personnelles . . . 22
2.4.1 Travaux publiés . . . 22
2.4.1.1 Chapitres de livre . . . 22
2.4.1.2 Revues internationales avec comités de lecture et actes . . 22
2.4.1.3 Conférences internationales avec comités de lecture et actes 23
2.4.1.4 Conférences nationales avec comités de lecture et actes . . 26
2.4.1.5 Séminaires invités . . . 27
2.4.1.6 Rapports techniques . . . 28
2.4.2 Travaux soumis . . . 28
2.5 Activités pédagogiques . . . 30
2.5.1 Responsable du département Automatique . . . 30
2.5.2 Enseignements dispensés . . . 30
2.5.2.1 Enseignements dispensés à l'ENSEA . . . 30
2.5.2.2 Enseignements dispensés avant l'ENSEA . . . 35
2.5.3 Encadrement de projets . . . 36
2.5.3.1 Projets de Fin d'Etudes (PFE) . . . 36
2.5.3.2 Projets de deuxième année . . . 36
2.5.3.3 Suivi de stage en formation par l'apprentissage . . . 36
2.5.3.4 Projets dans le cadre de programmes internationaux . . . 36

II Travaux de recherche 37

3 Synthèse d'observateurs pour les systèmes interconnectés et en cascade 39
3.1 Introduction . . . 39
3.2 Systèmes Linéaires . . . 40
3.2.1 Observabilité et observateur . . . 40
3.3 Le cas non linéaire . . . 41
3.3.1 Observabilité et condition de rang . . . 41
3.3.2 Observabilité et problème des entrées . . . 45
3.4 Synthèse d'observateurs pour les systèmes interconnectés . . . 47
3.4.1 Systèmes non linéaires interconnectés . . . 47
3.4.2 Conception de l'observateur interconnecté . . . 48
3.4.3 Analyse de convergence de l'observateur . . . 50

3.5 Synthèse d'observateurs pour les systèmes en cascade 55
3.5.1 Systèmes non linéaires en cascade 55
3.5.2 Conception de l'observateur 56
3.5.3 Preuve de convergence de l'observateur 57
3.6 Conclusion 60

4 Synthèse d'observateurs pour les systèmes à retard 61
4.1 Introduction 61
4.2 Description du système 62
4.3 Conception de l'observateur 64
4.4 Exemple illustratif 70
4.4.1 Système 70
4.4.2 Observateur 70
4.4.3 Résultats de simulation 71
4.5 Conclusion 72

5 Observation et commande des systèmes dynamiques électriques 73
5.1 Introduction 73
5.2 Observation et commande de la machine asynchrone (MAS) sans capteur mécanique 73
5.2.1 Introduction 73
5.2.2 Observateur interconnecté 75
5.2.2.1 Modèle de la MAS 75
5.2.2.2 Rappels sur l'observabilité de la MAS sans capteur mécanique 75
5.2.2.3 Conception de l'observateur 76
5.2.2.4 Tests expérimentaux 78
5.2.2.4.1 Schéma bloc 78
5.2.2.4.2 Benchmark observateur 79
5.2.2.4.3 Cas nominal 80
5.2.2.4.4 Essai avec commutation de l'observateur en mode estimateur et cas de robustesse 81
5.2.3 Observateur par mode glissant d'ordre 1 83
5.2.3.1 Modèle de la MAS 83
5.2.3.2 Conception de l'observateur 83
5.2.3.3 Résultats expérimentaux 85
5.2.4 Observateur par mode glissant d'ordre 2 88
5.2.5 Conclusion sur la MAS 88
5.3 Observation et commande de la machine synchrone (MS) sans capteur mécanique 89
5.3.1 Introduction 89
5.3.2 Modèle de la MSAPS 90
5.3.3 Observabilité de la MSAPS 90
5.3.4 Conception de l'observateur 90
5.3.4.1 Observateur des FCEMs 90
5.3.4.2 Observateur de vitesse et de position 92
5.3.5 Résultats expérimentaux 92

5.3.5.1 Benchmark commande 93
5.3.5.2 Analyse des résultats 94
5.3.5.3 Analyse des résultats à basse vitesse 94
5.3.6 Conclusion sur la MS 97
5.4 Observation et commande des systèmes hybrides : cas du convertisseur multicellulaire 98
5.4.1 Introduction 98
5.4.2 Modèle hybride du convertisseur à 3 cellules 99
5.4.3 $Z(T_N)$ Observabilité pour le convertisseur à 3 cellules 100
5.4.3.1 Etude de l'observabilité 100
5.4.3.2 $Z(T_N)$ Observabilité 101
5.4.3.3 Application au cas du convertisseur à 3 cellules 103
5.4.4 Conception de l'observateur interconnecté pour le convertisseur à 3 cellules 104
5.4.4.1 Preuve de convergence de l'observateur 106
5.4.5 Résultats expérimentaux 108
5.4.6 Conclusion sur le convertisseur multicellulaire 113
5.5 Observation et commande de la pile à combustible (PàC) 114
5.5.1 Introduction 114
5.5.2 Approche aux Perturbations Singulières : Bref rappels 115
5.5.3 Conception de la loi de commande 117
5.5.3.1 Structure de la loi de commande 117
5.5.3.2 Modélisation du système pile à combustible 118
5.5.3.2.1 Modèle de la pile à combustible 118
5.5.3.2.2 Convertisseur survolteur de la PàC 119
5.5.3.2.3 Convertisseur survolteur des SCs 119
5.5.3.2.4 Modélisation du bus continu et de la charge . . . 120
5.5.3.2.5 Modèle complet (avec prise en compte des pertes convertisseurs) 120
5.5.3.3 Boucle externe 121
5.5.3.4 Conception de la commande de la boucle externe 121
5.5.4 Résultats expérimentaux 122
5.5.4.1 Plateforme expérimentale 122
5.5.4.2 Essais sans utiliser la connaissance des pertes dans les hacheurs 124
5.5.4.3 Essais en utilisant la connaissance des pertes dans les hacheurs 124
5.5.5 Conclusion sur la PàC 126

6 Transmission sécurisée de données à base de systèmes chaotiques 127
6.1 Introduction 127
6.2 Estimation simultanée de l'état et des paramètres du système chaotique de Rössler 128
6.2.1 Système chaotique de Rössler 128
6.2.2 Changement de coordonnées et mise sous forme cascade 129
6.2.3 Observateur en cascade 130
6.2.4 Résultats de simulation 130

6.3 Système de transmission sécurisé 134
6.3.1 Emetteur 135
6.3.1.1 Système chaotique en temps continu 135
6.3.1.2 Système chaotique en temps discret 137
6.3.1.3 Bloc conformateur d'impulsions 138
6.3.1.4 Bloc de multiplexage 139
6.3.2 Récepteur 139
6.3.2.1 Observateur chaotique en temps continu 140
6.3.2.2 Observateur chaotique du système en temps discret 142
6.3.2.3 Bloc de démultiplexage 143
6.3.3 Résultats de simulation : transmission d'un signal 143
6.3.3.1 Cas 1 : $T_2 = 0.4s$ 144
6.3.3.1.1 Résultats sur la synchronisation des deux systèmes en temps continu 144
6.3.3.1.2 Résultats sur la synchronisation des deux systèmes en temps discret 146
6.3.3.2 Cas 2 : $T_2 = 0.5s$ 147
6.3.3.2.1 Résultats sur la synchronisation des deux systèmes en temps continu 147
6.3.3.2.2 Résultats sur la synchronisation des deux systèmes en temps discret 149
6.3.4 Résultats de simulation : transmission d'une image 151
6.4 Conclusion 152

7 Conclusions et Perspectives 155

A Annexes : chapitre 4 et chapitre 5 173
A.1 Chapitre 4 : Définition de la stabilité pratique et Résultat technique 173
A.1.1 Stabilité pratique 173
A.1.2 Résulat technique 173
A.2 Chapitre 5 : Matrice $\Re_j(t)$ définie positive et différente de zéro 174

B Publications jointes 177

Table des figures

2.1 Commande basée sur l'observateur de la MAS sans capteur 8
2.2 Banc expérimental de machines électriques de l'IRCCyN 8
2.3 Observateur de la MS sans capteur 9
2.4 Banc expérimental du convertisseur multicellulaire de l'INSA Lyon 11
2.5 Banc expérimental du banc à 3 cellules à ECS-Lab 11
2.6 Système PaC-UCs avec 2 convertisseurs paralleles. 12
2.7 Structure du système de transmission 13

3.1 Forme interconnectée 48
3.2 Observateur interconnecté 50
3.3 Fonction de Lyapunov V_o pour $T = \tau_{obs} + \tau_{unobs}$. 54

4.1 x_2 et son observée z_2, retard variable $\tau(t)$ et l'erreur d'observation $(z_2 - x_2)$. 71
4.2 x_1 et son observée z_1, retard variable $\tau(t)$ et l'erreur d'observation $(z_1 - x_1)$. 72

5.1 Droite d'inobservabilité dans le plan (T_l, ω_r) 76
5.2 Schéma bloc de l'observateur interconnecté. 78
5.3 Trajectoires du Benchmark Observateur : a) pulsation statorique de référence (ω_s) (rad/s), b) vitesse de référence (ω_r) (rad/s), c) pulsation de glissement de référence (ω_g) en fonction du temps (s). 79
5.4 a) Vitesse mesurée, b) Vitesse observée (rd/s) en fonction du temps (s). . . 80
5.5 a) Couple de charge mesuré, b) Couple de charge estimé (N.m) en fonction du temps (s). 81
5.6 Commutation Observateur/Estimateur : ω_r-$\hat{\omega}_r$ et T_l-$\hat{T}_l$ 82
5.7 D et M. 82
5.8 Schéma bloc de l'observateur à mode glissant. 86
5.9 ω_r et $\hat{\omega}_r$ 87
5.10 T_l et $\hat{T}_l$ 87
5.11 Vitesse rotorique de référence (a) (rad/s) et couple de charge (b) (N.m) . . 93
5.12 Cas nominal : ω_e^*, ω_e et $\hat{\omega}_e$ (rad/s) 94
5.13 Cas nominal : θ_e, $\hat{\theta}_e$ observée/estimée et observée (rad) 95
5.14 Cas nominal : θ_e et $\hat{\theta}_e$ zoomées (rad) 95
5.15 +50% sur R : ω_e^*, ω_e et $\hat{\omega}_e$ (rad/s) 96
5.16 +50% sur R : θ_e, $\hat{\theta}_e$ observée/estimée et observée (rad) 96
5.17 Convertisseur série à 3 cellules 98
5.18 Courant de charge sinusoidal 110
5.19 Tensions de condensateurs 110

5.20 Tension de charge 111
5.21 Courant de charge en créneau 112
5.22 Tension de la charge 112
5.23 Représentation de la loi de commande. 118
5.24 Tension de la pile en fonction du courant débité. 118
5.25 Représentation du convertisseur sulvolteur de la PàC. 119
5.26 Représentation du convertisseur survolteur des SCs. 119
5.27 Représentation du modèle de la charge. 120
5.28 Dispositif experimental 123
5.29 Résultats expérimentaux sans prise en compte des pertes dans les hacheurs. 125
5.30 Résultats expérimentaux avec prise en compte des pertes dans les hacheurs. 125

6.1 $x_{1,1}$ et son observée 131
6.2 $x_{1,2}$ et son observée 131
6.3 x_2 et son observée 132
6.4 Portrait de phase à 3 dimensions $x_{1,1}$, $x_{1,2}$ et x_2 avec les conditions initiales $x_{1,1} = 2$, $x_{1,2} = 3$, et $x_2 = 2$. 132
6.5 Paramètre a et son observée 133
6.6 Paramètre b et son observée 133
6.7 Paramètre c et son observée 134
6.8 Oscillateur de Colpitts : $R_1 = 47\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = C_2 = 470nF$, $L_1 = 1mH$, $T : 2N2222$ 135
6.9 Oscillateur de Colpitts : $g = 4.46$. 136
6.10 Plan de phase $x_1(k) - x_3(k)$ 137
6.11 Cycles de transmission des signaux y_1 et y_2 139
6.12 z_1 et $\hat{z}_1$ 144
6.13 Erreur de synchronisation e_1 144
6.14 z_2 et $\hat{z}_2$ 145
6.15 Erreur de synchronisation e_2 145
6.16 z_3 et $\hat{z}_3$ 145
6.17 Erreur de synchronisation e_3 146
6.18 x_1 et $\hat{x}_1$ 146
6.19 x_3 et $\hat{x}_3$ 147
6.20 m et $\hat{m}$ 147
6.21 z_1 et $\hat{z}_1$ 148
6.22 Erreur de synchronisation e_1 148
6.23 z_2 et $\hat{z}_2$ 148
6.24 Erreur de synchronisation e_2 149
6.25 z_3 et $\hat{z}_3$ 149
6.26 Erreur de synchronisation e_3 149
6.27 x_1 et $\hat{x}_1$ 150
6.28 x_3 et $\hat{x}_3$ 150
6.29 m et $\hat{m}$ 150
6.30 Image originale 151
6.31 Reconstruction de l'image : $T_2 = 0.4s$ 151
6.32 Reconstruction de l'image : $T_2 = 0.5s$ 152

Première partie

Curriculum Vitae et Synthèse des Activités

Chapitre 1

Curiculum Vitae

Malek GHANES, Marié, 36 ans
ENSEA, 6 avenue du ponceau, 95014 Cergy-Pontoise cedex
Tel :+33(0)130736652, Fax :+33(0)130736641, ghanes@ensea.fr
http ://www-ecs.ensea.fr/webdesign/pages_individuelles/page_ghanes.html

1.1 Fonctions Actuelles

Depuis 2008	**Responsable du Département Automatique** à l'ENSEA
Depuis 2008	**Co-Animateur du GT Commande des Systèmes Electriques**, Inter GDR MACS/SEEDS
Depuis 2006	**Maître de Conférences** à l'ENSEA, section 61, Cergy-Pontoise

1.2 Formations

2005-2006	**ATER 61-63 à temps plein** à l'ENSICaen
2002-2005	**Doctorat de l'ECN et de l'Université de Nantes**, spécialité Automatique et Informatique Appliquée, avec les félicitations du jury
2001-2002	**DEA de l'ECN**, spécialité Automatique et Informatique Appliquée (mention bien)
2000-2001	**Obtention de l'année théorique du Magistère en Automatique Appliquée**, Université de Tizi-Ouzou
2000	**Lauréat du concours d'accès au Magistère Automatique Appliquée**, Université de Tizi-Ouzou

1.3 Thèse de Doctorat

Titre	Observation et Commande de la Machine Asynchrone sans Capteur Mécanique
Laboratoire	IRCCyN [1], équipe «Commande»
Président	**Jean-Pierre BARBOT**, Pr. des Universités, ECS, ENSEA, Cergy-Pontoise
Rapporteurs	**Jean-Marie RETIF**, Pr. des Universités, CEGELY, INSA de Lyon **Mohammed M'SAAD**, Pr. des Universités GREYC, ENSI de Caen
Examinateurs	**Luc LORON**, Pr. des Universités, IREENA, Université de Nantes **Jesus DE LEON**, Pr. des Universités, Nuevo Leon, Université du Mexique (invité) **Mathias TIENTCHEU**, Industriel, Leroy Somer, Angoulême (invité)
Directeur de thèse	**Alain GLUMINEAU**, Pr. des Universités, IRCCyN, Ecole Centrale de Nantes
Début et soutenance	10 octobre 2002 et 03 novembre 2005 à l'IRCCyN

1.4 DEA (Master Recherche)

Titre du sujet de recherche	Observation et Observateurs des Systèmes Non-Linéaires : Application à la Machine Asynchrone sans Capteur Mécanique
Responsable	**Alain GLUMINEAU**, Pr. des Universités, IRCCyN, Ecole Centrale de Nantes
Début et soutenance	06 novembre 2001 et 24 juillet 2002

1. Institut de Recherche en Communication et Cybernétique de Nantes. UMR n° 6597- Ecole Centrale de Nantes, Ecole des Mines de Nantes, Université de Nantes.

Chapitre 2

Synthèse des activités

2.1 Activités de recherche

2.1.1 Présentation du Laboratoire Electronique et Commande des Systèmes de l'ENSEA

Le Laboratoire Electronique et Commande des Systèmes (ECS-Lab) de l'ENSEA est une équipe d'accueil du ministère EA N°3649. Depuis sa création en 1998, il est dirigé par le professeur J-P. Barbot. Le laboratoire est constitué de 13 enseignants chercheurs, 10 doctorants, quelques stagiaires en deuxième année, en projets de fin d'études et en Master recherche. Autour des **Systèmes à Dynamique Complexe**, les thèmes de recherche du laboratoire sont répartis en deux groupes :

- Groupe 1 : Automatique
- Groupe 2 : Electronique

Les travaux de recherche du groupe 1 et du groupe 2 concernent respectivement **l'estimation, l'observation, le diagnostic et la commande** pour le premier groupe et **l'électronique utltra-rapide et l'électronique de puissance** pour le deuxième groupe avec des applications transverses entre les deux groupes.

2.1.2 Positionnement de mes travaux au sein du laboratoire

Mes recherches sont orientées principalement sur l'observation des systèmes non linéaires et s'inscrivent dans le groupe 1 du laboratoire avec des applications transverses entre les 2 groupes dans le domaine du génie électrique et du chaos.

En septembre 2006, j'ai été recruté en tant que Maître de Conférences pour renforcer les travaux du laboratoire dans le domaine de l'observation des systèmes non linéaires avec comme applications principales les systèmes électriques. Depuis mon intégration à ECS-Lab, j'ai fait évoluer mes travaux de recherche pour m'intéresser aux points suivants et répondre ainsi aux besoins du laboratoire.

2.1.3 Description des thèmes de recherche

2.1.3.1 Travaux à caractère théorique

2.1.3.1.1 Observation des systèmes non linéaires interconnectés et en cascade Ce thème de recherche représente d'une part les perspectives de mes travaux de thèse (2002-2005) qui sont décrits dans le paragraphe 5.2.1. Ces travaux ont portés sur l'observation et la commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique. Je me suis intéressé à la généralisation dans un cadre théorique des méthodes d'observation développées durant ma thèse pour une classe de systèmes non linéaires présentant des singularités d'observation. C'est ainsi qu'une collaboration étroite et fructueuse avec Jean-Pierre BARBOT a vu le jour. Celle-ci constituera par la suite la pierre angulaire de mes travaux actuels, c'est-à-dire la synthèse d'observateurs à grand gain adaptatifs pour les systèmes non linéaires affines en l'état (interconnectés ou non) présentant ou non des singularités d'observation mais aussi le point de départ d'une autre thématique de notre laboratoire et notamment, l'introduction des techniques d'observation à convergence asymptotique (grand gain et adaptatifs) pour les systèmes non linéaires. Ceci est une approche alternative à l'approche basée sur les méthodes d'observation à convergence en temps fini (les modes glissants) qui est bien maitrisée au sein du laboratoire. Ce travail est développé en détail dans le paragraphe 5.2.2 et s'inspire de mes activités de recherche publiées dans (Ghanes2010).
D'autres part, les travaux sur la synchronisation en vue de l'application au cryptage chaotique des systèmes sont d'une importance capitale pour le laboratoire comme le témoigne les publications du laboratoire (Djemai2005), (Zheng2006), (Hernault2007), (Laval2008), (Kemih2009). Mon arrivée au laboratoire coïncidant avec la fin de thèse de G. Zheng (Zheng2006) portant sur les formes normales d'observabilité avec application au cryptage par synchronisation de systèmes chaotiques, je me suis naturellement intéressé à ces travaux auxquels il m'a été permis d'apporter ma contribution. En collaboration avec Gang Zheng, on s'est donc intéressé à l'extension de la classe des systèmes interconnectés aux systèmes chaotiques. C'est ainsi qu'on a développé un observateur à grand gain adaptatif pour une classe de systèmes en cascade (classe particulière des systèmes interconnectés) et qu'on a appliqué dans le cadre de la synchronisation des systèmes chaotiques pour l'estimation simultanée de l'état et des paramètres de ce système. Ce travail est développé dans la section 6.2 et s'inspire de mes activités de recherche publiées dans (Ghanes2008).

2.1.3.1.2 Observation des systèmes à retard L'un des problèmes qui se pose dans la stabilisation par retour d'état est souvent l'accès aux mesures de certaines variables. Certaines mesures peuvent également être retardées. C'est ce que l'on rencontre par exemple en télé-opération ou dans les problèmes de congestion sur le réseaux de transmissions d'informations (Anthonis2007), (Cho2005), (MacDonald1978), (Mounier1998), (Natori2008), (Richard2003), (Sename2001), (Shustin2008). Il s'agit alors d'étudier l'observabilité des systèmes non linéaires à retard et de développer des observateurs appropriés. Les méthodes que l'on propose permettent de généraliser les méthodologies existantes dans le cas de systèmes sans retards (méthodes qui sont basées sur les observateurs à convergence asymptotique : grand gain, adaptatifs, interconnectés, cascades).
C'est depuis l'année dernière que j'ai commencé à travailler sur l'observation des systèmes non linéaires dit à retard, suite à la visite de Jesus DeLeon de l'Université de Monterrey

en tant que professeur invité pour une durée d'un mois à ECS-Lab. La recherche sur les systèmes à retard existe au sein du laboratoire mais elle est consacrée principalement aux aspects de commande dans un contexte stochastique. Les problèmes d'observation se sont donc imposés naturellement. Le premier résultat de notre collaboration avec Jesus DeLeon sur le sujet est en cours de publication dans (Ghanes2012) et est présenté dans le chapitre 4.

2.1.3.2 Travaux à caractère applicatif

2.1.3.2.1 Observation et commande des systèmes électriques L'ensemble des recherches décrit dans ce paragraphe est pleinement à l'interface des domaines de l'automatique et du génie électrique.

2.1.3.2.1.1 Actionneur asynchrone Pour des lois de commandes telles que la commande vectorielle, les commandes non linéaires (linéarisation entrée/sortie, linéarisation exacte, ...), se pose le problème de l'observation et de reconstruire certaines variables d'état des machines asynchrones pour commander ces dernières. Le flux magnétique dans le rotor étant non mesurable et étant un élément nécessaire pour le contrôle des machines asynchrones. En effet il est important de le reconstruire. Par ailleurs, ces lois de commande des machines asynchrones nécessitent la mesure non seulement des courants électriques (et éventuellement des tensions) mais également la connaissance de la vitesse. Ceci impose un surcout et augmente la complexité des montages. De plus, le couple de charge est une perturbation mesurable mais le prix du capteur rend le plus souvent cette mesure irréaliste. Dans certains domaines industriels tels que la traction, le levage etc, le fonctionnement sans capteur mécanique permet non seulement de réduire les coûts de fabrication (pas de capteur à implémenter) et de maintenance. Mais aussi, dans le cadre de la sureté de fonctionnement, la commande sans capteur permet de proposer une solution dégradée mais fonctionnelle aux applications avec capteurs en cas de panne de ces derniers. C'est pourquoi la commande sans capteur mécanique des machines asynchrones est devenue à l'heure actuelle, un sujet important et un attrayant champ de perspectives industrielles (c.f. GT "Commande des Systèmes Electriques (CSE)", dont je suis le co-animateur, http ://www.irccyn.ec-nantes.fr/CSE/).
Ce sujet a fait l'objet d'une partie de mes travaux de thèse publiés dans (Ghanes2003), (Ghanes2004), (Ghanes2004a), (Ghanes2004b), (Ghanes2005), (Ghanes2005a), (Ghanes2005b), (Ghanes2005c), (Ghanes2006), (Ghanes2006a), (Ghanes2006b), (Ghanes2006c).
Lors de mon recrutement à ECS-Lab en septembre 2006, j'ai continué à travailler sur ce sujet avec à la clé un résultat intéressant sur la commande basée sur l'observateur de l'actionneur asynchrone à basse vitesse (figure 2.1) avec des conditions formelles de stabilité (Ghanes2010). La partie théorique du résultat portant sur un observateur est présentée dans la section 3.4 et son application à la machine asynchrone sans capteur mécanique sera présentée dans le paragraphe 5.2.2 avec une validation expérimentale sur le banc de l'IRCCyN (figure 2.2) (web2003). La partie commande de ce travail est décrite dans l'article (Ghanes2010) joint en Annexe B.
De plus, en collaboration avec Gang Zheng, ATER à l'époque de mon recrutement sur le poste de Maître de Conférences et qui a travaillé sur les observateurs à mode glissant durant sa thèse, on a développé un observateur à mode glissant d'ordre un pour la MAS

sans capteur. L'observateur a été testé expérimentalement sur le banc de l'IRCCyN (figure 2.2) avec une comparaison avec l'observateur intecronnecté. Ce travail, publié dans (Ghanes2009), est présenté dans le paragraphe 5.2.3. La partie commande du travail n'est pas présentée dans ce mémoire mais elle est décrite dans l'article (Ghanes2009) joint en Annexe B.

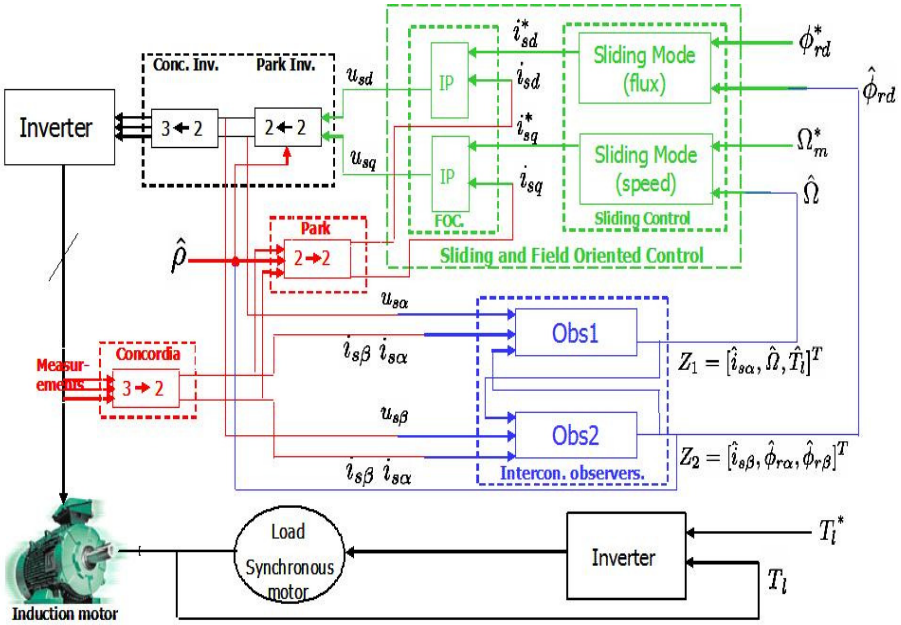


FIGURE 2.1: Commande basée sur l'observateur de la MAS sans capteur

FIGURE 2.2: Banc expérimental de machines électriques de l'IRCCyN

Actuellement, le fonctionnement de l'actionneur asynchrone sans capteur mécanique reste un problème ouvert comme en témoigne mes collaborations avec l'entreprise GS Maintenance (GSM) située à Champagne/Seine dans le cadre d'une convention CIFRE dont je suis le responsable. Les travaux de thèse en cours de Sébastien SOLVAR sont publiés

dans (Solvar2010), (Solvar2010a) et (Solvar2012) et sont décrits brièvement dans les paragraphes 2.2.1.1 et 5.2.4. Le détail d'une partie de ce travail est présenté dans le chapitre de livre (Solvar2012) joint en Annexe B. Par ailleurs, dans le cadre du projet « Observateurs pour une Approche Globale du Diagnostic et de la Commande des Systèmes de Conversion et d'Entraînements Electriques », soutenu par le GDR SEEDS, j'ai proposé un sujet de thèse sur la commande tolérante aux fautes des machines asynchrones. Dans cette thèse, en cotutelle avec l'université de Tizi-Ouzou, seuls les défauts rotor (rupture de barre) sont considérés dans un premier temps. Les défauts liés au stator (court-circuit de spires) sont en cours d'études. Le travail de thèse de Nadia DJEGHALI sur la commande tolérante aux défauts rotor sont publiés dans (Djeghali2010), (Djeghali2011) et (Djeghali2011a). Les résultats expérimentaux de ce travail obtenus sur le banc de l'IRCCyN (figure 2.2) ont été soumis à une revue internationale (Djeghali2012ST).

2.1.3.2.1.2 Actionneur synchrone Sur l'initiative d'industriels participant aux activités du groupe de travail CSE (ex CE2) (http ://www.irccyn.ec-nantes.fr/CSE/), un thème de recherche a été proposé : la commande sans capteur mécanique de l'actionneur synchrone à pôles surfaciques et saillants. Comme pour le cas de la machine asynchrone, c'est un problème très difficile car dans certaines conditions d'utilisation (telle que la perte d'observabilité à basse vitesse), il n'existe pas de solution robuste permettant actuellement le contrôle sans capteur. Un benchmark spécifique a d'ailleurs été défini (voir le banc d'essai : http ://www2.irccyn.ec-nantes.fr/BancEssai). Dans ce contexte, j'ai proposé en 2008, un sujet de thèse sur l'actionneur synchrone surfacique (voir paragraphe 2.2.2.1). Ce travail de thèse a permis d'établir des conditions suffisantes et necessaires à l'observation de l'actionneur synchrone surfacique avec une implémentation sur le banc expérimental de l'IRCCyN (figure 2.2), d'un observateur super twisting (mode glissant d'ordre 2, figure 2.3). Les résultats de ces travaux sont publiés dans (Zaltni2009), (Zaltni2010), (Zaltni2010a), (Zaltni2010b) et (Zaltni2012).

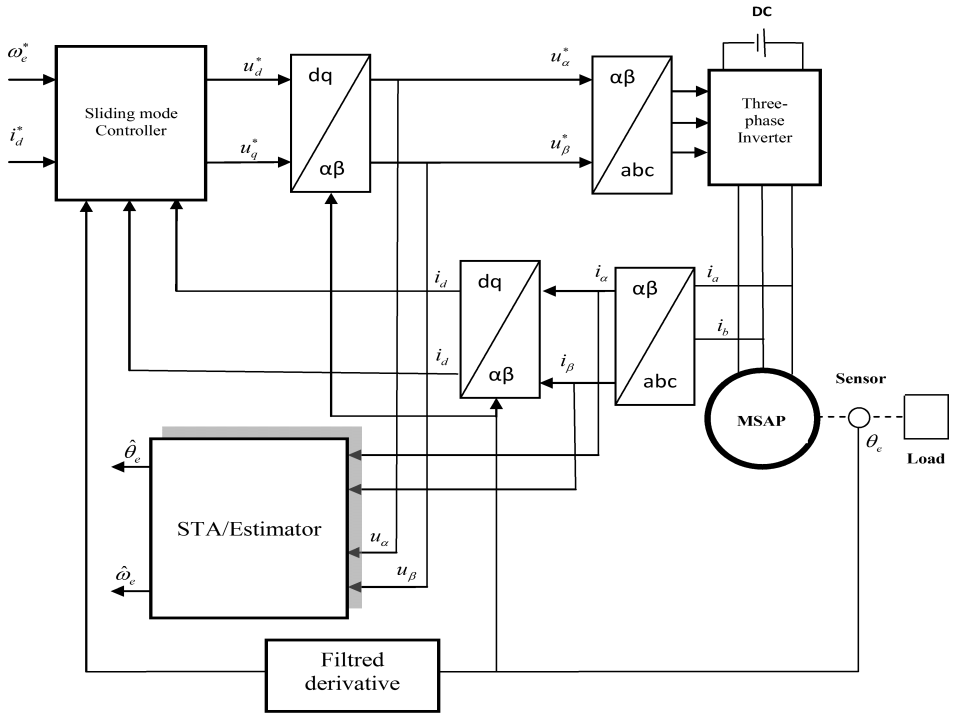


FIGURE 2.3: Observateur de la MS sans capteur

Par ailleurs, en collaboration avec X. Lin Shi du laboratoire Ampère, on a testé expérimentalement un observateur à mode glissant associé à un mécanisme d'adaptation pour la machine synchrone surfacique sans capteur mécanique. Ce travail est en cours de publication dans un chapitre de livre (Ghanes2012TSb).

2.1.3.2.1.3 Convertisseur multicellulaire série Le contrôle actif des tensions aux bornes des condensateurs flottants du convertisseur multicellulaire série revêt un caractère très important parce qu'il conditionne la survie du convertisseur en garantissant une répartition correcte des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance. Pour assurer ce contrôle, il est alors nécessaire de mesurer ces tensions. Néanmoins, les niveaux de tension et de puissance font que la mesure est délicate et très coûteuse. C'est pour cette raison qu'il est primordial de construire des observateurs robustes pour reconstruire les tensions intermédiaires liées à cette topologie. Il existe différents types de modèles (modèle moyen, modèle échantillonné, modèle instantané ...) du convertisseur multicellulaire série pour lesquels un observateur peut être synthétisé. Cependant, l'objectif étant de construire des observateurs sous l'angle du modèle instantané qui souligne le caractère hybride de ce convertisseur.

Dans ce contexte, j'ai commencé à travailler sur ce sujet en 2008 en collaboration avec Fransico Bejarano, qui a effectué un post-doc d'une année au sein du laboratoire. Cette collaboration était principalement axée sur l'application des récents concepts de la "Z_{TN} observabilité" au cas du convertisseur multicellulaire série connecté à une charge passive ou active. Deux observateurs ont été ensuite élaborés. Un observateur à mode glissant et un autre de type grand gain non adaptatif. Ce travail de recherche est publié dans (Bejarano2010) joint en Annexe B.

J'ai continué à travailler sur ce sujet en collaboration avec J-M. Rétif et X. Lin Shi de l'INSA en 2009 et 2010. Dans le cadre de la thèse de Mohamed Trabelsi, soutenue le 28 mai 2009, on a conçu un observateur à grand gain interconnecté adaptatif. Comparativement à l'observateur développé dans (Bejarano2010) (voir ci-dessus) il offre les avantages suivants : il utilise une structure variable dans ses gains pour tenir compte des problèmes d'observabilité du convertisseur, au lieu d'utiliser un algorithme supplémentaire comme c'est la cas dans (Bejarano2010). De plus l'implémentation en temps réel nécessite moins de calculs dans le cas de l'observateur interconnecté adaptatif. Ce dernier est associé à une commande prédictive et testé en temps réel sur le banc expérimental de l'INSA Lyon (figure 2.4). Les résultats expérimentaux obtenus ont été plus que satisfaisant et sont en cours de publication dans (Ghanes2012a). Ce travail est présenté dans la section 5.4.

Par ailleurs, j'ai encadré Leonardo AMET en 2010 dans le cadre d'un stage de recherche sur la réalisation et la commande d'un convertisseur série à trois cellules (figure 2.5). Ce travail, publié dans (Amet2011), a donné lieu a une collaboration avec l'entreprise GSM dans le cadre d'une convention CIFRE et est décrit dans le paragraphe 2.2.1.2.

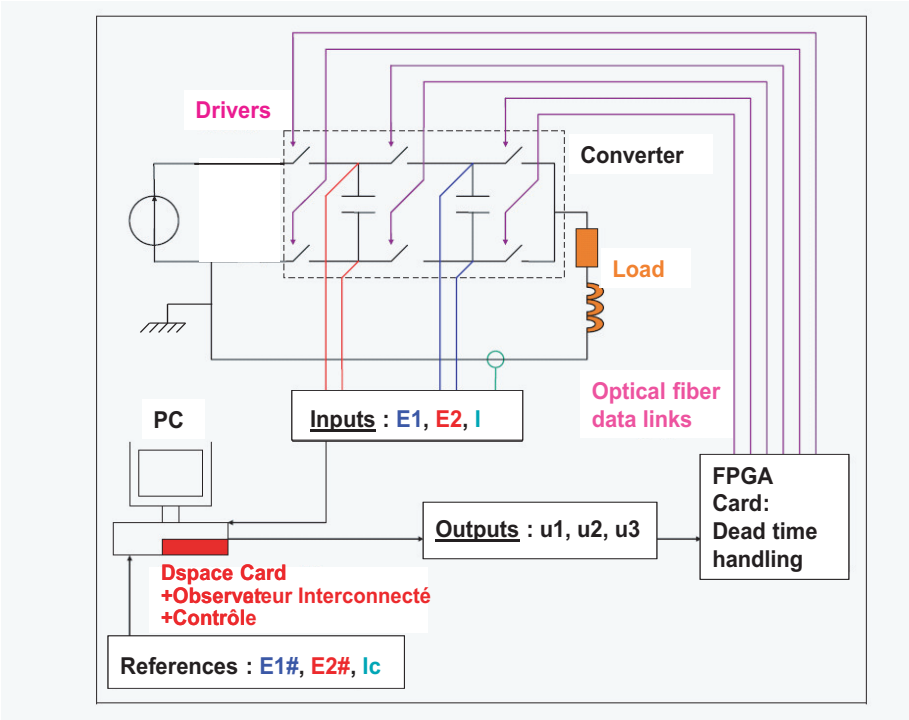


FIGURE 2.4: Banc expérimental du convertisseur multicellulaire de l'INSA Lyon

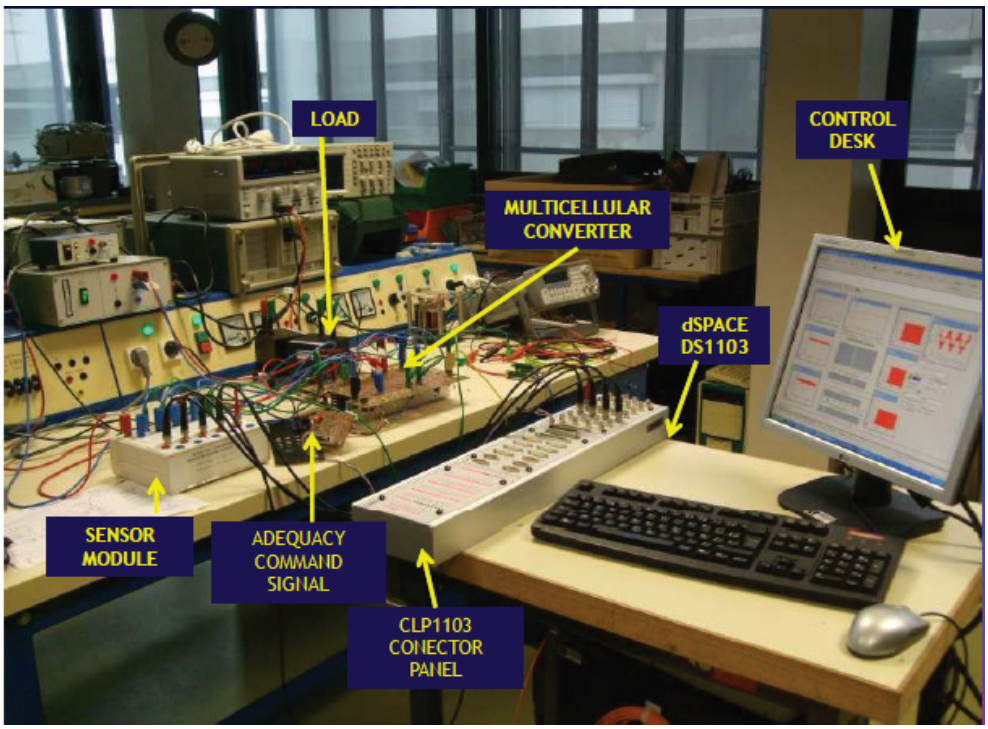


FIGURE 2.5: Banc expérimental du banc à 3 cellules à ECS-Lab

2.1.3.2.1.4 Pile à Combustible (PàC) Dans la perspective d'un épuisement des énergies fossiles, le vecteur hydrogène est une solution de grande densité énergétique massique, et est utilisable dans des piles à combustible. Il est à noter que la PàC ne génère pas de pollution locale. Les activités développées dans ce domaine par le laboratoire ECS-Lab sont principalement réalisées dans le cadre du projet PEPS GESE (voir pragraphe 2.3.5.1) et sont centrées sur l'utilisation de l'hydrogène dans le contexte global de pilotage d'un système de production d'énergie, en collaboration avec les laboratoires L2S et LGEP. Plus précisément, pour répondre à toutes les sollicitations de l'utilisateur comme par exemple les applications de véhicule électrique (figure 2.6), la pile à combustible (PàC) est assistée de sources de puissance transitoire tels que les super-condensateurs (SCs) et/ou les batteries. La coordination des flux d'énergie s'opère au moyen de convertisseurs statiques. Il y a donc nécessité d'une structure de contrôle adaptée, prenant en compte l'interconnexion de différents systèmes dynamiques, répondant parfaitement aux spécificités des sources et permettant une utilisation optimale des constituants. Dans ce cadre on a développés des commandes aux perturbations singulières et passives pour la gestion de l'énergie du système PàC/SCs avec des résultats expérimentaux sur le banc test qui est développé au sein du laboratoire LGEP. Des travaux sur l'observation des pertes des convertisseurs associés à la PàC et aux SCs sont en cours afin d'estimer ces pertes et pouvoir les prendre en compte par les commandes développées en vue d'obtenir une meilleure régulation du bus continu de la charge. Les premiers travaux portant principalement sur les problèmes de commande sont publiés dans (Ghanes2011), (Ghanes2012b), (Tanasa2012) et (Hilairet2012). Des travaux incluant les aspects observations de la charge et des pertes convertisseur sont en cours de publication dans (GhanesST1), (HilairetST). Une partie de ces travaux sera présentée en détail dans la section 5.5.

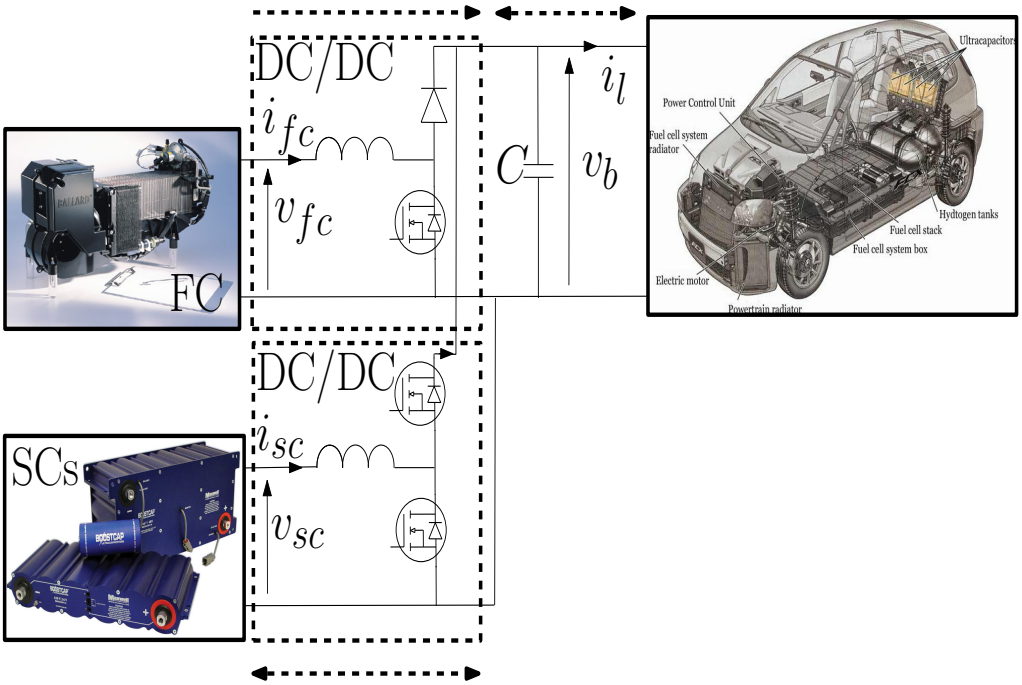


FIGURE 2.6: Système PaC-UCs avec 2 convertisseurs paralleles.

2.1.3.2.2 Observation et commande des systèmes chaotiques Dans le cadre de l'implication d'ECS-lab au sein du GDR DYCOEC (http ://www.coria.fr/dycoec/), on étudie depuis 2006 la synchronisation (unidirectionnelle ou bidirectionnelle) des systèmes chaotiques. Comme je l'avais évoqué dans le paragraphe 2.1.3.1.1, j'ai commencé à travailler sur la synchronisation des systèmes chaotiques à partir de 2008, avec à la clé un premier résultat intéressant sur l'estimation simultanée des états et des paramètres (clés de codages) du système chaotique de Rössler. Ce travail, publié dans (Ghanes2008), est présenté dans la section 6.2.
Se souciant toujours de la sécurité de transmission de l'information à l'aide des systèmes chaotiques, on a proposé un sujet de thèse portant sur un nouveau système de transmission composé d'un émetteur et d'un récepteur (figure 2.7). L'émetteur est composé d'un système chaotique dit de Colpitts en temps continu et d'un système chaotique en temps discret dit de Hénon modifié. Le récepteur quand à lui est constitué de deux types d'observateurs. Le premier observateur est de type impulsif qui consiste à récupérer tous les états du système en temps continu de l'émetteur. Le second observateur est de type hybride, simple à concevoir ayant pour rôle l'estimation de tous les états ainsi que l'information discrète cachée du système hybride. Un résumé de ces travaux est donné dans le paragraphe 2.2.2.2. Une partie de ce travail (sans la partie cryptanalyse [1]) est publiée dans (Hamiche2010), (Hamiche2010a) et est présentée en détail dans la section 6.3. La partie du travail incluant la cryptanalyse est en cours de publication dans (Hamiche2012ST).

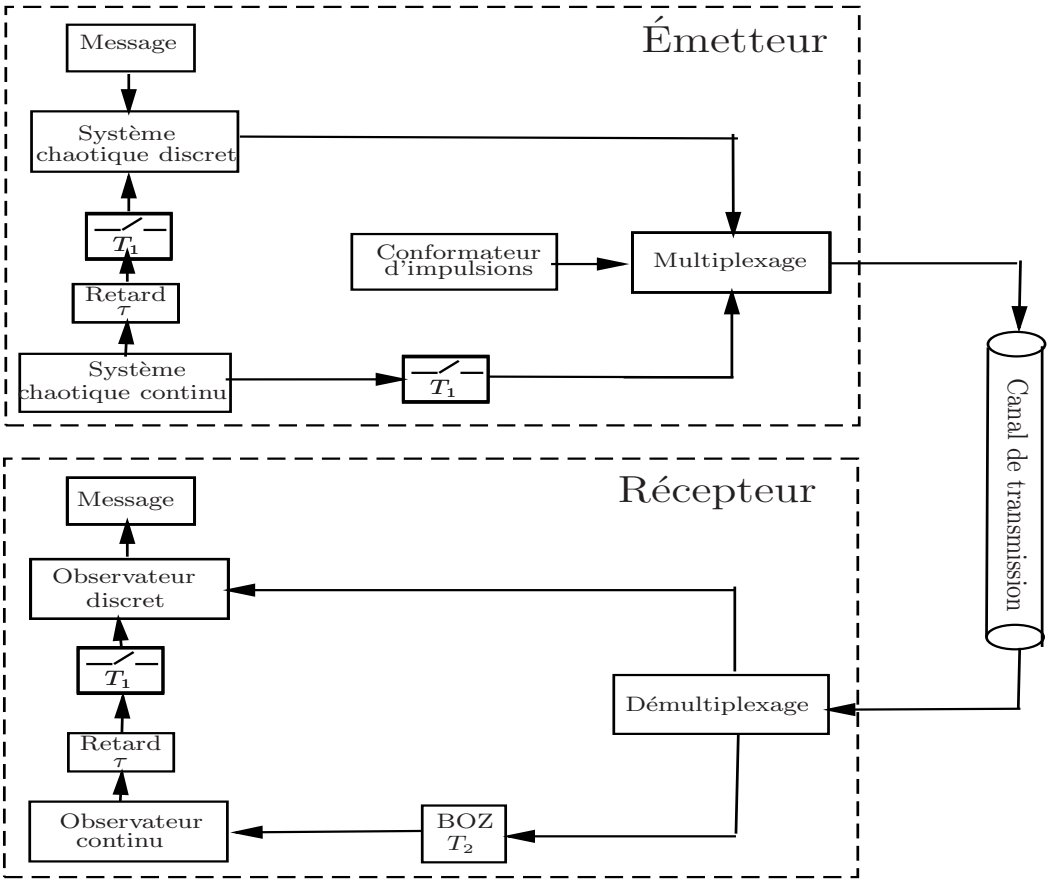


FIGURE 2.7: Structure du système de transmission

1. art de déchiffrer le message sans connaitre les clés de codage

2.2 Activités d'Encadrement

Mes activités d'encadrement se partagent entre thèses de doctorat, stage de Master recherche (ex DEA) et stages d'ingénieurs. Parmi les thèses, deux sont soutenues (2 thèses en cotutelle), trois sont en cours (1 en cotutelle et 2 en CIFRE). La soutenance d'une des thèses CIFRE est prévue pour le mois de décembre 2012. Pour éviter l'alourdissement du document, seul l'encadrement des thèses soutenues et en cours est présenté. Les nouvelles thèses et celles qui sont en négociation sont mentionnées dans les perspectives de mes activités de recherche (voir chapitre 7).

2.2.1 Lien avec l'industrie : 2 thèses CIFRE

2.2.1.1 CIFRE N°1

- Doctorant : Sébastien SOLVAR
- Date : Janvier 2010- Décembre 2012
- Directeur de thèse : J-P. BARBOT
- Co-encadrant : M. GHANES
- Encadrement : M. GHANES (70%), J-P. BARBOT (30%)
- Entreprise : GS Maintenance
- Soutenance : 21 décembre 2012 à l'ENSEA

Jury

Mme. Xuefang LIN-SHI	AMPERE	Rapporteur
M. Alain GLUMINEAU	IRCCyN	Rapporteur
M. Mondher FARZA	GREyC	Examinateur
M. Eric MONMASSON	UCP SATIE	Examinateur
M. Lionel VIDO	UCP SATIE	Examinateur
M. Malek GHANES	ECS-Lab	Co-Encadrant
M. Jean-Pierre BARBOT	ECS-Lab	Directeur de thèse
M. Gaëtan SANTOMENNA	Directeur GS Maintenance	Encadrant industriel

Résumé : Le but de cette thèse est de réaliser un variateur de vitesse de grande puissance pour les machines asynchrones. Ce travail est effectué dans le cadre d'un support CIFRE et fait l'objet d'une collaboration entre l'entreprise GS Maintenance située à Champagne sur Seine et ECS-Lab EA 3649 de l'ENSEA. Le contrôle commande du variateur, développé dans le cadre de ce travail de thèse a donné lieu à l'intégration d'un observateur à mode glissant d'ordre 2 pour reconstituer la vitesse de la machine asynchrone à partir des mesures des courants et tensions statoriques avec la prise en compte du fonctionnement à très basse vitesse de la machine asynchrone. Afin de répondre aux contraintes technologiques de l'entreprise, liées principalement aux problèmes de temps de calculs, on a proposé un mécanisme de sur-échantillonnage pour l'implémentation en temps réel de l'observateur.

Publications associées : 1 chapitre de livre (Solvar2012) et 2 conférences (Solvar2010), (Solvar2010a).

2.2.1.2 CIFRE N°2

— Doctorant : Leonardo AMET
— Date : Mars 2011- Mars 2014
— Directeur de thèse : J-P. BARBOT
— Co-encadrant : M. GHANES
— Encadrement : M. GHANES (70%), J-P. BARBOT (30%)
— Entreprise : GS Maintenance
— Soutenance : début 2014 à l'ENSEA

Résumé : Le but de cette thèse est l'étude, commande et réalisation d'un onduleur multiniveaux pour four moyennes fréquences de moyenne puissance avec une tension d'alimentation alternative. Ce travail est effectué dans le cadre d'un support CIFRE et fait l'objet d'une collaboration entre l'entreprise GS Maintenance située à Champagne sur Seine et ECS-Lab EA 3649 de l'ENSEA. Deux topologies de l'onduleur, NPC et multicellulaire seront étudiées et comparées dans cette thèse. Un choix de topologie innovante qui prend en compte les applications visées sera adopté pour la réalisation de l'onduleur. Dans le cadre du contrôle de l'onduleur, on a proposé une commande directe pour le convertisseur à 3 cellules basée sur les techniques à mode glissant en utilisant un algorithme de priorité.

Publications associées : 3 conférences internationales (Amet2011), (Amet2012), (Amet2012a), 2 soumises (Amet2012ST), (Amet2012STa).

2.2.2 3 thèses en cotutelles

2.2.2.1 Cotutelle N°1 : Contribution à l'Observation du Moteur Synchrone à Aimant Permanent Sans Capteur Mécanique

— Doctorante : Dalila ZALTNI
— Date : Septembre 2008-Septembre 2011
— Directeur de thèse : Mohamed N. ABDELKRIM ENIG [2]
— Co-encadrant : M. GHANES
— Encadrement : J-P. BARBOT (20%), M. GHANES (70%), N. ABDELKRIM (10%)
— Soutenance : le 19 juillet 2011 à l'ENIG

Jury

M. Nabil DERBEL	ENIS [3]	Rapporteur et Président
M. Hafedh TRABELSI	ISSAT [4]	Rapporteur
M. Lassâad SBITA	ENIG	Examinateur
M. Mohamed N. ABDELKRIM	ENIG	Directeur de thèse
M. Malek GHANES	ECS-Lab	Co-encadrant

2. Ecole Nationale d'Ingénieurs de Gabès
3. Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax
4. Institut Supérieur de Sciences Appliquées et Technologie

Résumé : Le travail de thèse a porté sur l'observation et la commande du moteur synchrone à aimant permanent (MSAP). Dans un premier temps, les problèmes d'observabilité auxquels le moteur synchrone est confronté ont été abordés dans le détail. On a mis en exergue pendant cette étude des conditions suffisantes d'observabilité et d'inobservabilité du moteur synchrone dans les différents cas de fonctionnement sans capteur mécanique. Ensuite, on est allé un pas plus loin en montrant la possibilité ou pas de retrouver l'observabilité en utilisant les dérivées supérieures des mesures du moteur et on a ainsi donné la condition nécessaire et suffisante d'observabilité. On a montré que dans le cas du MSAP enterré il existe une opportunité de retrouver l'observabilité du moteur même à zéro vitesse. Par contre, dans le cas du MSAP surfacique, l'observabilité quelque soit l'ordre de dérivée est perdue à vitesse et à accélération nulles. La seconde problématique abordée est la conception d'un observateur de vitesse et de position permettant d'illustrer les résultats théoriques obtenus tout en essayant de résoudre les problèmes d'observabilité rencontrés dans le cas du MSAP surfacique. En effet, on a fourni, une synthèse, une étude de stabilité et une preuve de convergence en temps fini d'un observateur à mode glissant d'ordre 2 pour l'estimation de la vitesse et de la position (modulo $\frac{2\pi}{P}$) du MSAP surfacique. De plus, un système de permutation Estimateur/Observateur a été proposé pour l'estimation de la position. Ce système est conçu dans le but de s'affranchir des problèmes de perte d'observabilité à très basses vitesses. L'observateur a été testé en simulation sur les trajectoires du Benchmark 'Commande sans capteur mécanique du MSAP', défini dans le cadre du groupe de travail CSE [5], à l'IRCCyN et a montré de bonnes qualités de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. La troisième problématique abordée dans cette thèse est la commande non linéaire du moteur synchrone.

Publications associées : 1 revue (Zaltni2012) et 4 conférences (Zaltni2009), (Zaltni2010), (Zaltni2010a), (Zaltni2010b).

Situation de la doctorante : Maître Assistante à L'ENIG.

2.2.2.2 Cotutelle N°2 : Inversion à Gauche des Systèmes Dynamiques Chaotiques. Application à la Transmission Sécurisée de Données

- Doctorant : Hamid HAMICHE
- Date : Septembre 2008- Octobre 2011
- Directeur de thèse : Said DJENNOUNE UMMTO [6]
- Co-encadrant : M. GHANES
- Encadrement : J-P. BARBOT (20%), M. GHANES (70%), S. DJENNOUNE (10%)
- Soutenance : le 23 octobre 2011 à l'UMMTO

5. voir paragraphe 2.3.3
6. Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou

Jury

M. Moussa DIAF	UMMTO	Président
M. Salah HADDAB	UMMTO	Examinateur
Mme. Djamila BENMERZOUK	Université de Tlemcen	Rapporteur
M. M-Seghir BOUCHERIT	ENP [7]	Rapporteur
M. Said DJENNOUNE	UMMTO	Directeur de thèse
M. Jean-Pierre BARBOT	ECS-Lab	Co-encadrant
M. Malek GHANES	ECS-Lab	Co-encadrant

Résumé : L'objectif de la thèse est la proposition d'un nouveau système de transmission sécurisé (figure 2.7), robuste à des attaques à texte clair connu. L'émetteur est composé principalement d'un système chaotique en temps continu dit oscillateur de Colpitts et d'un système chaotique en temps discret dit de Hénon modifié. Dans le but de rendre la structure de l'émetteur plus complexe (ce qui est favorable dans le cas d'une transmission sécurisée), on a introduit les états du système en temps continu dans la dynamique du système en temps discret. Le récepteur est composé d'un observateur en temps continu et d'un observateur en temps discret. Comme pour l'émetteur, les états échantillonnés de l'observateur en temps continu sont introduits dans la dynamique de l'observateur en temps discret. Ceci constitue la première contribution de la thèse, car l'identifiabilité et la conception d'observateurs pour ces systèmes sont difficiles et restent des problèmes ouverts (toujours d'actualité). La sortie transmise au récepteur est composée d'un signal de synchronisation issu du système continu et d'un signal utile qui contient le message issu du système en temps discret. La reconstitution des états, ainsi que du message de l'observateur en temps discret, passe par la synchronisation des deux systèmes chaotiques en temps continu (émetteur et récepteur) avant la synchronisation des deux systèmes en temps discret. Pour reconstruire les états du système en continu, on a utilisé la synchronisation impulsive. Cette méthode de synchronisation a montré une grande efficacité dans les applications de communication à l'aide de systèmes chaotiques, car elle maintient la synchronisation par des impulsions de petite taille. Par conséquent, elle permet d'économiser la capacité du canal de communication pour la transmission des messages secrets. En outre, puisque ces impulsions sont à temps discret, la redondance des informations de synchronisation dans le canal sera réduite, ce qui augmente la sécurité du système de communication. Ensuite, on a effectué une étude sur la cryptanalyse du système de transmission. On a montré que les paramètres (clés de codages secrètes) du système de transmission obtenu peuvent être identifiés lorsque les textes clairs sont connus. Dans le but d'augmenter la difficulté d'identification des paramètres du système de transmission les états du système en temps continu de l'émetteur sont d'abord retardés, ensuite échantillonnés avant d'être introduits dans la dynamique du système en temps discret. Ceci constitue la deuxième contribution du travail de thèse, car les systèmes retardés en temps continu sont de dimension infinie, contrairement aux systèmes en temps discret. Avec cette stratégie, ces retards qui jouent le rôle de clés secrètes supplémentaires augmentent la complexité d'identifier, d'observer et de contrôler cette classe de systèmes (Richard2003). Le système de transmission en temps discret proposé devient alors un système de transmission en temps discret à retard

7. Ecole Nationale Polytechnique d'Alger

variable, dans le sens où plusieurs valeurs sur les retards des états du système en temps continu impliqueraient autant de système en temps discret. De plus la méthode proposée présente l'avantage que les deux systèmes en temps continu peuvent se re-synchroniser en cas de perte de synchronisation.

Publications associées : 1 revue (Hamiche2011) et 2 conférences (Hamiche2010), (Hamiche2010a), 1 revue soumise (Hamiche2012TS).

Situation du doctorant : Maître de Conférences à L'UMMTO.

2.2.2.3 Cotutelle N°3 : Commande tolérante aux défauts rotoriques de la machine asynchrone sans capteur mécanique

— Doctorante : Nadia DJEGHALI
— Date : Janvier 2010- Janvier 2013
— Directeur de thèse : Said DJENNOUNE UMMTO [8]
— Co-encadrant : M. GHANES
— Encadrement : J-P. BARBOT (20%), M. GHANES (70%), S. DJENNOUNE (10%)
— Soutenance : début 2013 à l'UMMTO

Résumé : Cette thèse est consacrée à la commande tolérante aux défauts (FTC) des machines asynchrones sans capteur mécanique. Il existe deux types de FTC : approches passives et actives. Dans l'approche active les défauts sont d'abord détectés et isolés, ensuite la commande est re-configurée en fonction de cette première étape pour maintenir les performances spécifiées. Dans l'approche passive, la commande est conçue d'une manière robuste afin de maintenir des performances acceptables par rapport aux défauts sans aucun changement dans la loi de commande. Cette thèse est orientée vers la deuxième approche. Les défauts de la machine considérés sont principalement liées aux défauts rotor, i.e. rupture de barres rotoriques, qui sont modélisés par des variations de la résistance rotorique. De ce point de vue, on a développé dans la thèse une commande par backstepping associée à un observateur à mode glissant permettant de compenser les défauts rotoriques et d'estimer en même temps les variables mécaniques et magnétiques de la machine en utilisant comme seules mesures les courants et tensions stator. Ce travail a été validé expérimentalement sur le plate- forme de machine électriques de l'IRCCyN.

Publications associées : 3 conférences (Djeghali2010), (Djeghali2011), (Djeghali2011a) et 1 revue en deuxième lecuture (Djeghali2012TS).

8. Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou

2.3 Rayonnement scientifique

2.3.1 Prime d'Excellence Scientifique (PES)

Depuis spetembre 2012, je suis titulaire de la PES pour une durée de 4 années.

2.3.2 Editeur désigné de la revue Control Engineering Practice

Depuis août 2012, je suis éditeur désigné de la revue internationale CEP (Control Engineering Practice) de l'IFAC.

2.3.3 Co-animateur du GT CSE : Commande des Systèmes Électriques

Depuis 2008, je suis co-animateur du groupe de travail inter GDR, MACS et SEEDS, CSE.
Les spécificités du groupe sont :

• L'interdisciplinarité
• Des bancs tests avec cahier des charges (Benchmarks) pour validation des travaux
• Une animation scientifique ciblée sur des problèmes ouverts en relation avec les préoccupations industrielles (Schneider, Leroy Somer, GS Maintenance, ...).

Les activités du groupe sont consultables sur le site : http ://www2.irccyn.ec-nantes.fr/CSE/

2.3.4 Relecteur régulier de plusieurs revues et conférences internationales

• Revues : IEEE TAC (Transactions on Automatic Control), IET CTA (Control Therory and Applications), IEEE TIE (Transactions on Industrial Electronics), IEEE TCST (Transactions on Control System Technology), IEEE TSMC (Transactions on Systems, Man, and Cybernetics), IEEE TCAS (Transactions on Circuits and Systems), IJC (Internationl Journal of Control), IJRNC (International Journal of Robust and Nonlinear Control), JFI (Journal of the Franklin Institute), Automatica, CEP (Control Engineering Practice), NAHS (Nonlinear Analysis : Hybrid Systems), JESA (Journal Européen des Systèmes Automatisés).

• Congrès : IEEE ACC (American Control Conference), IEEE CDC (Conference on Decision and Control), IEEE MSC (Mutli-Conference on Systems and Control), IFAC WC (World Congress), CIFA, JDA.

2.3.5 Projets Recherche

2.3.5.1 Projet PEPS 2008-2010

J'ai participé pendant 2 ans au projet PEPS intitulé GESE : Gestion échantillonnée des systèmes énergétiques (porteur du projet D. Normand Cyrot, montant total 16 k€). Les objectifs étaient de proposer des méthodes de commande échantillonnées pour la gestion d'énergie de systèmes, multi-sources et multi- charges et de les valider sur plateforme pile à combustible/super-condensateurs. Les laboratoires impliqués sont : L2S-UMR 8506-CNRS Gif sur Yvette, LGEP-UMR 8507-CNRS Gif sur Yvette et ECS-Lab EA 3649 ENSEA Cergy-Pontoise.
Travaux publiés et soumis dans le cadre du projet : (Ghanes2011), (Ghanes2012b), (Ghanes 2012TS1), (Hilairet2012TS)

2.3.5.2 Projet PNR 2011-2013

Dans le cadre de ce projet international en collaboration avec l'Université de Jijel (porteur du projet, K. Kemih, montant total 20 k€) je participe à l'étude et à la réalisation d'un système de transmission sécurisée d'informations à base d'un nouveau système hyper-chaotique hybride et d'observateurs pour les applications militaires (CFDAT-MDN).
Travaux publiés dans le cadre du projet : (Kemih2012), (Kemih2012a).

2.3.5.3 Projet Agrégation 2011-2012

En collaboration avec la société SDI situé à Taverny, le projet Agrégation, accepté dans le cadre du dixième FUI [9], est dédié à la mise au point d'un système mécatronique composé de deux vérins, un électrique et l'autre pneumatique. J'ai participé à la mise au point de la partie électrique (porteur du projet J-P. Barbot, montant total plus de 90 k€).

2.3.5.4 Responsable de 2 contrats CIFRE

Dans le cadre de mes collaborations industrielles avec l'entreprise GS Maintenance, située sur l'ancien site de Geumont Schneider à Champagne/Seine, je suis porteur de 2 contrats industriels en liaison avec les thèses CIFRE de S. Solvar et L. Amet présentés dans le paragraphe 2.2.1 (montant total 30 k€).

2.3.6 Participation à des jury de thèses

• Rapporteur sur la thèse de A. Melikhov. Soutenue à l'IUT de Troyes le 17 décembre 2008.
Lien : http ://crestic.univ-reims.fr/publications/ ?grt=AUTO
• Examinateur de la thèse de M. Trabelsi. Soutenue à l'INSA de Lyon le 16 décembre 2009.
Lien : theses.insa-lyon.fr/publication/2009ISAL0117/these.pdf

9. Fonds Unique Interministériel

2.3.7 Organisation de sessions invitées

J'ai participé à l'organisation de sessions invitées à CIFA 2008, 2010, et le CCA 2010. En 2012, dans le cadre de la conférence CIFA qui a eu lieu à Grenoble du 4 au 6 juin 2012, j'ai co-organisé 3 conférences invitées dans le cadre des activités du groupe CSE présenté dans le paragraphe 2.3.3.

2.3.8 Invitations

• 16-27 mai 2011 : Invité pour 15 jours à l'université de Mexico, UNAM, par Leonid Fridman dans le cadre du projet FONCICYT project 93302 intitulé : Automation of energy production processes via sliding mode control and monitoring.

• 27-30 mai 2011 : Invité pour 5 jours à l'université de Nuevo Leon, UNAL, par Jesus DeLeon dans le cadre du projet FONCICYT project 93302 intitulé : Automation of energy production processes via sliding mode control and monitoring.

• 6-8 juin 2011 : Invité pour 3 jours à l'université de Tizi-Ouzou, par Said Djennoune dans le cadre des journées scientifiques du laboratoire L2SCP (Laboratoire Conception et Conduite des Systèmes de Production).

• 23-27 octobre 2011 : Invité pour 5 jours à l'université de Tizi-Ouzou, par Said Djennoune dans le cadre des plénières de la conférence SOFA.

2.4 Liste des publications personnelles

Mes publications sont récapitulées dans le tableau (TAB.1) et détaillées ensuite.

Types de publications	Volume
Chapitres de livre	1
Revues internationales avec comités de lecture et actes	12
Conférences internationales avec comités de lecture et actes	35
Conférences nationales avec comités de lecture et actes	2
Séminaires invités	15
Rapports techniques	2
Travaux soumis à des revues internationales avec comités de lecture et actes	7
Chapitres de livre soumis	1
Travaux soumis à des conférences internationales avec comités de lecture et actes	1

TAB.1- Tableau récapitulatif des travaux publiés et soumis.

2.4.1 Travaux publiés

2.4.1.1 Chapitres de livre

[Solvar2012] S. Solvar, M. Ghanes, L. Amet, J-P. Barbot and G. Santomenna, "Industrial Application of a Second Order Sliding Mode Observer for Speed and Flux Estimation in Sensorless Induction Motor". Book title : Induction Motor, ISBN InTech, 979-953-307-716-0, to appear, 2012.

2.4.1.2 Revues internationales avec comités de lecture et actes

[Ghanes2012] M. Ghanes, J. De Leon and J-P. Barbot. "Observer design for nonlinear systems under unknown time-varying delays". *IEEE Transactions on Automatic Control*, to appear, 2013 (Facteur d'impact : 2.55).

[Ghanes2012a] M. Ghanes, M. Trabelsi, X. Lin Shi, J-P. Barbot and J-M. Retif, "High gain observer based on Z(TN) observability for a 3-cell chopper : Design and experimental results". International Journal of Robust and Nonlinear Control, conditionally accepted, 2012 (Facteur d'impact : 1.554).

[Zaltni2012] D. Zaltni and M. Ghanes, "Observability Analysis and Improved Zero-Speed Position Observer Design of Synchronous Motor with Experimental Results". Asian Journal of Control, to appear, 2012, (Facteur d'impact : 1.034).

[Kemih2012] K. Kemih, H. Halimi and M. Ghanes, "Implementation of a New Secure Communication Model Based on Synchronization of Chaotic Chua's System with Multisim Circuit Simulation". Chinese Physics B, conditionnaly accepted (2012), (Facteur d'impact : 1.376).

[Kemih2012a] K. Kemih, H. Bouraoui, M. Ghanes, R. Remmouche and A. Senouci, "Tracking control of the new hyperchaotic 5D system with one input via passive controller". International Journal of Modelling, Identification and Control, 17(3) :206-211, 2012 (Facteur d'impact : 0.8).

[Hamiche2011] H. Hamiche, K. Kemih, M. Ghanes, G. Zhang and S. Djennoune, "Passive and impulsive synchronization of a new four-dimensional chaotic system". Nonlinear Analysis : Theory, Methods & Applications 74(4) :1146-1154, 2011 (Facteur d'impact 1.632).

[Ghanes2010] M. Ghanes, J-P. Barbot, J. De Leon and A. Glumineau, "A robust sensorless output feedback controller of the induction motor drives : New design and experimental validation". International Journal of Control, 83(3) :484-497, 2010 (Facteur d'impact 1.124).

[Bejarano2010] F. Bejarano, M. Ghanes and J-P. Barbot, "Observability and observer design for hybrid multicell choppers". International Journal of Control, 83(3) :617 - 632, 2010 (Facteur d'impact 1.124).

[Ghanes2009] M. Ghanes and G. Zheng, "On Sensorless Induction Motor Drives : Sliding-Mode Observer and Output Feedback Controller". IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(9) :3404-3413, 2009 (Facteur d'impact 5.468).

[Kemih2009] K. Kemih, A. Kemiha and M. Ghanes, "Chaotic attitude control of satellite using impulsive control". Chaos, Solitons et Fractals, 42(2) :735-744, 2009 (Facteur d'impact 3.025).

[Ghanes2008] M. Ghanes, J. De Leon and A. Glumineau, "Cascade and high-gain observers comparison for sensorless closed-loop induction motor control". Institution of engineering and technology (IET), Journal of control theory and applications, 2(2) :133 - 150, 2008 (Facteur d'impact 1.717).

[Ghanes2005] M. Ghanes, J. De Leon and A. Glumineau "Validation of an Interconnected High Gain Observer for Sensorless Induction Motor On Low Frequencies Benchmark : Application to an Experimental Set-up". IEE Proc. Control Theory and Applications. 152(4) :371-378, 2005 (Facteur d'impact 1.717).

2.4.1.3 Conférences internationales avec comités de lecture et actes

[Hilairet2012] M. Hilairet, M. Ghanes, O. Bethoux, V. Tanasa, J-P. Barbot and D. Normand-Cyrot, "A passivity-based controller with charge estimation for coordination of converters in a fuel cell System, experimental results". IFAC PPPS, Toulouse, Septembre, 2012.

[Ghanes2012b] M. Ghanes, O. Bethoux, M. Hilairet and J-P. Barbot, "Validation Expérimentale D'une Commande Aux Perturbations Singulières D'un Système Pile à

Combustible/super Capacités". CIFA, Grenoble, Juillet, 2012.

[Amet2012] L. Amet, M. Ghanes and J-P. Barbot, "HOSM control under quantization and saturation". IEEE Conference on Decision and Control (CDC), Maui, Hawaii, USA, December, 2012.

[Amet2012a] L. Amet, M. Ghanes and J-P. Barbot, "Commande directe d'un convertisseur multicellulaire : résultats expérimentaux". CIFA, Grenoble, Juillet, 2012.

[Djeghali2011] N. Djeghali, M. Ghanes, S. Djennoune and J-P. Barbot, "Backstepping Fault Tolerant Control Based on Second Order Sliding Mode Observer : Application to Induction Motors". IEEE Conference on Decision and Control (CDC), Orlando, FL, USA, December, 2011.

[Djeghali2011a] N. Djeghali, M. Ghanes, S. Djennoune and J-P. Barbot, "Sensorless Fault Tolerant Control Based on Backstepping Strategy for Induction Motors". IFAC World Congress, Milano, Italy, August-September, 2011.

[Amet2011] L. Amet, M. Ghanes and J-P. Barbot, "Direct control based on sliding mode techniques for multicell chopper". IEEE ACC, San Francisco, California, USA, June, 2011.

[Ghanes2011] M. Ghanes, M. Hilairet, O. Bethoux and J-P. Barbot, "Singular Perturbation Control for coordination of converters in a Fuel Cell System". Electrimacs 2011, Cergy-Pontoise, Juin, 2011.

[Zaltni2010] D. Zaltni, M. Ghanes and J-P. Barbot, "Synchronous Motor Observability Study and an Improved Zero-speed Position Estimation Design". IEEE (CDC), Atlanta, GA, USA, December, 2010.

[Djeghali2010] N. Djeghali, M. Ghanes, M. Tadjine, S. Djennoune and J-P. Barbot, "Fault Tolerant Control for Induction Motors using Sliding Mode Observers". 11th International Workshop on Variable Structure Systems, Mexico City, Mexico, June, 2010.

[Solvar2010] S. Solvar, V. LE, M. Ghanes, J-P Barbot and G. Santomenna, "Sensorless second order sliding mode observer for induction motor". IEEE Control Conference Application (CCA), Yokohama, Japan, September, 2010.

[Zaltni2010a] D. Zaltni, M. Ghanes, J-P. Barbot and M. N. Abdelkrim, "A HOSM Observer with an Improved Zero-speed Position Estimation Design for Surface PMSM Sensor-less Control". IEEE International Conference on Control Applications (CCA), Yokohama, Japan, September, 2010.

[Hamiche2010] H. Hamiche, M. Ghanes, J.P Barbot and S. Djennoune, "Secure Digital Communication based on Hybrid Dynamical Systems". Communication systems, Networks and Digital Processing, CSNDSP'10, Newcastle, U.K, July, 2010.

[Retif2010] J-M Retif, X. Lin-Shi, M.Ghanes and A. Zaoui, Commande d'un ensemble convertisseur-moteur, CIFA, Nancy, Juin, 2010.

[Hamiche2010a] H. Hamiche, M. Ghanes and J-P Barbot, "Systèmes dynamiques hybrides pour les commutations privées". CIFA, Nancy, Juin, 2010.

[Zaltni2010b] D. Zaltni, M. Ghanes and J-P. Barbot, "Observateur super twisting pour un moteur synchrone à aimants permanents montés en surface". CIFA, Nancy, Juin, 2010.

[Solvar2010a] S. Solvar, V. LE, M. Ghanes, J-P Barbot and G. Santomenna, "Observateur à mode glissant d'ordre 2 pour la machine asynchrone sans capteur mécanique". CIFA, Nancy, Juin, 2010.

[Kemih2009a] K. Kemih, M. Ghanes and S. Filali, "Synchronization of a new four-dimensional chaotic system". STA, International Conference on Sciences and Techniques of Automatic, November, 2009.

[Zaltni2009] D. Zaltni, M. Ghanes and J-P. Barbot, "Super Twisting Observer for Sensorless control of PMSM". Proc. 11th Int. IASTED Conf. on Control and Application, Cambridge, United Kingdom, July, 2009.

[Ghanes2009a] M. Ghanes and J-P. Barbot, "On sliding mode and adaptive observers design for multicell converter". in Proc. of IEEE American Control Conference (ACC), June, St-Louis, Missouri, USA, June, 2009.

[Ghanes2008] M. Ghanes, G. Zheng and J. De Leon, "On simultaneous parameter identification and state estimation for cascade state affine systems". American control conference (ACC), June, Seattle, Washington, USA, December, 2008.

[Bettayeb2008] M. Bettayed, S. Djennoune, S. Guermah and M. Ghanes, "Structural properties of linear dsicrete-time fractional-order systems". IFAC World Congress, Séoul, Korea, July, 2008.

[Bejarano2008] F. Bejarano, M. Ghanes, J-P Barbot and L. Fridman, "Second order sliding mode and adaptive observers for a chaotic system : a comparative study". IFAC World Congress, Séoul, Korea, July, 2008.

[Ghanes2008a] M. Ghanes, F. Bejarano and J-P. Barbot "Observateurs à mode glissant et adaptatif pour un convertisseur multicellulaire". CIFA, Bucarest, Septembre, 2008.

[Ghanes2007] M. Ghanes, "Tracking Performances of Backstepping and high Gain Obesrvers for Sensorless Induction Motor Control against Low Frequencies Benchmark". IEEE Control , Conference Application (CCA), Singapoure, October, 2007.

[Ghanes2007a] M. Ghanes, J. De Leon and A. Glumineau, "A Sensorless Flux-Speed Sliding Mode Controller for Induction Motor", IEEE Control Conference Application

(CCA), Singapoure, October, 2007.

[Ghanes2006] M. Ghanes, J. De Leon and A. Glumineau, "Novel Controller for Induction Motor without mechanical Sensor and Experimental validation". IEEE Conference on Decision and Control (CDC), San Diego, California, USA, December, 2006.

[Ghanes2006a] M. Ghanes, J. De Leon and A. Glumineau, "Observability Study and Observer-Based Interconnected Form for Sensorless Induction Motor". IEEE Conference on Decision and Control (CDC), San Diego, California, USA, December, 2006.

[Ghanes2006b] M. Ghanes, J. De Leon and A. Glumineau, "Design and experimental validation of interconnected observers for sensorless induction motor on low frequencies benchmark". IEEE American Control Conference (ACC), Minneapolis, Minnesota, USA, June, 2006.

[Ghanes2006c] M. Ghanes, J. De Leon and A. Glumineau, "Conception de deux observateurs interconnectés pour la machine asynchrone sans capteur mécanique". CIFA, Bordeaux, Mai-Juin, 2006.

[Ghanes2005a] M. Ghanes, A. Glumineau and L. Loron, "New Benchmark for sensorless induction motor drives and validation of a nonlinear controller using a speed observer". IEEE IECON'05, Raleigh, North Carolina, USA, 6-10 November 2005.

[Ghanes2005b] M. Ghanes, J. De Leon and A. Glumineau "Experimental results of a Cascade Observer for sensorless induction motor on low frequencies Benchmark". IFAC World Congress, Prague, Czech Republic, July, 2005.

[Ghanes2004] M. Ghanes, O. Huerta, J. DeLeon and A. Glumineau, "Interconnected High Gain Observer validation for Sensorless Induction Motor On Low Frequencies Benchmark". IFAC Symposium on System, Structure and Control, Oaxaca, Mexico, December, 2004.

[Ghanes2004a] M. Ghanes, A. Glumineau and J. De Leon, "Backstepping Observer Validation for Sensorless Induction Motor On Low Frequencies". IEEE International Conference on Industrial Technology, IEEE ICIT, Tunisia, December 2004.

[Ghanes2004b] M. Ghanes, A. Girin and T. Saheb "Original Benchmark for sensorless induction motor drives at low frequencies and validation of high gain observer". IEEE American Control Conference (ACC), Boston, Massachussets, USA, Juin-Juillet, 2004.

2.4.1.4 Conférences nationales avec comités de lecture et actes

[Ghanes2005c] M. Ghanes, A. Glumineau et Luc Loron, "Nouveau Benchmark pour la commande sans capteur de la machine asynchrone et validation d'une commande vectorielle à modes glissants associée à un observateur à grand gain interconnecté".

JDMACS, Lyon, Septembre, 2005.

[Ghanes2003] M. Ghanes, A. Glumineau, T. Saheb, F. Augers, L. Loron, "Benchmarks pour la commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique", Journées Nationales d'Automatique, JNA, Valenciennes, Juin, 2003.

2.4.1.5 Séminaires invités

[GhanesS1] F. Salinas, M. Ghanes, J-P. Barbot and B. Amghar "Modeling and control of serial multicellular converters by Petri Nets". GT, CSE, Juin 2012.

[GhanesS2] M. Ghanes, O. Bethoux, M. Hilairet and J-P. Barbot "Commande aux perturbations singlulières d'un système pile à combustible/Supercondensateur dans le cadre du véhicule électrique". GT, CSE, Janvier 2012.

[GhanesS3] M. Ghanes, "Sensorless Second Order Sliding Mode Observer for Induction Motor, Industrial Application". GT, CSE, Juin 2011.

[GhanesS4] M. Ghanes, "Observateur adptatif interconnecté pour un convertisseur à 3 céllules : résultats expérimentaux". Ampère, Lyon, Septembre 2011.

[GhanesS5] M. Ghanes, "Industrial application of a super twisting algorithm for sensorless induction motor". Mexico, UNAL, Mai 2011.

[TrabelsiS6] M. Trabelsi, M. Ghanes, X. Lin-Shi, J.M Retif and J.P Barbot, "Commande prédictive associée un observateur hybride pour un convertisseur multicellulaire série". GT SDH, Paris, 2010.

[GhanesS7] M. Ghanes. "Observation des systèmes non linéaires : application à la machine asynchrone sans capteur mécanique". GREYC, ENSICAEN, Caen, 2006.

[GhanesS8] M. Ghanes. "Conception et validation d'une commande non linéaire sans capteur mécanique pour la machine asynchrone". Inter GDR MACS/M2EMS, CE2, CNAM, Paris, 2005.

[GhanesS9] M. Ghanes. "Présentation autour de la plate-forme d'essai de machines électriques et des benchmarks Observateur et Commande sans capteur". Séminaire Atlanstic, IRCCyN, Nantes 2004.

[GhanesS10] M. Ghanes, "Validation expérimentale d'un observateur à grand gain interconnecté pour la machine asynchrone sans capteur mécanique". Inter GDR MACS/M2EMS, CE2, ENSAM, Paris, 2004.

[GhanesS11] Participation à l'Ecole d'été CIMPA-UNESCO-TLEMCEN (Algérie), avril-mai. "Communication sans acte, Titre : Observation de la machine asynchrone sans

capteur mécanique", 2006.

[GhanesS12] M. Ghanes, "Observation de la machine asynchrone sans capteur mécanique". Inter GDR Automatique-Electrotechnique, ENSAM, Paris, 2002.

2.4.1.6 Rapports techniques

[GhanesRT] M. Ghanes, Alain Glumineau et Robert Boisliveau, "Compte rendu de la validation d'un observateur à grand gain interconnecté pour la machine asynchrone sans capteur mécanique sur la plate-forme d'essai de l'IRCCyN". Le 17 Mars 2004.

[GhanesRTa] M. Ghanes, Alain Glumineau et Robert Boisliveau, "Compte rendu de la validation d'un observateur cascade pour la machine asynchrone sans capteur mécanique sur la plate-forme d'essai de l'IRCCyN". Le 10 Avril 2004.

2.4.2 Travaux soumis

[Amet2012TS] L. Amet, M. Ghanes, J-P. Barbot and G. Santomenna, "Priority algorithm based on sliding mode techniques for multicell chopper". Soumis à Control Engineering Practice, Septembre 2012 (Facteur d'impact : 1.844).

[Amet2012TSa] L. Amet, M. Ghanes, J-P. Barbot and G. Santomenna, "Industrial application of second sliding mode observer for a sensorless DC series motor ". Soumis à IEEE CCA 2013.

[Djeghali2012TS] N. Djeghali, M. Ghanes, S. Djennoune and J-P. Barbot, "Sensorless Fault Tolerant Control for Induction Motors". En deuxième relecture dans International Journal of Control, Automation and Systems, Septembre 2012 (Facteur d'impact : 0.749).

[Hilairet2012TS] M. Hilairet, M. Ghanes, V. Tanasa, O. Bethoux, J-P. Barbot and D. Normand-Cyrot, "A Passivity-Based Controller for coordination of converters in a Fuel Cell System". Soumis à Control Engineering Practice, Septembre 2012 (Facteur d'impact : 1.844).

[Hamiche2012TS] H. Hamiche, M. Ghanes, J-P. Barbot and S. Djennoune, "Chaotic synchronization and secure communication via sliding-mode and impulsive observer". Soumis à International Journal of Modelling, Identification and Control, Septembre 2012 (Facteur d'impact : 0.8).

[Ghanes2012TS] M. Ghanes, O. Bethoux, M. Hilairet and J-P. Barbot, "Fuel Cell System Control under Converter Losses with Experimental Results". En deuxième relecture dans Mathematics and Computers in Simulation, Septembre 2012 (Facteur d'impact : 0.953).

[Ghanes2012TSa] M. Ghanes, J. DeLeon and J-P. Barbot, "Observer design based on Lyapunov-Krasovskii approach for a class of time-delay nonlinear systems", soumis à Automatica, Septembre 2012 (Facteur d'impact : 2.829).

[Ghanes2012TSb] M. Ghanes, and X. Lin-Shi "Experimental evaluation of observer design technique for synchronous motor", Titre du livre "Advanced control of AC Electric Machines - Design Techniques and Industrial Applications". soumis à WILEY, Juillet 2012.

[Zheng2012TS] G. Zheng, J. DeLeon and M. Ghanes, "Adaptive observer for cascade state affine systems : Application to synchronization of chaotic systems", soumis à Chaos, Soliton and Fractal, Mars 2011 (Facteur d'impact : 3.025).

2.5 Activités pédagogiques

2.5.1 Responsable du département Automatique

Depuis novembre 2008, j'assure la responsabilité du département Automatique de l'ENSEA. Le département est composé de 4 Enseignants Chercheurs, 3 PRAG, 1 ASI et 1 Technicien. Mes responsabilités peuvent se résumer aux taches suivantes :

• Proposition et Maintien de l'évolution des enseignements en automatique et en électrotechnique.

• Gestion (évaluation, congés, horaires, taches) du personnel (1 ASI+1 technicien).

• Gestion des laboratoires : 2 laboratoires d'automatique et 2 autres en électrotehnique (commandes, achats, maintenance, etc).

• Organisation et rédaction de compte rendu de réunions du département.

• Liaison entre le département et le conseil d'enseignement.

• Participation aux réunions des autres instances de l'ENSEA (comité de direction, conseil d'enseignement, conseil de perfectionnement).

2.5.2 Enseignements dispensés

Les différents enseignements que j'effectue actuellement et que j'ai effectuées sont récapitulés dans les tables 2.1 et 2.2. Mon activité d'enseignement est fortement centrée sur l'Automatique (linéaire et non linéaire), l'Electrotechnique et l'Electronique de Puissance. La raison principale est qu'il y avait une demande importante pour ces matières, de l'organisation à l'enseignement proprement dit, en passant par l'encadrement des projets des élèves dans le cadre de leur formations initiale et par alternance et de programmes internationaux. De plus, cela permettait une synergie assez forte avec mes thèmes de recherche. J'ai aussi assuré des enseignements de base dans d'autres disciplines des Sciences de l'Ingénieur tels que par exemple l'Electronique Analogique et Numérique, le Traitement du Signal et l'Automatisme. Ces enseignements couvrent un large spectre des disciplines relatives aux sections 61ème et 63ème du Conseil National des Universités.

2.5.2.1 Enseignements dispensés à l'ENSEA

La table 2.1 présente de manière synthétique l'ensemble des enseignements dispensés depuis ma prise de fonction en qualité de maître de conférences à l'ENSEA.

Année universitaire	Etablissement	Niveau	Intitulé	Volume
Depuis 2006	ENSEA	1ère année	Conversion d'énérgie (Chargé de cours depuis 2007)	14h CM, 32h TD et 12h TP (2012-2013)
			Asservissement continu	24h TD et 24h TP (2012-2013)
		2ème année	Option systèmes asservis	8h CM, 4h TD et 8h TP
			Encadrement de projets	30h TD (2011-2012)
		programme d'échange	Power engineering (depuis 2010)	6h CM, 4h TD et 8h TP
		3ème année	Identification et commande optimale (Chargé de cours depuis 2008)	8h CM, 8h TD et 8h TP
		Master recherche	Systèmes linéaires multivariables (2008-2010)	20h

Table 2.1: Enseignements assurés depuis mon arrivée à l'ENSEA

CM : Cours Magistral, TD : Travaux Dirigés, TP : Travaux Pratiques.

Conversion d'énergie II : Ce cours s'adresse aux étudiants de première année de la formation initiale de l'ENSEA. Suite à un départ d'un collègue, il m'a été confié la responsabilité d'en être le chargé de cours, de TD et de TP depuis 2007. Cet enseignement permet aux étudiants d'acquérir les connaissances de base dans le domaine de la conversion d'énergie à 50Hz et de l'électronique de puissance (Hacheur, Redresseur, Onduleur, Gradateur) avec une étude détaillée dans le cadre des redresseurs (monophasés et triphasés). Il permet également de sensibiliser les élèves aux machines tournantes (principalement la machine à courant continu) et leur associations aux redresseurs avec des fonctionnements en mode redresseur et onduleur (récupération d'énergie). Des applications dans le cadre de la traction, de la gestion d'énergie pour le véhicule du future, des énergies renouvelables, sont toujours citées afin de rendre le cours attractif auprès des élèves. Par ailleurs, suite à une demande importante des élèves concernant la partie commande des composants de puissance du redresseur, j'ai été amené à introduire dans le cours une présentation détaillée sur la partie commande (électronique faible) et son application au redresseur avec une isolation entre la partie commande et

la partie puissance. De plus, des liaisons entre le cours et mes activités de recherche ainsi que mes relations avec l'industrie sont citées à chaque fois qu'il est justifié et possible.

Les TD associés aux cours sont consacrés aux transformateurs triphasés, aux redresseurs triphasés avec le dimensionnement de leur radiateurs et aux 2 nouveaux TD que j'ai introduit concernant la machine à courant continu et son association aux redresseurs.

Trois TP sont réalisés dans le cadre du cours. Le TP1 est consacré au transformateur triphasé associé au redresseur PD3 non commandé. Le TP2 traite le redresseur commandé triphasé tout thyristors associé à une machine à courant continu avec les 2 modes de fonctionnement (redresseur et onduleur). Le TP3 est principalement consacré à l'étude et la comparaison de deux redresseurs, tout thyristors et mixtes (diodes+thyristors) pour des applications de traction et de levage. Suite à la construction de nouveaux laboratoires d'électrotechniques en 2011, j'ai fait l'acquisition, dans le cadre du département automatique dont je suis responsable, de nouveaux transformateurs, de nouvelles machines tournantes et de nouvelles maquettes de redresseurs. Par conséquent, j'ai réécrit tous les textes de TP en fonction du nouveau matériel.

Par ailleurs, je participe activement aux TD et aux TP de conversion d'énergie I de la première année de la formation initiale de l'ENSEA. Ce cours est consacré à la sensibilisation au risque électrique, aux systèmes ferromagnétiques, à la modélisation des machines à flux forcé ainsi qu'à la production d'énergie électrique à 50 Hz. A la rentrée 2011, j'ai participé à la mise en place d'un nouveau TP portant sur la production d'énergie à 50Hz en utilisant un alternateur synchrone.

Asservissement continu : J'ai participé activement à la restructuration de ce cours afin d'apporter aux élèves les connaissances nécessaires autour des points suivants : Approche représentation d'état continue et discrète : variables et représentation d'état ; passage de la représentation d'état à la fonction de transfert ; stabilité ; Forme canonique de Kalman, formes compagnon ; rappels sur la correction P.I.D ; commandabilité, commande par retour d'état, placement de pôles ; observabilité, observateurs.

J'interviens chaque année au niveau des TD et des TP du cours. 3 TP sont mis en place. Le premier TP est consacré à la commande analogique de type PI d'une machine à courant continu associée à un hacheur à 2 quadrants. Les 2 autres TP traitent de la commande et de l'observation d'un système mécanique de type bille sur rail. Un prototype du système mécanique, auquel je participe activement, est en cours de réalisation pour l'implémentation en temps réel des commandes et des observateurs développés. Ce prototype sera mis en place à la rentrée de septembre 2012.

Option asservissement : L'option asservissement est dédiée aux élèves de deuxième année de la formation initiale de l'ENSEA et permet de les initier aux systèmes asservis sous l'angle échantillonné. On est deux a assurer le fonctionnement de cette option qui est divisée en deux parties. La première partie est consacrée aux aspects de modélisation échantillonnée par espace d'état, aux propriétés de commandabilité/observabilité et aux effets de l'échantillonnage sur ces propriétés. La deuxième partie est quant à elle dédiée à

l'étude de la séparation de modes et à la commande par retour d'état avec observateur. J'assure la première partie du cours. On a crée 2 TP dans le cadre de cette option. Un TP qui traite des effets de l'échantillonnage et de la séparation de mode et un autre qui est destiné à la mise en oeuvre pratique d'une commande numérique par DSP avec prototypage rapide sur un système du double intégrateur.

Identification et commande optimale : L'objectif de ce cours est de montrer comment les techniques d'optimisation trouvent leur application en automatique, au travers notamment de l'identification de modèles (estimation de paramètres) et de commandes basées sur l'optimisation de critères.

• Méthodes d'identification non paramétriques.
-Méthodes graphiques ou déterministes : méthodes de Strejc et Broida, système en boucles ouverte et fermée, systèmes non évolutif et évolutif, système à réponse oscillatoire.
• Méthodes d'identification paramétriques :
- Méthodes statistiques : critère du gradient, moindres carrés, moindres carrés récursifs, filtre de Kalman.

• Commande optimale : optimisation sans et avec contraintes sur l'état et la commande à limites fixes et variables :
- Méthodes de variation
- Méthode du principe du minimum.
- Problème général de la poursuite et du régulateur optimal.

Le TP du cours porte sur la mise en oeuvre de l'algorithme des Moindres Carrés Récursifs.

Suite à la restructuration des programmes de l'option AEI [10] de l'ENSEA l'année passée, un cours et un nouveau TP sur le filtre de Kalman seront introduits à la rentrée de septembre 2012. Le filtre de Kalman sera appliqué pour estimer les états de la machine et sera étendu à l'identification des paramètres de la machine. A cet effet, j'ai réalisé un banc test de machine asynchrone. Ce banc est composé d'une carte dSPACE 1103, d'un onduleur Semikron, d'une machine asynchrone et des cartes de mesures, de mise en forme et d'isolation de signaux qui sont réalisées à l'ENSEA.

Systèmes linéaires multivariables incertains : Dans le cadre du Master ESA (Electronique des Systèmes Embarqué), en habilitation partagée entre l'ENSEA et l'Université de Cergy-Pontoise, j'ai proposé et assuré pendant 2 ans, de septembre 2008 à septembre 2010, un cours de 20h sur les systèmes linéaires multivariables et incertains. L'objectif était la mise à niveau des étudiants en Automatique linéaire continu et discrète pour des systèmes multi-entrées et multi-sorties :

• Approche "système" et modélisation : analogies physiques et notion de variable d'état.
• Représentation d'état continue et fonctions de transfert continues.
• Systèmes échantillonnés : représentation d'état discrète et fonction de transfert en z.
• Commandabilité et commande par retour d'état.

10. Automatique et Electronique Industrielle : Option de dernière année de la formation initiale

- Observabilité et synthèse d'un observateur.
- Filtres de Kalman.
- Découplage AB invariants et rejet de perturbation.
- Robustesse, H_∞, ...

Lien : www.ensea.fr/sites/default/files/brochure_esa_2009_2010.pdf

2.5.2.2 Enseignements dispensés avant l'ENSEA

La table 2.2 présente de manière synthétique l'ensemble des enseignements dispensés avant mon recrutement à l'ENSEA.

Année universitaire	Etablissement	Niveau	Intitulé	Volume
2005-2006	ENSICaen [11]	1ère année	Electrotechnique	1h CM, 16h TD et 16h TP
			Automatique linéaire continue	13h TD et 36h TP
			Traitement du signal	16h TD
		2ème année	Electronique	36h TP
			Automatique linéaire échantillonnée	18h TD et 9h TP
		3ème année	Electronique de puissance	12h TD et 20h TP
			Automatique non linéaire	3h CM et 12h TP
			Encadrement de projets	17h TD
2004-2005	ECN [12]	2ème année	Actionneurs électriques	13h TD, 15h TP et 10h TA
			Electronique	13h TD et 15h TP
	EMN [13]	2ème année	Automatique linéaire	10h TD et 10h TP
2003-2004	ECN	2ème année	Actionneurs électriques	13h TD, 20h TP et 20 TA
			Electronique	13h TD et 20h TP
2002-2003	ECN	2ème année	Actionneurs électriques	13h TD et 20h TP
			Electronique	13h TD et 20h TP
	ENITIAA [14]	2ème année	Automatique linéaire	20h TP
2000-2001	UMMTO	1ère année	Maths	15h CM et 30h TD

Table 2.2: Enseignements assurés avant mon arrivée à l'ENSEA

CM : Cours Magistral, TD : Travaux Dirigés, TP : Travaux Pratiques, TA : Travaux d'Autonomie.

11. Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Caen
12. Ecole Centrale de Nantes
13. Ecole des Mines de Nantes
14. École Nationale d'Ingénieurs des Techniques des Industries Agricoles et Alimentaires

2.5.3 Encadrement de projets

L'encadrement des projets des élèves est d'une importance capitale dans le sens où il permet de suivre et/ou de former les élèves mais aussi d'établir des relations avec des industriels et donner ainsi naissance à des collaborations recherche (Laboratoire/Ecole-Entreprise). A titre d'exemple le projet de fin d'études de L. Vu et le stage de L. Amet (programmes internationaux) ont donné lieu à des contrats de type CIFRE entre l'ENSEA et l'entreprise GS Maintenance.

2.5.3.1 Projets de Fin d'Etudes (PFE)

Depuis mon recrutement à l'ENSEA, j'encadre 3 à 4 sujets de PFE par an en collaboration avec une entreprise. Cet encadrement concerne les élèves de la dernière année de la formation initiale de l'ENSEA ayant choisis principalement l'option AEI (Automatique et Electronique Industrielles).

2.5.3.2 Projets de deuxième année

Ces projets sont destinés aux élèves de la formation initiale de l'ENSEA ou à des élèves étrangers intégrant le semestre 2 de la deuxième année de l'ENSEA après avoir effectué un semestre de transition. J'encadre 2 à 3 projets par an qui sont en lien direct avec mes activités de recherche.

2.5.3.3 Suivi de stage en formation par l'apprentissage

Depuis 2008, je fais le suivi d'un élève en entreprise tous les 3 ans dans le cadre de sa formation par l'apprentissage de l'ENSEA.

2.5.3.4 Projets dans le cadre de programmes internationaux

En 2010 j'ai encadré L. Amet, étudiant à l'université de la Plata en Argentine pendant 6 mois de stage. Ce stage, effectué à l'ENSEA, a donné lieu à la réalisation d'un convertisseur à 3 cellules et a débouché par la suite sur un contrat CIFRE avec l'entreprise GS Maintenance.
En 2012, j'ai encadré F. Salinas, étudiant en thèse de doctorat à l'université de Monterrey (Mexique), pendant 7 mois de stage. Ce stage, effectué à l'ENSEA, a porté sur la commande des convertisseurs multicellulaires en utilisant les outils de modélisation par réseaux de Petri.

Deuxième partie

Travaux de recherche

Chapitre 3

Synthèse d'observateurs pour les systèmes interconnectés et en cascade

3.1 Introduction

Pour des raisons technologiques (de matériel, de réalisabilité, etc), de fiabilité (panne des éléments de mesure) ou encore économiques (coût des capteurs), dans de nombreuses applications, la mesure de tout l'état n'est pas possible. Il est alors nécessaire, à l'aide des seules mesures disponibles de reconstruire les variables d'état non mesurées. C'est l'objectif principal d'un observateur. Cette problématique peut se retrouver dans les contextes de commande, de diagnostic, de détection de panne, de sécurité, partout où la connaissance de l'état du système peut être nécessaire. Pour les systèmes linéaires, la propriété d'observabilité, caractérisée par la condition de rang de Kalman, garantie la possibilité de concevoir un observateur. Dans le cas des systèmes non linéaires, il existe de multiples définitions d'observabilité et elles ne sont pas suffisantes pour garantir la synthèse d'observateurs. De plus en non linéaire l'observabilité dépend des entrées du système.

De ce point de vue l'objectif de ce chapitre est de présenter une contribution théorique sur la synthèse d'observateurs pour une classe de systèmes non linéaires présentant des pertes de la propriété d'observabilité et s'inspire de mon travail de recherche publié dans (Ghanes2010). Ce travail de recherche basé sur les observateurs adaptatifs interconnectés a fait l'objet d'une extension aux systèmes dynamiques hybrides dans le cas particulier des convertisseurs multicellulaires. Cette extension est présentée dans la section 5.4 et elle est en cours de publication dans (Ghanes2012a). D'autre part une synthèse d'observateurs adaptatifs pour une autre classe de systèmes non linéaires en cascade sera présentée. La classe de ces systèmes est une classe particulière des systèmes interconnectés. Elle sera appliquée dans le cadre des systèmes chaotiques décrits dans le chapitre 4 pour l'estimation simultanée des états et des paramètres d'un système chaotique de Rössler. Ce travail s'inspire de mon travail de recherche publié dans (Ghanes2008) et s'inscrit dans le cadre de la synchronisation des systèmes chaotiques, application privilégiée du groupe Automatique du laboratoire au même titre que celle portant sur les systèmes électriques. Dans un premier temps des rappels sur les notions et propriétés de l'observation des systèmes constituant une introduction à la synthèse des observateurs présentés dans ce chapitre.

3.2 Systèmes Linéaires

On rappel ici les résultats classiques d'observabilité et synthèse d'observateurs pour les systèmes linéaires tels qu'on peut les trouver dans (Kailath1980), (Wonham1985).

3.2.1 Observabilité et observateur

Considérons ici un système linéaire stationnaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y = Cx(t) \end{cases} \tag{3.1}$$

où $x \in N \subset I\!R^n$, N étant un ouvert dense de $I\!R^n$, $u(t) \in I\!R^m$ et $y(t) \in I\!R^p$.

La propriété d'observabilité d'un tel système correspond au fait que l'état x(t) peut être déterminé sur tout intervalle $[t_o, t_1]$ à partir de la connaissance de u(t) et y(t) et peut être formalisé de la façon suivante

Définition 1 *(Kailath1980), (Wonham1985) Le système (3.1) est observable si, étant donné l'instant t_0, il existe un instant t_1 fini tel que la connaissance de $y(t_0, t_1)$ et $u(t_0, t_1)$ permette de déterminer de manière unique l'état $x(t_0) = x_0$ et ceci quelque soit l'entrée du système.*

Pour tester l'observabilité d'un système, différents critères existent. On peut, par exemple, appliquer le test du rang de la matrice d'observabilité, défini par :

$$d\mathcal{O} = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \tag{3.2}$$

La condition du rang est énoncée comme suit

Définition 2 *Le système (3.1) est observable si et seulement si le rang de la matrice $d\mathcal{O}$ est égal à n. On dit alors que la paire (C, A) est observable.*

Ce résultat signifie que le sous espace non observable défini par $INO = \cap_{i=1}^{n} Ker(CA^{i-1})$ (Le plus grand sous-espace vectoriel invariant contenu dans le noyau de C (KerC)) est réduit à 0.

Dans ces conditions, il est possible de construire un observateur de Luenberger (Luenberger1971) pour le système linéaire (3.1)

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B.u + L(y - C\hat{x}) \tag{3.3}$$

En posant $e = \hat{x} - x$, l'erreur entre l'état réel et l'état estimé, on obtient l'équation de la dynamique de l'erreur d'observation :

$$\dot{e} = \dot{\hat{x}} - \dot{x} = (A - LC)e \tag{3.4}$$

Définition 3 ***Détectabilité*** *On rappel que si le sous-système inobservable INO n'est pas réduit à zéro, on peut néanmoins garder la possibilité de construire un observateur, à condition que le sous-espace des modes instables de A (au moins) soit observable : c'est la propriété de détectabilité.*

3.3 Le cas non linéaire

Soit le système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \tag{3.5}$$

où $x(t) \in \mathbb{R}^n$ représente l'état, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ l'entrée et $y(t) \in \mathbb{R}^p$ la sortie. $f(\cdot, \cdot)$ et $h(\cdot)$ sont des fonctions analytiques.

Contrairement au cas linéaire, le problème d'observabilité des systèmes non linéaires se complique, dans la mesure où l'observabilité dans ce cas dépend de l'entrée appliquée. L'observabilité des systèmes non linéaire est définit à partir de la notion d'indiscernabilité (ou d'indistingabilité) (Hermann1977). Une synthèse sur la question est donnée dans (Bornard1993).

3.3.1 Observabilité et condition de rang

Définition 4 ***Indiscernabilité :*** *Deux états initiaux $x(t_0) = x_1$ et $x(t_0) = x_2$ sont dit indiscernables pour le système (3.5) si $\forall t \in [t_0, t_1]$, les sorties correspondantes $y_1(t)$ et $y_2(t)$ sont identiques quelle que soit l'entrée admissible $u(t)$ du système.*

Définition 5 ***Observabilité*** *Le système non linéaire (3.5) est dit observable s'il n'admet pas de paire indiscernable.*

En d'autres termes, un système est observable s'il n'existe pas d'états initiaux distincts qui ne puissent être départagés par un choix des entrées et un examen de la sortie du système.

Contrairement au cas linéaire, il n'existe pas de condition géométrique globale garantissant l'observabilité d'un système non linéaire. Cependant en localisant la relation d'indiscernabilité, Herman et Krener introduisent une notion d'observabilité locale faible, garantissant que tout point est instantanément discernable de son voisin, et caractérisable par une condition de rang analogue au cas linéaire, ceci dans le cas des systèmes non linéaires autonomes, une version non autonome peut être donnée en fonction des dérivées de Lie-Backlünd.

Définition 6 *Soit $I_U(x_0)$, pour un ouvert $U \subset \mathbb{R}^n$ et $x_0 \in U$, l'ensemble des points indiscernables de x_0. Considérons deux états initiaux $x(t_0) = x_0$ et $x(t_0) = x_1 \subset U$. On dit que x_1 est U-discernable de x_0 si, $\forall t \geq t_0$, les sorties correspondantes $y_1(t)$ et $y_0(t)$ sont identiques quelle que soit l'entrée admissible $u(t)$ du système et les trajectoires $x_1(t)$ et $x_0(t)$ appartiennent à U.*

Définition 7 ***Observabilité locale faible*** *L'état x_0 est dit localement faiblement observable s'il existe un voisinage ouvert V de x_0 tel que pour tout voisinage ouvert U de x_0 contenu dans $V(x_0)$, $I_U(x_0) = x_0$. Le système (3.5) est dit localement faiblement observable si pour tout $x \in U$ de $\mathbb{R}^n$, $I_U(x) \cap V(x) = x$.*

La notion d'observabilité locale assure que les trajectoires du système n'ont pas besoin de s'éloigner beaucoup des conditions initiales pour distinguer deux points. Cette notion d'observabilité devient localement faible lorsque l'on s'intéresse uniquement à la discernabilité des états initiaux proches l'un de l'autre.

La caractérisation formelle de la propriété d'observabilité locale faible s'appuie sur la notion d'espace d'observabilité.

Définition 8 ***Espace d'observabilité*** *(Conte1999) On définit la notion d'espace d'observabilité générique noté $d\mathcal{O}$ et définit par $d\mathcal{O} = \mathcal{X} \cap (\mathcal{Y} + \mathcal{U})$, avec*

$$\begin{array}{rcl} \mathcal{X} & = & Span_{\mathcal{K}} \mathrm{d}x \\ \mathcal{U} & = & Span_{\mathcal{K}} \mathrm{d}u^{(v)}, v \geq 0 \\ \mathcal{Y} & = & Span_{\mathcal{K}} \mathrm{d}y^{(w)}, w \geq 0 \end{array}$$

où $\mathcal{K}$ est l'ensemble des fonctions méromorphes.

Définition 9 *L'espace $d\mathcal{O}(x_0)$ (c'est à dire évalué en x_0) caractérise l'observabilité faible locale en x_0 du système (3.5). Le système (3.5) est dit satisfaisant la condition de rang d'observabilité en x_0 si*

$$dim d\mathcal{O}(x_0) = dim \mathcal{X} = n \tag{3.6}$$

Le système (3.5) satisfait la condition de rang d'observabilité si , pour tout $x \in \mathbb{R}^n$

$$dim d\mathcal{O}(x) = dim \mathcal{X} = n \tag{3.7}$$

Remarque 1 *Dans le cas du système linéaire (3.1), on considère alors l'ensemble des fonctions de sorties de $\mathbb{R}^n$ à valeurs dans $\mathbb{R}^p$ engendré par $Cx, CAx, \ldots, CA^{n-1}x$ et l'espace $d\mathcal{O} = \mathcal{Y}$, l'espace des différentielles de chacune de ces fonctions dans le cas autonome. En chaque point x, l'évaluation de $d\mathcal{O}$ est alors donné par $[C, CA, \ldots, CA^{n-1}]$. On retrouve ainsi la condition de rang donnée précédemment (3.2).*

Condition de rang forte

On suppose que la condition de rang d'observabilité forte soit satisfaite. On peut alors vérifier

$$\mathrm{rang}_{\mathcal{K}} \begin{pmatrix} \mathrm{d}h \\ \mathrm{d}L_f h \\ \vdots \\ \mathrm{d}L_f^{n-1} h \end{pmatrix} = n \tag{3.8}$$

ou avec une définition algébrique équivalente

$$\mathrm{rang}_{\mathcal{K}} \left(\frac{\partial(y, \dot{y}, \ldots, y^{(n-1)})}{\partial(x_1, x_2, \ldots, x_n)} \right) = n \tag{3.9}$$

où l'ensemble $\{h, L_f h, \ldots, L_f^{n-1} h\}$ représente l'ensemble des sorties mesurées de l'algébre commutative (Barbot2009) et de leur dérivées de Lie successives jusqu'à l'ordre $(n-1)$.

Cela implique que l'état x peut être déduit de la connaissance de la sortie et d'un nombre fini de ses dérivées.

La condition de rang forte permet d'assurer la régularité [1] dans la synthèse de l'observateur.

Il n'est toujours pas aisé dans le cas non linéaire de caractériser l'observabilité du système, car contrairement à ce qui se passe dans le cas linéaire, l'étude des (n-1) premières dérivées des sorties ne suffit pas à priori, ce qui ne garantit pas la régularité dans la synthèse des observateurs.

Condition de rang faible

On définit alors un ensemble des sorties mesurées de l'algèbre commutative (Barbot2009) et de leur dérivées de Lie successives jusqu'à l'ordre i pour $i > (n-1)$

$$\pounds(x) = \begin{bmatrix} h(x) \\ L_f h(x) \\ \vdots \\ L_f^{(n-1)} h(x) \\ \vdots \\ L_f^{(i)} h(x) \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

ou bien avec une définition algébrique équivalente :

$$\pounds(x) = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \\ \vdots \\ y^{(i)} \end{bmatrix} \tag{3.11}$$

où $y^{(i)}$ représente la dérivée à l'ordre i de y.

Soit le jacobien de la fonction $\pounds(x)$

$$J_{\pounds} = \frac{\partial(\pounds(x))}{\partial(x)} \tag{3.12}$$

Un critère seulement suffisant est que le jacobien (3.12) de la fonction $\pounds(x)$ soit de rang plein, i.e., le nombre de colonnes et/ou de lignes linéairement indépendantes de (3.12) soit égal à l'ordre du système.

1. la dimension de l'observateur est identique à celle du système

Remarque 2 *Si la condition de rang faible du jacobien de (3.12) est vérifiée mais pas la condition de rang forte (3.9), cela signifie que les états du système à observer sont situés dans les termes dérivatifs d'ordre supérieur à la dimension du système ce qui pose des problèmes d'observation par des observateurs classiques (copie du système + terme de correction en fonction de l'erreur de sortie).*

Exemple 1 *Soit le système suivant :*

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 - \frac{x_1^2}{2} \\ \dot{x}_2 = x_1^2 \\ y = x_1 \end{cases} \tag{3.13}$$

Dans ce système $y = x_1$ et $\dot{y} = x_2 - x_1^2$. La fonction $\pounds(x)$ est générée comme suit : $\pounds(x) = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \end{bmatrix}$.

Le jacobien de $\pounds(x)$ par rapport à l'état x est donné par : $J_{\pounds} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ x_1 & 1 \end{bmatrix}$. Le rang du Jacobien est égal à l'ordre du système (3.13), qui est une condition suffisante d'observabilité. Ce qui ne nécessite pas l'utilisation des dérivées d'ordre supérieur à 1 de y.

On prend maintenant l'exemple suivant :

Exemple 2

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -x_1 + \frac{x_2^2}{2} \\ \dot{x}_2 = -x_1^2 - 1 \\ y = x_1 \end{cases} \tag{3.14}$$

On applique le critère du rang (3.12) au système (3.14) :

$$\frac{\partial(y, \dot{y})}{\partial(x_1, x_2)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & x_2 \end{bmatrix}$$

Le rang de ce jacobien chute de 1 en $x_2 = 0$. Il existe donc une singularité d'observation du système (3.14) en $x_2 = 0$ et la condition (3.9) n'est pas vérifiée. On ne peut pas retrouver x_2 à partir de y et de sa dérivée à l'ordre 1 sur la droite d'inobservabilité $D = \{x/x_2 = 0\}$. Ceci peut être montré en dérivant une fois y :

$$\dot{y} = \dot{x}_1 = -x_1 + \frac{x_2^2}{2} = -y + \frac{x_2^2}{2} \implies x_2 = \pm\sqrt{2(\dot{y} + y)}$$

Le système (3.14) n'est pas observable car on ne peut pas déterminer le signe de x_2.

Mais ce constat ne permet pas d'affirmer que le système (3.14) est inobservable en $x_2 = 0$. Pour savoir si le système (3.14) est observable ou pas en $x_2 = 0$, on fait appel aux dérivées d'ordre supérieur de la sortie y. Soit alors $\ddot{y} = -\dot{x}_1 + 2x_2\dot{x}_2 = x_1 - \frac{x_2^2}{2} - 2x_2(x_1^2 + 1)$. Le jacobien (3.12) s'écrit alors

$$\frac{\partial(y, \dot{y}, \ddot{y})}{\partial(x_1, x_2)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & x_2 \\ 1 - 2x_1x_2 & -x_2 - 2(x_1^2 + 1) \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

On peut remarquer qu'en $x_2 = 0$ le rang de (3.15) est égal à l'ordre du système. Cette fois-ci, l'état x_2 peut être déduit par la sortie mesurée y et de ses dérivées aux ordres 1 et 2 comme suit :

$$\ddot{y} = -\dot{y} - 2x_2(y^2+1) \implies x_2 = -\frac{\ddot{y}+\dot{y}}{2(y^2+1)}$$

Le système (3.13) est donc localement observable. Cet exemple montre bien que le critère du rang (3.9) lié à l'étude des $(n-1)$ premières dérivées de y ne suffit pas pour observer les états du système (3.14) $(n = 2)$.

3.3.2 Observabilité et problème des entrées

Pour les définitions précédentes (4), (5), il peut y avoir des entrées pour lesquelles il existe des états qui ne sont pas discernables par ces entrées où d'une autre façon tout l'état x ne peut être déduit de la sortie et d'un nombre fini de ses dérivées.

Ce constat peut être illustrer par l'exemple suivant :

Soit le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = ux_2 \\ \dot{x}_2 = -x_2 \\ y = x_1 \end{cases} \tag{3.16}$$

Observabilité :

Ce système n'est pas observable pour $u = 0$ car cette entrée ne peut pas discerner x_1 et x_2 par examen de la sortie y. En effet, si $u = 0$, x_1 peut être déduit de y par contre x_2 ne peut pas être déduit par les dérivées supérieurs de y car $\dot{y} = \ddot{y} = \cdots = 0$ pour $u = \ddot{u} = \cdots = 0$.

Observateur :

Pour le système précédent (3.16) on peut construire un observateur de type Luenberger (Luenberger1971)

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = u\hat{x}_2 + l_1(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\hat{x}_2 + l_2(x_1 - \hat{x}_1) \\ \hat{y} = \hat{x}_1 \end{cases} \tag{3.17}$$

On écrit le système d'erreur entre le système (3.16) et son observateur (3.17) $e = x - \hat{x}$, on obtient

$$\begin{cases} \dot{e} = \begin{pmatrix} l_1 & u \\ l_2 & -1 \end{pmatrix} e \\ \hat{y} = \hat{x}_1 \end{cases} \tag{3.18}$$

Le déterminant de la matrice $\begin{pmatrix} l_1 & u \\ l_2 & -1 \end{pmatrix}$ du système d'erreur (3.18) donne : $\lambda^2 + \lambda(1 - l_1) - l_1 - l_2 u$. Quelque soit u le signe du produit des valeurs propres peut être négatif pour de grand u en valeur absolue, donc on a un gain qui dépend de l'entrée u. Si $u = 0$, les valeurs propres du système d'erreur (3.18) sont l_1 et -1. Ce qui signifie que le gain l_2 dans l'observateur (3.17) n'a aucune influence sur la dynamique de x_2 et que cette dynamique inobservable est en mode estimateur ($\dot{\hat{x}}_2 = -\hat{x}_2$). Néanmoins l'observateur (3.17) est stable car cette dynamique inobservable est stable (voir définition 3) $l_1 < 0$.

Contrairement donc aux systèmes linéaires, en général l'observabilité d'un système non linéaire ne suffit pas pour la synthèse d'un observateur, et qu'une telle synthèse doit prendre en compte le problème des entrées. Il en résulte que l'étude des propriétés des entrées pour un système donné est de grande importance pour la synthèse d'un observateur comme il le sera montré dans ce chapitre.

Définition 10 ***Entrée universelle*** *(Gauthier1981), (Hammouri2002) Une entrée u est dite universelle sur $[0, t]$ si pour tout couple d'états initiaux distincts $x_0 \neq \bar{x}_0$, il existe $\tau \in [0, t]$ tel que les sorties correspondantes $y(\tau, x_0)$ et $y(\tau, \bar{x}_0)$ soient différentes.*

En d'autres termes, une entrée universelle est une entrée qui permet de discerner tout couple d'état initiaux par examen de la sortie mesurée.

Définition 11 ***Entrée singulière*** *Une entrée non universelle sera dite entrée singulière.*

Une classe particulière de systèmes pour lesquels ont été caractérisées des propriétés plus fortes des entrées, est la classe des systèmes affines en l'état du type

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(u)x + B(u) \\ y(t) = Cx \end{cases} \tag{3.19}$$

En définissant

— la matrice de transition $\Phi(\tau, t)$ du système par

$$\begin{cases} \frac{d\Phi(\tau,t)}{d\tau} = A(u(\tau))\Phi(\tau, t) \\ \Phi(t, t) = I_d \end{cases} \tag{3.20}$$

— le grammien d'observabilité $\Gamma(t, T, u)$ par

$$\Gamma(t, T, u) := \int_t^{t+T} \Phi(\tau, t)^T C^T C \Phi(\tau, t) d\tau \tag{3.21}$$

— la plus petite valeur propre de $\Gamma(t, T, u)$: $\Upsilon(t, T, u)$

Il existe des caractérisations d'entrées "suffisamment universelles" pour permettre la synthèse d'observateurs.

Entrées Régulièrement Persistantes

Définition 12 *(Narendra1987), (Hammouri1990), (Besancon1999) Une entrée admissible (mesurable et bornée) u est dite réguliérement persistante pour le système (3.19) si il existe $T > 0$, $\alpha > 0$, et tels que $\Upsilon(t, T, u) \geq \alpha$ pour $t \geq t_0$*

Remarque 3 *Ces discussions sur le problème des entrées montrent qu'en général le gain d'observation et la stabilité de l'observateur dépendent de l'entrée (voir exemple (3.16)). Dans le cas où le système est dépourvu d'entrées singulières, ils sont appelés* ***systèmes uniformément observables****.*

3.4 Synthèse d'observateurs pour les systèmes interconnectés

3.4.1 Systèmes non linéaires interconnectés

Comme il a déjà été mentionné dans l'introduction, cette partie est inspirée et fait l'objet de la suite de mes travaux de thèse. On s'est particulièrement intéressés à la classe des systèmes non linéaires interconnectés (figure 3.1) présentant des singularités d'observation [2] et qui sont modélisés par les équations suivantes

$$\Sigma : \left\{ \begin{array}{l} \Sigma_1 : \left\{ \begin{array}{lcl} \dot{X}_1 & = & [A_1(X_2) + \Delta A_1(X_2)]X_1 + g_1(u, y, X_2) + \Delta g_1(u, y, X_2) \\ y_1 & = & C_1 X_1 \end{array} \right. \\ \\ \Sigma_2 : \left\{ \begin{array}{lcl} \dot{X}_2 & = & [A_2(X_1) + \Delta A_2(X_1)]X_2 + g_2(u, y, X_1) + \Delta g_2(u, y, X_1) \\ y_2 & = & C_2 X_2 \end{array} \right. \end{array} \right. \tag{3.22}$$

où $X_1 \in R^{n_1}$ et $X_2 \in R^{n_2}$ sont l'état du premier sous système et du second sous système, respectivement avec $n_1 + n_2 = n$ avec n_1 et n_2 sont les dimensions de chaque sous système.
$u \in U \subset R^m$ est l'ensemble des entrées admissibles et $y \in R^p$ sont les vecteurs d'entrée et de sortie du système complet.
A_1 et A_2 sont des matrices d'états appropriées. g_1 et g_2 sont des termes non linéaires.
Les matrices de sortie sont données par
$C_1 = \begin{pmatrix} 1 & ... & 0 & 0 \end{pmatrix}$ et $C_2 = \begin{pmatrix} 1 & ... & 0 & 0 \end{pmatrix}$.

Les termes $\Delta A_1(X_2)$, $\Delta A_2(X_1)$, $\Delta g_1(u, y, X_2)$ et $\Delta g_2(u, y, X_1)$ représentent les termes incertains de $A_1(X_2)$, $A_2(X_1)$, $g_1(u, y, X_2)$ et $\Delta g_2(u, y, X_1)$ respectivement.

Cette classe de systèmes non linéaires est proposée dans le cas où le système non linéaire (3.5) n'est pas sous une forme pour laquelle un observateur peut être synthétisé.

2. dans le sens où la définition (12) n'est pas vérifiée

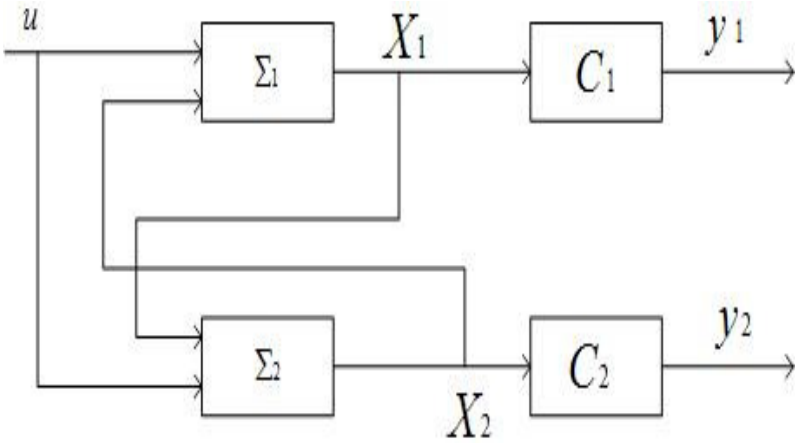


FIGURE 3.1: Forme interconnectée

3.4.2 Conception de l'observateur interconnecté

Le système non linéaire (3.22) est écrit comme une interconnexion entre deux sous-systèmes satisfaisant certaines conditions, pour lequel un observateur peut être synthétisé (Besancon1999), (Ghanes2010). L'idée de l'observateur interconnecté est de concevoir un observateur pour tout le système provenant de la synthèse séparée d'un observateur pour chaque sous-système, en supposant que pour chaque observateur calculé, l'état de l'autre sous-système est disponible.
Notons tout de même qu'en général, la stabilité de l'observateur interconnecté n'est pas garantie par la stabilité de chaque sous-observateur. Ceci est à interpréter dans le même sens que la conception séparée de l'observateur et de la commande ne signifie pas en général la stabilité de la commande basée sur l'observateur pour les systèmes non linéaires (le principe de séparation n'est pas vérifié). Cependant des conditions suffisantes basées sur la théorie de Lyapunov seront données pour assurer la convergence de l'ensemble du système observé.

La synthèse de l'observateur interconnecté adaptatif pour le système (3.22) requiert les hypothèses suivantes :

Hypothèse 1 *a- X_1 et X_2 sont bornés.*
b- $\Delta A_1(X_2)$, $\Delta A_2(X_1)$, $\Delta g_1(u, y, X_2)$ et $\Delta g_2(u, y, X_1)$.
c- $A_1(X_2)$ est globalement Lipschitz par rapport à X_2.
d- $A_2(X_1)$ est globalement Lipschitz par rapport à X_1.
e- $g_1(u, y, X_2)$ est globalement Lipschitz par rapport à X_2 et uniformément par rapport à (u, y).
f- $g_2(u, y, X_1)$ est globalement Lipschitz par rapport à X_1 et uniformément par rapport à (u, y).
g- A_1 est stable au sens de Lyapunov, i.e., il existe une matrice définie positive $S_1 > 0$ tel que $A_1^T S_1 + S_1 A_1 = -Q$ avec $Q \geq 0$.
h- A_2 est exponentiellement stable i.e., il existe une matrice définie positive $S_2 > 0$ $A_2^T S_2 + S_2 A_2 = -I$ où I est la matrice identité.

Définition 13 *On considère la fonction $\pounds(x)$ donnée dans (3.11). On définit $d\pounds(\tilde{X}) = \frac{\partial}{\partial \tilde{X}}(\pounds(\tilde{X}))$ le jacobien de la matrice d'observabilité avec $\tilde{X} = (y \quad X)^T$, avec $X = \begin{pmatrix}\hat{X}_1 & \hat{X}_2\end{pmatrix}$ où $\hat{X}_1$ et $\hat{X}_1$ qui seront donnés par l'observateur dans la suite.*

Soit alors $\mathbf{D} = det\ d\pounds(\tilde{X})$, le determinant normalisé du jacobien de la matrice d'observabilité. Ce determinant permet de tester l'observabilité faible locale du système (3.22) au sens de la définition 9.

On définit également $\mathbf{D}_{min} > 0$ comme la plus petite valeur de $\mathbf{D}$ tel que le système soit observable.

Dans ce qui suit, en prenant en compte l'hypothèse 1 et la définition 16, des conditions suffisantes seront établies pour que le système (3.23) soit un observateur (figure 3.2) du système complet (3.22) avec une convergence exponentielle pratique [3].

$$O : \begin{cases} O_1 : \begin{cases} \dot{Z}_1 = A_1(Z_2)Z_1 + g_1(u, y, Z_2) + \mathbf{M}S_1^{-1}C_1^T(y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{S}_1 = \mathbf{M}(-\rho_1 S_1 - A_1^T(Z_2)S_1 - S_1A_1(Z_2) + C_1^TC_1) \\ \hat{y}_1 = C_1Z_1 \end{cases} \\ O_2 : \begin{cases} \dot{Z}_2 = A_2(Z_1)Z_2 + g_2(u, y, Z_1) + \mathbf{M}S_2^{-1}C_2^T(y_2 - \hat{y}_2) \\ \dot{S}_2 = \mathbf{M}(-\rho_2 S_2 - A_2^T(Z_1)S_2 - S_2A_2(Z_1) + C_2^TC_2) \\ \hat{y}_2 = C_2Z_2 \end{cases} \\ \mathbf{M} = 1 \qquad si \quad |D| > D_{min}; \\ \mathbf{M} = \frac{|D|}{D_{min}} \quad si \quad |D| < D_{min}; \\ \mathbf{M} = 0 \qquad si \quad |D| = 0 \end{cases} \tag{3.23}$$

où $Z_1 = \hat{X}_1$, $Z_2 = \hat{X}_2$.

$S_i = S_i^T > 0$, i=1,2 sont des matrices définies positives.

ρ_1 et ρ_2 sont les paramètres de réglage de l'observateur.

Les termes $S_1^{-1}C_1^T$ et $S_2^{-1}C_2^T$ sont respectivement les gains des sous observateurs (O_1) et (O_2).

3. La stabilité pratique assure que l'erreur d'observation entre (3.22) et (3.23) converge exponentiellement vers une boule B_r de rayon $r > 0$. Pour plus de détails sur la stabilité pratique, voir (Laskhmikanthan1990) et l'article (Ghanes2010) joint en Annexe B

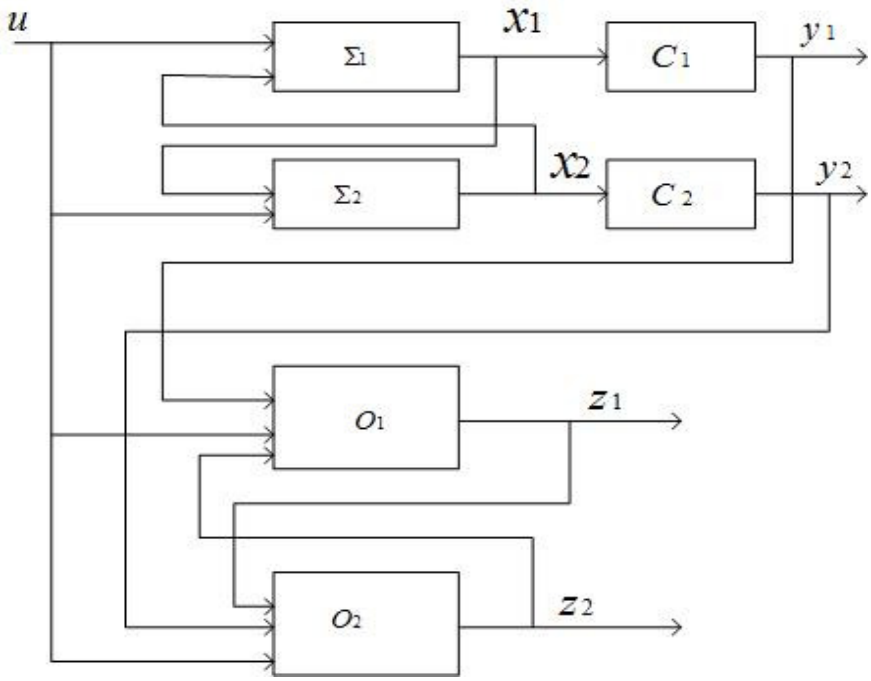


FIGURE 3.2: Observateur interconnecté

Quand le système n'est plus dans la zone observable, l'observateur (3.23) ne peut pas fonctionner. Une solution basée sur l'étude d'observabilité du système est alors introduite en utilisant une fonction de commutation adoucie **M** tel que l'observateur (3.23) fonctionne en mode estimateur [4].

Remarque 4 *1. Z_2 et Z_1 sont considérées comme des entrées des sous systèmes (O_1) et (O_2).*

2. Les solutions de $\dot{S}_1$ et $\dot{S}_2$ (3.23) sont des matrices symétriques et définies positives (pour plus de détails sur la preuve de la positivité de $S_i(t)$, $i = 1, 2$, voir l'article (Ghanes2010) joint en Annexe B).

3. Quand le système est observable, Z_1 et Z_2 satisfont la condition de régulièrement persistante [5] et l'observateur fonctionne en mode observateur.

4. Quand le système est inobservable, Z_1 et Z_2 ne satisfont pas la condition de régulièrement persistante et l'observateur fonctionne en mode estimateur.

5. $\|S_1\|$ et $\|S_2\|$ sont bornées quand le système (3.22) est observable et restent constantes quand le système (3.22) est inobservable.

3.4.3 Analyse de convergence de l'observateur

Dans le but de prouver la convergence de l'observateur proposé (3.23), des conditions suffisantes sont établies.

4. Un estimateur est la copie du système (3.22), i.e. observateur (3.23) sans terme de correction
5. dans le la définition 12

On définit les erreurs d'observation entre les sous-systèmes (Σ_1) et (Σ_2) et leur sous observateurs associés (O_1) et (O_2) comme suit

$$\begin{cases} \epsilon_1 &= X_1 - Z_1 \\ \epsilon_2 &= X_2 - Z_2. \end{cases}$$

Les dynamiques des erreurs s'écrivent

$$\Sigma_\epsilon : \begin{cases} \dot{\epsilon_1} &= [A_1(Z_2) - \mathbf{M}S_1^{-1}C_1^TC_1]\epsilon_1 + g_1(u,y,X_2) + \Delta g_1(u,y,X_2) - g_1(u,y,Z_2) \\ &+ [A_1(X_2) + \Delta A_1(X_2) - A_1(Z_2)]X_1 \\ \dot{\epsilon_2} &= [A_2(Z_1) - \mathbf{M}S_2^{-1}C_2^TC_2]\epsilon_2 + g_2(u,y,X_1) + \Delta g_2(u,y,X_1) - g_2(u,y,Z_1) \\ &+ [A_2(X_1) + \Delta A_2(X_1) - A_2(Z_1)]X_2. \end{cases} \tag{3.24}$$

Théorème 1 *On considère le système (3.22) et on suppose que l'hypothèse 1 est vérifiée. Alors, le système (3.23) est un observateur pour le système (3.22) avec une convergence exponentielle pratique, pour $\rho_1 > 0$ et $\rho_2 > 0$ suffisamment larges.*

Preuve 1 *On considère la fonction de Lyapunov candidate suivante*

$$V_o = V_1 + V_2 \tag{3.25}$$

où $V_1 = \epsilon_1^T S_1 \epsilon_1$ et $V_2 = \epsilon_2^T S_2 \epsilon_2$.

La fonction de Lyapunov candidate (3.25) est bien choisie car $S_i(t), i = 1,2$ est définie positive (Ghanes2010).
La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov tout au long de (3.24) est donnée par

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= -M\epsilon_1^TC_1^TC_1\epsilon_1 - M\rho_1\epsilon_1^TS_1\epsilon_1 + \epsilon_1^T[A_1^T(Z_2)S_1 + S_1A_1(Z_2)]\epsilon_1(1-M) \\ &+2\epsilon_1^TS_1[A_1(X_2) + \Delta A_1(X_2) - A_1(Z_2)]X_1 \\ &+2\epsilon_1^TS_1[g_1(u,y,X_2) + \Delta g_1(u,y,X_2) - g_1(u,y,Z_2] - M\epsilon_2^TC_2^TC_2\epsilon_2 - M\rho_2\epsilon_2^TS_2\epsilon_2 \\ &+\epsilon_2^T[A_2(Z_1)^TS_2 + S_2A_2(Z_1)]\epsilon_2(1-M) + 2\epsilon_2^TS_2[A_2(X_1) + \Delta A_2(X_1) - A_2(Z_1)]X_2 \\ &+2\epsilon_2^TS_2[g_2(u,y,X_1) + \Delta g_2(u,y,X_1) - g_2(u,y,Z_1]. \end{aligned}$$

En introduisant la norme, il s'en suit

$$\begin{aligned} \dot{V}_o \leq &- M\epsilon_1^TC_1^TC_1\epsilon_1 - M\rho_1\epsilon_1^TS_1\epsilon_1 - M\rho_1\epsilon_1^TS_1\epsilon_1 \\ &+\epsilon_1^T\left\{A_1^T(Z_2)S_1 + S_1A_1(Z_2)\right\}\epsilon_1(1-M) \\ &+2\left\|\epsilon_1\right\|\left\|S_1\right\|\left\|\{A_1(X_2) + \Delta A_1(X_2) - A_1(Z_2)\}\right\|\left\|X_1\right\| \\ &+2\left\|\epsilon_1\right\|\left\|S_1\right\|\left\|\{g_1(u,y,X_2) + \Delta g_1(u,y,X_2) - g_1(u,y,Z_2)\}\right\| \\ &-M\epsilon_2^TC_2^TC_2\epsilon_2 - M\rho_2\epsilon_2^TS_2\epsilon_2 + \epsilon_2^T\left\{A_2^T(Z_1)S_2 + S_2A_2(Z_1)\right\}\epsilon_2(1-M) \\ &+2\left\|\epsilon_2\right\|\left\|S_2\right\|\left\|\{A_2(X_1) + \Delta A_2(X_1) - A_2(Z_1)\}\right\|\left\|X_2\right\| \\ &+2\left\|\epsilon_2\right\|\left\|S_2\right\|\left\|\{g_2(u,y,X_1) + \Delta g_2(u,y,X_1) - g_2(u,y,Z_1)\}\right\| \end{aligned} \tag{3.26}$$

En utilisant les hypothèses 1-a-b-c-e-f, les inégalités suivantes sont vérifiées.

$$\begin{cases} \|S_1\| \leq k_1; \\ \|\{A_1(X_2) - A_1(Z_2)\}\| \leq k_2 \|\epsilon_2\|; \\ \|X_1\| \leq k_3; \\ \|\{g_1(u,y,X_2) - g_1(u,y,Z_2)\}\| \leq k_4 \|\epsilon_2\|; \\ \|S_2\| \leq k_5; \\ \|\{A_2(X_1) - A_2(Z_1)\}\| \leq k_6 \|\epsilon_1\|; \\ \|X_2\| \leq k_7; \\ \|\{g_2(u,y,X_1) - g_2(u,y,Z_1)\}\| \leq k_8 \|\epsilon_1\|; \\ \Delta A_1(X_2) \leq \xi_1; \\ \Delta A_1(X_2) \leq \xi_2; \\ \Delta g_1(u,y,X_2) \leq \xi_3; \\ \Delta g_2(u,y,X_1) \leq \xi_4. \end{cases} \tag{3.27}$$

Par le biais des inégalités (3.27) et de l'hypothèse 1-f-g, (3.26) peut s'écrire sous la forme

$$\begin{aligned} \dot{V}_o \leq & - M\epsilon_1^T C_1^T C_1 \epsilon_1 - M\rho_1 \epsilon_1^T S_1 \epsilon_1 - \epsilon_1^T Q \epsilon_1 (1-M) + 2\mu_1 \|\epsilon_1\| \|\epsilon_2\| + 2\mu_2 \|\epsilon_1\| \|\epsilon_2\| \\ & - \epsilon_2^T \epsilon_2 (1-M) + \mu_4 \|\epsilon_1\| - M\epsilon_2^T C_2^T C_2 \epsilon_2 - M\rho_2 \epsilon_2^T S_2 \epsilon_2 \\ & + 2\mu_3 \|\epsilon_2\| \|\epsilon_1\| + \mu_5 \|\epsilon_2\| + 2\mu_6 \|\epsilon_2\| \|\epsilon_1\| \end{aligned} \tag{3.28}$$

avec $\mu_1 = k_1k_2k_3$, $\mu_2 = k_1k_4$, $\mu_3 = k_5k_6k_7$, $\mu_4 = 2(k_1k_3\xi_1 + k_1\xi_3)$, $\mu_5 = 2(k_5k_7\xi_2 + k_5\xi_4)$, $\mu_6 = k_5k_8$.

Les paramètres k_j, $j = 1, \ldots, 8$ *et* ξ_i, $i = 1, \ldots, 4$ *sont des constantes positives qui sont déterminées par le calcul des valeurs maximales de* X_1, X_2, A_1, A_2, g_1, S_1, S_2, $\Delta A_1(X_2)$, $\Delta A_2(X_1)$, $\Delta g_1(u,y,X_2)$ *et* $\Delta\varphi(u,y)$.

On sait que $0 \leq M \leq 1$, $Q \geq 0$ *et* $C_i^T C_i \geq 0$, $i = 1,2$, *alors la fonction (3.28) devient*

$$\begin{aligned} \dot{V}_o \leq & - M\rho_1 \epsilon_1^T S_1 \epsilon_1 + 2\mu_1 \|\epsilon_1\| \|\epsilon_2\| + 2\mu_2 \|\epsilon_1\| \|\epsilon_2\| \\ & + \mu_4 \|\epsilon_1\| - M\rho_2 \epsilon_2^T S_2 \epsilon_2 + 2\mu_3 \|\epsilon_2\| \|\epsilon_1\| + 2\mu_6 \|\epsilon_2\| \|\epsilon_1\| + \mu_5 \|\epsilon_2\| \end{aligned} \tag{3.29}$$

Maintenant on va utiliser les inégalités suivantes

$$\begin{cases} \lambda_{\min}(S_i) \|\epsilon_i\|^2 \leq \|\epsilon_i\|_{S_i}^2 \leq \lambda_{\max}(S_i) \|\epsilon_i\|^2 \\ \|\epsilon_i\|_{S_i}^2 = \epsilon_i^T S_i \epsilon_i, \ i = 1,2 \end{cases}$$

où $\lambda \min(S_i)$ *et* $\lambda \max(S_i)$ *sont respectivement les valeurs minimale et maximale de* S_i.

En écrivant (3.29) en fonction de V_1 *et* V_2, *on obtient*

$$\dot{V}_o \leq -M(\rho_1 V_1 - \rho_2 V_2) + 2(\tilde{\mu}_1 + \tilde{\mu}_2 + \tilde{\mu}_3 + \tilde{\mu}_4)\sqrt{V_1}\sqrt{V_2} + \mu_4 \|\epsilon_1\| + \mu_5 \|\epsilon_2\| \tag{3.30}$$

où $\tilde{\mu}_i = \frac{\mu_i}{\sqrt{\lambda_{min}(S_1)}\sqrt{\lambda_{min}(S_2)}}$, $i = 1,2,3,4$.

Par la suite en utilisant l'inégalité suivante

$$\sqrt{V_1}\sqrt{V_2} \leq \frac{\upsilon}{2}V_1 + \frac{1}{2\upsilon}V_2, \forall \upsilon \in]0,1[,$$

il s'en suit que (3.30) peut être réécrite sous la forme suivante

$$\dot{V}_o \leq -(\mathbf{M}\rho_1 - N\upsilon)V_1 - (\mathbf{M}\rho_2 - \frac{N}{\upsilon})V_2 + \mu_4 \|\epsilon_1\| + \mu_5 \|\epsilon_2\| . \tag{3.31}$$

où $N = \tilde{\mu}_1 + \tilde{\mu}_2 + \tilde{\mu}_3 + \tilde{\mu}_4$.
En posant $\mu = max(\mu_4, \mu_5)$, *on peut distinguer deux cas. Un premier cas où le système est observable* ($M = 1$) *et un second cas où il est inobservable* ($M = 0$) *mais détectable au sens de la définition 3.*

1) Quand $\mathbf{M} = 1$ *(conditions observables), (3.31) devient*

$$\dot{V}_o(\mathbf{M} = 1) \leq -\delta' V_o + r, \tag{3.32}$$

où

$$\begin{cases} \delta' = (\delta - \frac{1}{2\upsilon}) \\ r = \mu^2 \frac{\upsilon}{2} \\ \delta = min(\delta_1, \delta_2) \\ \delta_1 = (\rho_1 - N\upsilon) > 0 \\ \delta_2 = (\rho_2 - \frac{N}{\upsilon}) > 0 \end{cases} \tag{3.33}$$

En choisissant $\delta > \frac{1}{2\upsilon}$, *il s'en suit que l'origine du système (3.24) est pratiquement exponentiellement stable.*

2) Quand $\mathbf{M} = 0$ *(conditions inobservables), (3.31) devient*

$$\dot{V}_o(\mathbf{M} = 0) \leq \tilde{K}' V_o + r, \tag{3.34}$$

où $\tilde{K}' = (\tilde{K} + \frac{1}{2\upsilon})$ *et* $\tilde{K} = max(N\upsilon, \frac{N}{\upsilon})$.

On définit une trajectoire de temps $T = \tau_{obs} + \tau_{inobs}$ *(voir figure 3.3), qui est composée d'un intervalle de temps observable et d'un autre interalle de temps inobservable. Alors, on peut écrire la solutions des inégalités (3.32) et (3.34).*

Cas $\mathbf{M} = 1$:

$$V_o^0(\mathbf{M} = 1) \leq exp^{-\delta' \tau_{obs}} V_o^0(\mathbf{M} = 0) + \frac{1 - e^{-\delta' \tau_{obs}}}{\delta'} r.$$

Cas $\mathbf{M} = 0$:

$$V_o^1(\mathbf{M}=0) \leq e^{\tilde{K}'\tau_{inobs}} V_o^0(\mathbf{M}=1) + \frac{e^{\tilde{K}'\tau_{inobs}} - 1}{\tilde{K}'} r.$$

Maintenant on défit la différence entre les fonctions de Lyapunov $V_o^1(\mathbf{M}=0)$ *et* $V_o^0(\mathbf{M}=0)$ *(comme il a été introduit dans (Balluchi2003)) dans le but d'étudier le signe de la variation de la fonction de Lyapunov* V_o *pour tout le cycle* T [6].

$$\begin{aligned} \Delta V_o \leq V_o^1(\mathbf{M}=0) - V_o^0(\mathbf{M}=0) : &= (e^{\tilde{K}'\tau_{inobs} - \delta'\tau_{obs}} - 1) V_o^0(\mathbf{M}=0) \\ &+ [e^{\tilde{K}'\tau_{inobs}} (\frac{1 - e^{-\delta'\tau_{obs}}}{\delta'}) + \frac{e^{\tilde{K}'\tau_{inobs}} - 1}{\tilde{K}'}] r. \end{aligned}$$

On obtient ainsi une stabilité au sens pratique de l'observateur avec la condition suivante

$$\tilde{K}'\tau_{inobs} - \delta'\tau_{obs} < 0. \tag{3.35}$$

Ce qui signifie que la condition (3.35) permet d'assurer que la fonction de Lyapunov V_0 *converges vers l'intervalle* $[0, V_0^{max}]$ *où*

$$V_0^{max} = \frac{[e^{\tilde{K}'\tau_{inobs}} (\frac{1-e^{-\delta'\tau_{obs}}}{\delta'}) + \frac{e^{\tilde{K}'\tau_{inobs}-1}}{\tilde{K}'}] r}{1 - \tilde{K}'\tau_{inobs} - \delta'\tau_{obs}}.$$

Si $r = 0$, *une convergence exponentielle vers zéro est obtenue.*

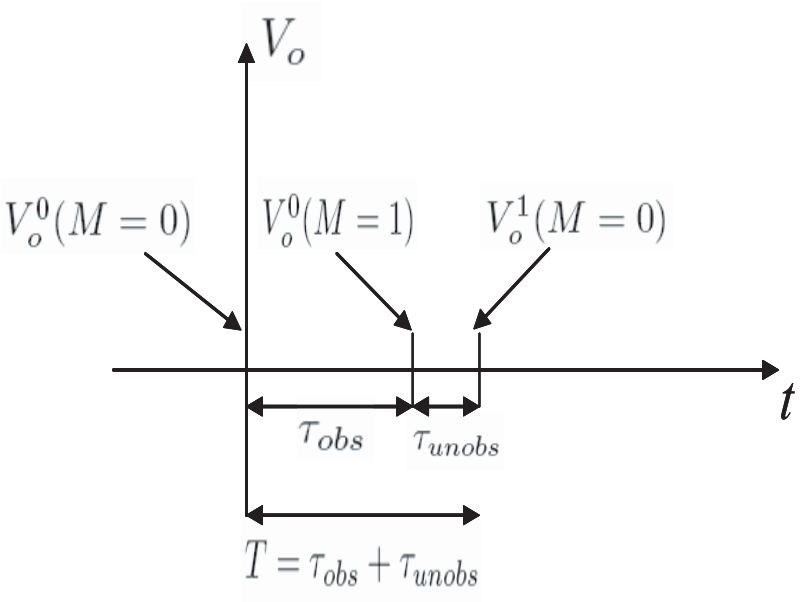


FIGURE 3.3: Fonction de Lyapunov V_o pour $T = \tau_{obs} + \tau_{unobs}$.

6. cycle composé des conditions observable et inobservable

Remarque 5 *L'application de l'observateur proposé dans ce chapitre est faite dans le cadre de la commande sans capteur mécanique des machines asynchrones et est présentée dans le pargraphe 5.2.2.*

Les travaux de recherche qui seront décrits dans la seconde partie de ce chapitre concernent l'estimation simultanée de l'état et des paramètres d'un système non linéaires. L'intérêt de ces travaux théoriques est justifié par les applications dans le domaine des systèmes chaotiques, qui est un champ d'application privilégié du laboratoire ECS-Lab.

3.5 Synthèse d'observateurs pour les systèmes en cascade

3.5.1 Systèmes non linéaires en cascade

La classe des systèmes non linéaires affines en l'état sont utilisés dans cette partie. Ce travail est inspiré des mes collaborations avec G. Zheng pour une utilisation dans le domaine des systèmes chaotiques pour estimer simultanément l'état et les paramètres du système. Cette classe est modélisée par les équations suivantes.

$$\begin{cases} \dot{x} = A(y,u,x,\theta)\,x + \beta(y,u,x,\theta) + \varphi(y,u,x,\theta)\,\theta \\ y = Cx \end{cases} \tag{3.36}$$

où $x \in R^n$, $u \in R^l, y \in R^p$, $\theta \in R^q$ sont respectivement l'état, l'entrée, la sortie du système et les paramètres. A, β, φ et C sont des matrices de dimension appropriées, et les composantes de la matrice A, des vecteurs β et φ sont des fonctions continues dépendant de u, y et$x_1, ..., x_{i-1}, \theta_1, ..., \theta_{i-1}$, pour $1 \leq i \leq p$ et uniformément bornés, avec

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_p \end{pmatrix}, \quad y = \begin{pmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_p \end{pmatrix}, \quad \theta = \begin{pmatrix} \theta_1 \\ \vdots \\ \theta_p \end{pmatrix}$$

$$A(y,u,x,\theta) = diag\left(A_1(y,u), \cdots, A_p(y,u,x_1,...,x_{p-1},\theta_1,...,\theta_{p-1})\right),$$

$$C = diag\left(\ C_1, \ \cdots, \ C_p\ \right),$$

$$\beta(y,u,x,\theta) = \begin{pmatrix} \beta_1(y,u) \\ \vdots \\ \beta_p\left(\ y,u,x_1,...,x_{p-1},\theta_1,...,\theta_{p-1}\ \right) \end{pmatrix},$$

$$\varphi(y,u,x,\theta) \ = \ diag\left(\ \varphi_1(y,u), \cdots, \varphi_p(y,u,x_1,...,x_{p-1},\theta_1,...,\theta_{p-1}) \qquad \right)$$

où $x_i \in R^{n_i}$, $\theta_i \in R^{q_i}$, $y_i \in R$, A_i, β_i, φ_i, C_i sont des matrices de dimensions appropriées, pour $1 \leq i \leq p$, $u \in R^l$. Et $\sum_{i=1}^{p} n_i = n$, $\sum_{i=1}^{p} q_i = q$.

Dans ce qui suit, la dépendance de $u, y, x_1, ..., x_{i-1}, \theta_1, ..., \theta_{i-1}$ et $\hat{x}_{i-1}, \hat{\theta}_1, ..., \hat{\theta}_{i-1}$, avec A_i, φ_i, β_i et $\hat{A}_i$, $\hat{\varphi}_i$, $\hat{\beta}_i$ sera omise pour alléger les notations.

3.5.2 Conception de l'observateur

Avant d'introduire notre résultat principal, on pose les hypothèses suivantes

Hypothèse 2 *Si l'entrée est persistante dans le sens de la définition 12, i.e. il existe $\alpha_{2,i} > \alpha_{1,i} > 0$, $T_{1,i} > 0$ et $t_0 \geq 0$ tel que pour toute condition initiale x_0, la condition suivante pour tout $t \geq t_0$ est statisfaite.*

$$\alpha_{1,i} I \leq \int_{t}^{t+T_{1,i}} \Psi^T_{(u,x_0,i)}(s,t)\, C_i^T \Sigma_i(s)\, C_i \Psi_{(u,x_0,i)}(s,t)\, ds \leq \alpha_{2,i} I$$

où $\Psi_{(u,x_0,i)}$ représente la matrice de transition du système (3.20)

$$\begin{cases} \dot{x}_i = A_i(y, u, x_1, ..., x_{i-1}, \theta_i, ..., \theta_{i-1})\, x_i, \\ y_i = C_i x_i \end{cases}$$

avec Σ_i est une matrice bornée définie positive, pour $1 \leq i \leq p$.

Hypothèse 3 *On considère la matrice*

$$\Lambda = diag\left(\Lambda_1, ..., \Lambda_p\right),$$

où Λ_i est une matrice définie par

$$\dot{\Lambda}_i = \left\{A_i - S_i^{-1} C_i^T \Sigma_i C_i\right\} \Lambda_i + \varphi_i$$

On assume que φ_i est persistante tel qu'il existe $\gamma_{2,i} > \gamma_{1,i} > 0$, $T_{2,i} > 0$ et $t_0 \geq 0$ et des matrices définies positives Σ, i telles que les hypothèses suivantes sont vérifiées

$$\gamma_{1,i} I \leq \int_{t}^{t+T_{2,i}} \Lambda_i^T(s)\, C_i^T \Sigma_i(s)\, C_i \Lambda_i(s)\, ds \leq \gamma_{2,i} I$$

pour tout $t \geq t_0$ et pour $1 \leq i \leq p$.

Hypothèse 4 *On assume que les composantes x et θ sont bornées i.e. il existe des constantes positives tel que*

$$\|x_i\| \leq \delta_i^x, \quad \|\theta_i\| \leq \delta_i^\theta$$

et les inégalités suivnates sont vérifiées.

$$\|\hat{A}_i - A_i\| \leq \sum_{j=1}^{i-1} \delta_j^A \|e_j\| + \sum_{j=1}^{i-1} \varrho_j^A \|e_{\theta_j}\|$$

$$\|\hat{\beta}_i - \beta_i\| \leq \sum_{j=1}^{i-1} \delta_j^{\beta} \|e_j\| + \sum_{j=1}^{i-1} \varrho_j^{\beta} \|e_{\theta_j}\|$$

$$\|\hat{\varphi}_i - \varphi_i\| \leq \sum_{j=1}^{i-1} \delta_j^{\varphi} \|e_j\| + \sum_{j=1}^{i-1} \varrho_j^{\varphi} \|e_{\theta_j}\|$$

où $e_i = x_i - z_i$ *et* $e_{\theta_i} = \theta_i - \hat{\theta}_i$, *pour* $1 \leq i \leq p$.

Théorème 2 *On considère les système (3.36). Si les hypothèses 2, 3 et 4 sont satisfaites, alors le système suivant*

$$\begin{aligned} \dot{z} &= A\left(y, u, z, \hat{\theta}\right) z + \beta\left(y, u, z, \hat{\theta}\right) + \varphi\left(y, u, z, \hat{\theta}\right) \hat{\theta} \\ &\quad + \left\{S^{-1} C^T + \Lambda \Gamma^{-1} \Lambda^T C^T\right\} \Sigma \left(y - Cz\right) \end{aligned}$$

où

$$\begin{cases} \dot{z}_i = \hat{A}_i z_i + \hat{\beta}_i + \hat{\varphi}_i \hat{\theta}_i + \left\{S_i^{-1} C_i^T + \Lambda_i \Gamma_i^{-1} \Lambda_i^T C_i^T\right\} \Sigma_i \left(y_i - C_i z_i\right) \\ \dot{S}_i = -\rho_i S_i - \hat{A}_i^T S_i - S_i \hat{A}_i + C_i^T \Sigma_i C_i \\ \dot{\Lambda}_i = \left\{\hat{A}_i - S_i^{-1} C_i^T \Sigma_i C_i\right\} \Lambda_i + \hat{\varphi}_i \\ \dot{\Gamma}_i = -\lambda_i \Gamma_i + \Lambda_i^T C_i^T \Sigma_i C_i \Lambda_i \\ \dot{\hat{\theta}}_i = \Gamma_i^{-1} \Lambda_i^T C_i^T \Sigma_i \left(y_i - C_i z_i\right) \end{cases} \tag{3.37}$$

est un observateur exponentiel du système (3.36), où ρ_i *et* λ_i *sont des constantes suffisamment larges (les paramètres de réglage de la convergence de l'observateur) et* Σ_i *sont des matrices définies positives pour* $1 \leq i \leq p$.

3.5.3 Preuve de convergence de l'observateur

Soit $e = (e_1, ..., e_p)^T$ et celle sur les paramètres $e_\theta = \left(e_{\theta_1}, ..., e_{\theta_p}\right)^T$. Les erreurs d'observation sur l'état et les paramètres sont définies comme suit
$e_i = x_i - z_i$ et $e_{\theta_i} = \theta_i - \hat{\theta}_i$, où θ_i est considérer constant, pour $1 \leq i \leq p$.

Dans un cas général où $1 \leq i \leq p$, les dynamique des erreurs d'observation sur l'état et les paramètres $e_i = x_i - z_i$ et $e_{\theta_i} = \theta_i - \hat{\theta}_i$ s'écrivent sous la forme suivante

$$\begin{aligned} \dot{e}_i &= \left(A_i - S_i^{-1} C_i^T \Sigma_i C_i - \Lambda_i \Gamma_i^{-1} \Lambda_i^T C_i^T \Sigma_i C_i\right) e_i \\ &\quad + \varphi_i e_{\theta_i} + \left(\hat{A}_i - A_i\right) x_i + \left(\hat{\beta}_i - \beta_i\right) + \left(\hat{\varphi}_i - \varphi_i\right) \theta_i \end{aligned}$$

et

$$\dot{e}_{\theta_i} = -\Gamma_i^{-1} \Lambda_i^T C_i^T \Sigma_i C_i e_i \tag{3.38}$$

Maintenant, en introduisant le changement de variable suivant

$$\epsilon_i = e_i - \Lambda_i e_{\theta_i}$$

on obtient

$$\dot{\epsilon}_i = \left(A_i - S_i^{-1}C_i^T\Sigma_i C_i\right)\epsilon_i + \left(\hat{A}_i - A_i\right)x_i + \left(\hat{\beta}_i - \beta_i\right) + \left(\hat{\varphi}_i - \varphi_i\right)\theta_i \qquad (3.39)$$

Grâce aux hypothèses 2 et 3, S_i et Γ_i sont des matrices définies positives. Ce qui permet de définir la fonction candidate de Lyapunov

$$v_i = \epsilon_i^T S_i \epsilon_i + e_{\theta_i}^T \Gamma_i e_{\theta_i}$$

Sa dérivée tout au long des trajectoires générées par (3.38) et (3.39) donnes

$$\begin{aligned}\dot{v}_i &= -\rho_i \epsilon_i^T S_i \epsilon_i - \lambda_i e_{\theta_i}^T \Gamma_i e_{\theta_i} - \left(\epsilon_i + \Lambda_i e_{\theta_i}\right)^T C_i^T \Sigma_i C_i \left(\epsilon_i + \Lambda_i e_{\theta_i}\right) \\ &\quad +2\epsilon_i^T S_i \left\{ \left(\hat{A}_i - A_i\right)x_i + \left(\hat{\beta}_i - \beta_i\right) + \left(\hat{\varphi}_i - \varphi_i\right)\theta_i \right\}\end{aligned}$$

En utilisant les hypothèses 2, 3 et 4 on obtient

$$\begin{aligned}\dot{v}_i \leq\ & -\rho_i \epsilon_i^T S_i \epsilon_i - \lambda_i e_{\theta_i}^T \Gamma_i e_{\theta_i} + 2\|\epsilon_i\|\|S_i\| \left\{ \delta_i^x \left(\sum_{j=1}^{i-1} \delta_j^A \|e_j\| + \sum_{j=1}^{i-1} \varrho_j^A \|e_{\theta_j}\| \right) \right\} \\ & +2\|\epsilon_i\|\|S_i\| \left\{ \sum_{j=1}^{i-1} \delta_j^\beta \|e_j\| + \sum_{j=1}^{i-1} \varrho_j^\beta \|e_{\theta_j}\| \right\} \\ & +2\|\epsilon_i\|\|S_i\| \left\{ \delta_i^\theta \left(\sum_{j=1}^{i-1} \delta_j^\varphi \|e_j\| + \sum_{j=1}^{i-1} \varrho_j^\varphi \|e_{\theta_j}\| \right) \right\}\end{aligned}$$

qui peut être réécrite sous la forme suivante

$$\begin{aligned}\dot{v}_i \leq\ & -\rho_i \epsilon_i^T S_i \epsilon_i - \lambda_i e_{\theta_i}^T \Gamma_i e_{\theta_i} \\ & +2\|\epsilon_i\|\|S_i\| \sum_{j=1}^{i-1} \left\{ \delta_i^x \delta_j^A + \delta_j^\beta + \delta_i^\theta \delta_j^\varphi \right\} \|e_j\| \\ & +2\|\epsilon_i\|\|S_i\| \sum_{j=1}^{i-1} \left\{ \delta_i^x \varrho_j^A + \varrho_j^\beta + \delta_i^\theta \varrho_j^\varphi \right\} \|e_{\theta_j}\|\end{aligned}$$

En utilisant les inégalités suivantes

$$\|x\|\|y\| \leq \frac{1}{2}\left(\|x\|^2 + \|y\|^2\right)$$

on obtient

$$\begin{aligned}\dot{v}_i \leq\ & -\rho_i \epsilon_i^T S_i \epsilon_i - \lambda_i e_{\theta_i}^T \Gamma_i e_{\theta_i} + \sum_{j=1}^{i-1} \left\{ L_{j,1}^i + L_{j,2}^i \right\} \|\epsilon_i\|^2 \\ & + \sum_{j=1}^{i-1} L_{j,1}^i \|e_j\|^2 + \sum_{j=1}^{i-1} L_{j,2}^i \|e_{\theta_j}\|^2\end{aligned}$$

où

$$\begin{aligned} L^i_{j,1} &= \|S_i\| \left\{ \delta^x_i \delta^A_j + \delta^\beta_j + \delta^\theta_i \delta^\varphi_j \right\} \\ L^i_{j,2} &= \|S_i\| \left\{ \delta^x_i \varrho^A_j + \varrho^\beta_j + \delta^\theta_i \varrho^\varphi_j \right\} \end{aligned}$$

pour $1 \leq i \leq p$, $1 \leq j \leq i-1$, avec $L^1_{j,1} = L^1_{j,1} = 0$.

Maintenant, on applique le résultat suivant

$$\|x+y\|^2 \leq 2\left(\|x\|^2 + \|y\|^2\right)$$

et après quelques calculs, on obtient

$$\begin{aligned} \dot{v}_i \leq & -\left\{ \rho_i - \frac{\sum_{j=1}^{i-1}\left(L^i_{j,1} + L^i_{j,2}\right)}{\eta_i} \right\} \epsilon_i^T S_i \epsilon_i - \lambda_i e^T_{\theta_i} \Gamma_i e_{\theta_i} \\ & + \sum_{j=1}^{i-1} \left\{ \frac{2L^i_{j,1}}{\eta_j} \epsilon_j^T S_j \epsilon_j \right\} + \sum_{j=1}^{i-1} \left\{ \frac{2L^i_{j,1}\|\Lambda_j\|^2 + L^i_{j,2}}{\chi_j} e^T_{\theta_j} \Gamma_j e_{\theta_j} \right\} \end{aligned}$$

ou encore

$$\dot{v}_i \leq -\mu_i v_i + \sum_{j=1}^{i-1} \kappa_{i,j} v_j$$

où $\mu_i = \min\left\{ \rho_i - \frac{\sum_{j=1}^{i-1}\left(L^i_{j,1}+L^i_{j,2}\right)}{\eta_i}, \lambda_i \right\}$ et $\kappa_{i,j} = \max\left\{ \frac{2L^i_{j,1}}{\eta_j}, \frac{2L^i_{j,1}\|\Lambda_j\|^2+L^i_{j,2}}{\chi_j} \right\}$, avec $\kappa_{1,j} = 0$.

A partir de ce résultat, une fonction de Lyapunov globale peut être choisie comme suit

$$v = \sum_{i=1}^{p} v_i$$

Sa dérivée est donnée par

$$\dot{v} = \sum_{i=1}^{p} \dot{v}_i,$$

On a alors

$$\begin{aligned} \dot{v} &\leq \sum_{i=1}^{p} \left\{ -\mu_i v_i + \sum_{j=1}^{i-1} \kappa_{i,j} v_j \right\} \\ &= \sum_{i=1}^{p} \left(-\mu_i + \sum_{j=i+1}^{p} \kappa_{j,i} \right) v_i \end{aligned}$$

Par conséquence, si $\mu = \min\left\{ \mu_i | \mu_i > \sum_{j=i+1}^{p} \kappa_{j,i},\ 1 \leq i \leq p \right\}$, on arrive au résultat final suivant

$$\dot{v} \leq -\mu v < 0,$$

qui signifie que les dynamiques des erreurs d'observation (3.38) et (3.39) sont exponentiellement stables.

Remarque 6 *L'application de l'observateur proposé dans ce chapitre est faite dans le cadre de l'estimation simultanée de l'état et des paramètres d'un système chaotique pour la synchronisation des systèmes chaotiques. Cette application est présentée dans la section 6.2.*

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une contribution théorique portant sur la synthèse d'observateurs adaptatifs a été présentée pour une classe de systèmes non linéaires présentant des singularités d'observation et des systèmes pour laquelle un besoin d'estimation simultanée de l'état du système et de ces paramètres est nécessaire. Ce travail de recherche s'inspire de mes travaux publiés dans (Ghanes2010) et (Ghanes2008) que j'ai effectué au sein du laboratoire ECS-Lab depuis mon recrutement en 2006. La classe des systèmes non linéaires considérée est la forme interconnectée ou en cascade. La forme de ces systèmes interconnectés (incluant les systèmes en cascade) présentée dans ce chapitre permet la synthèse des observateurs interconnectés pour des systèmes non linéaires pour lesquels un observateur à grand gain ne peut pas être directement synthétisé.

Chapitre 4

Synthèse d'observateurs pour les systèmes à retard

4.1 Introduction

Il es bien connu que le retard est une propriété inhérente à plusieurs systèmes dynamiques. On peut citer les systèmes en télé-opération, en communications, les systèmes mécaniques, électriques, les systèmes embarqués biologiques, tous systèmes avec équations de propagation et beaucoup d'autres (MacDonald1978), (Mounier1998), (Sename2001), (Richard2003), (Cho2005), (Anthonis2007), (Natori2008), (Shustin2008). Cependant, le problème de reconstruire l'état de ces systèmes a été résolu uniquement dans des cas particuliers et une large variété de problèmes ouverts concernant les observateurs non linéaires pour les systèmes à retard existe. C'est pour cette raison que la conception d'observateurs non linéaires pour les systèmes à retard non linéaires a attirée l'attention des chercheurs ces dernières années. Plusieurs méthodes d'observation ont été utilisées dans la littérature. Il existe des méthodes basées sur l'approche asymptotique (Bhat1976), (Germani2001), (Hou2002), (Busawon2003), sur l'approche exponentielle (Niculescu1998), (Boutayeb2001), (Darouach2001), (Ibrir2009), (Farza2010), sur l'approche numérique (Mounier1998), (Belkoura2009), sur l'approche algébrique (Fliess1998), (Marquez2002), (Zhang2006), (Anguelova2008), (Fliess2010), (Zheng2011), sur l'approche modes glissants (Richard2001), (Fridman2003), (Seuret2007), sur l'approche H_∞ (Choi1996), (Wang1999), (Sename2007), etc, qui ont été développées pour les systèmes à retard linéaires (Bhat1976), (Choi1996), (Fliess1998), (Niculescu1998), (Wang1999), (Boutayeb2001), (Darouach2001), (Hou2002), (Busawon2003), (Sename2007), (Seuret2007), et les systèmes non linéaires à retard (Germani2001), (Marquez2002), (Zhang2006), (Anguelova2008), (Ibrir2009) (Farza2010), (Zheng2011).

Ce chapitre est consacré à la synthèse d'un observateur pour une classe de systèmes non linéaires à retard. Ces systèmes sont sous la forme strictement triangulaire en utilisant les méthodes d'observation asymptotiques.

Par ailleurs, les techniques d'observation non linéaires citées auparavant font l'hypothèse de la connaissance du retard (Anguelova2008), (Germani2001), (Marquez2002), (Zhang2006), (Ibrir2009), (Farza2010).

Dans ce travail, en considérant un retard inconnu et variable dans le temps, la première contribution consiste à donner des conditions pour garantir la stabilité pratique de l'observateur proposé avec l'erreur d'observation qui converges vers une boule qui dépend de la taille de la variation instantanée de l'état et de la connaissance de la borne maximale du retard variable. Si le retard variable dans le temps est considéré constant une convergence exponentielle de l'erreur d'observation est assurée, ce qui représente un cas particulier de la contribution principale.
La deuxième contribution est consacrée à la proposition d'une méthodologie d'analyse qui représente l'extension naturelle de la classe des systèmes considérée sans retard. Plus précisément, si le retard est égal à zéro, toutes les démonstrations de ce travail sont similaires aux bien connues preuves de (Gauthier1992) et (Fridman2006). La fonctionnelle de Lyapunov-Krasovskii proposée dans (Krasovskii2004), quand le retard est pris en compte, contient un terme qui permet d'annuler l'influence du retard.

4.2 Description du système

On considère la classe des systèmes non linéaires sous forme triangulaire

$$\Sigma_{\tau(t)} : \begin{cases} \dot{x}(t) &= Ax(t) + \Psi(x(t), x_{\tau(t)}, u(t), u_{\tau(t)}), \;\; t \geq 0 \\ y(t) &= Cx(t), \\ x(s) &= \varphi(s), \forall s \in [-\tau^*, 0] \end{cases} \tag{4.1}$$

où $x(t) \in R^n$ est l'état du système, $u(t) \in R^m$ est l'entrée, $y(t) \in R$ représente la sortie du système. $x_{\tau(t)} = x(t - \tau(t))$ et $u_{\tau(t)} = u(t - \tau(t))$ sont respectivement l'état et l'entrée retardée et

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix}, \;\; x_{\tau(t)} = \begin{pmatrix} x_{1,\tau(t)} \\ \vdots \\ x_{n,\tau(t)} \end{pmatrix}, \;\; A = \begin{pmatrix} 0 & I_{n-1} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \;\; C = \begin{pmatrix} 1 & \cdots & 0 \end{pmatrix}$$

où $x_{i,\tau(t)} = x_i(t - \tau(t))$, pour $i = 1, ..., n$, et I_{n-1} est la matrice identité de dimension n-1.

$\tau(t)$ représente le retard variable dans le temps, qui est une fonction inconnue de valeur réelle positive, affectant l'état et l'entrée du système. La sortie n'étant pas retardée dans ce travail.

τ^* est la borne maximale connue de $\tau(t)$.

$x(s) = \varphi(s), \forall s \in [-\tau^*, 0]$ est une fonction initiale inconnue, continue et bornée.

Le vecteur fonction $\Psi(x, x_{\tau(t)}, u, u_{\tau(t)})$ est donné par

$$\Psi(x, x_{\tau(t)}, u, u_{\tau(t)}) = \begin{pmatrix} \Psi_1(x_1, x_{1,\tau(t)}, u, u_{\tau(t)}) \\ \Psi_2(x_1, x_{1,\tau(t)}, x_2, x_{2,\tau(t)}, u, u_{\tau(t)}) \\ \vdots \\ \Psi_n(x, x_{\tau(t)}, u, u_{\tau(t)}) \end{pmatrix}$$

où les non linéarités $\Psi_i(x_1, x_{1,\tau(t)}, ..., x_i, x_{i,\tau(t)}, u, u_{\tau(t)})$ ont une structure triangulaire par rapport à $x_1, ..., x_i$ et $x_{1,\tau(t)}, ..., x_{i,\tau(t)}$, for $i = 1, ..., n$.

En considérant la structure de Ψ et le fait que (A, C) est sous la forme canonique observable, alors $\Sigma_{\tau(t)}$ (4.1) est uniformément observable pour n'importe quelle entrée et entrée retardée (voir remarque 3 pour plus de détails) .
Pour compléter la description du système $\Sigma_{\tau(t)}$ (4.1), les hypothèses suivantes sont considérées, dans deux cas différents

Cas 1 : Retard variable et inconnu.

A1. L'état et l'entrée sont considérés bornés [1], i.e. $x(t) \in \chi \subset R^n$ (i.e., un sous-ensemble compacte de R^n) et $u(t) \in U \subset R^m$ (i.e., un sous-ensemble de R^m).

A2. La fonction $\Psi(x, x_{\tau(t)}, u, u_{\tau(t)})$ est globalement (dans χ) Lipschitz par rapport à x, $x_{\tau(t)}$ et $u_{\tau(t)}$, uniformément par rapport à u.

A3. Le retard variable dans le temps satisfait les propriétés suivantes :

i) $\exists\, \tau^* > 0$, tel que $\sup(\tau(t))_{t\geq 0} \leq \tau^*$.
ii) $\exists\, \beta > 0$, tel que $1 - \dot{\tau}(t) \geq \beta$.

Cas 2 : Retard constant et connu ($\tau(t) = \tau_c$).

H1. La fonction $\Psi(x, x_{\tau_c}, u, u_{\tau_c})$ est globalement (dans un compacte $\chi \subseteq R^n$) Lipschitz par rapport à x et x_{τ_c}, uniformément par rapport à u et u_{τ_c}.

La classe des systèmes $\Sigma_{\tau(t)}$ (4.1) considérée représente plusieurs systèmes utilisés dans plusieurs domaines d'application. On peut citer par exemple :

- Les systèmes biologiques : Interaction entre Prédateur et Paroi (voir par exemple (Fonde2006), page 68)

- Les systèmes de transport : Contrôle autonome de véhicule intelligent (voir par exemple (Niculescu2001), page 55)

- Les systèmes en télémanipulation : Contrôle partagé sur la conformité (voir par exemple (Niculescu2001), page 60).

1. Le fait d'avoir l'état borné exclut implicitement les conditions initiales du système qui génèrent des solutions d'état non bornées

4.3 Conception de l'observateur

Pour le système $\Sigma_{\tau(t)}$ (4.1), la structure suivante de l'observateur O_{τ^*} est proposée.

$$O_{\tau^*} : \begin{cases} \dot{z}(t) &= Az(t) + \Psi(z(t), z_{\tau^*}, u(t), u_{\tau^*}) - \theta\Delta_\theta^{-1}S^{-1}C^T\{\hat{y}(t) - y(t)\} \\ \widehat{y}(t) &= Cz(t) \end{cases} \tag{4.2}$$

$\Delta_\theta = diag(1, \frac{1}{\theta}, ..., \frac{1}{\theta^{n-1}})$ avec $\theta > 0$ est un paramètre de réglage et S est l'unique solution symétrique et définie positive (voir par exemple (Farza2010), (Gauthier1992), (Ghanes2010) de l'équation (4.3)

$$S + A^TS + SA - C^TC = 0. \tag{4.3}$$

Remarque 7 *Pour des raisons de simplicités, dans tout ce qui suit on a choisi le retard arbitraire de l'observateur O_{τ^*} (4.2) égal à la borne maximale τ^*. Par exemple dans les applications de réseaux, le retard est parfois inconnu mais sa borne maximale et sa distribution sont connues. Dans ce cas le retard arbitraire de l'observateur peut être choisi comme la valeur moyenne de la distribution τ_e (voir (Seuret2008)).*

On défini maintenant $\varepsilon = z - x$ comme l'erreur d'observation. Sa dynamique est donnée par

$$\dot{\varepsilon} = \{A - \theta\Delta_\theta^{-1}S^{-1}C^TC\}\varepsilon + \Psi(z, z_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}) - \Psi(x, x_{\tau(t)}, u, u_{\tau(t)}) \tag{4.4}$$

Théorème 3 *On suppose que les hypothèses A1-A3 sont satisfaites et $\|\varepsilon(s)\| < \delta_1$ pour tout borné $\delta_1 > 0$ et $\forall\ s \in [-\tau^*, 0]$. Alors, $\exists\ \theta_0 \geq 1$ tel que la dynamique de l'erreur d'observation (4.4) est δ_2-pratiquement stable*[2] *pour tout $\theta \geq \theta_0$ et pour tout borné $\delta_2 > 0$.*

Preuve 2 *On considère d'abord le changement de variable suivant*

$$e = \Delta_\theta\varepsilon$$

avec les identités $\Delta_\theta A\Delta_\theta^{-1} = \theta A$, $C = C\Delta_\theta^{-1}$.

Alors le système (4.4) devient

$$\dot{e} = \theta\{A - S^{-1}C^TC\}e + \Delta_\theta\{\Psi(z, z_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}) - \Psi(x, x_{\tau(t)}, u, u_{\tau(t)})\} \tag{4.5}$$

Pour faire intervenir les hypothèses A1 et A2, le terme

$$\{\Psi(z, z_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}) - \Psi(x, x_{\tau(t)}, u, u_{\tau(t)})\}$$

2. La stabilité pratique signifie que l'erreur d'observation converges vers un boule B_r de rayon $r > 0$. Pour plus de détails, voir Annexe A.1.1.

est réécrit comme suit en ajoutant et retranchant $\Psi(x, x_{\tau^*}, u, u_{\tau^*})$ *dans le terme de droite*

$$\begin{aligned}\Psi(z, z_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}) - \Psi(x, x_{\tau(t)}, u, u_{\tau(t)}) = \\ \Psi(z, z_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}) - \Psi(x, x_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}) + \bar{\Psi}(x, x_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}, x_{\tau(t)}, u_{\tau(t)})\end{aligned}$$

où

$$\bar{\Psi}(x, x_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}, x_{\tau(t)}, u_{\tau(t)}) := \Psi(x, x_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}) - \Psi(x, x_{\tau(t)}, u, u_{\tau(t)}) \tag{4.6}$$

caractérise la différence entre le terme dépendant de la borne maximale du retard inconnu et le terme dépendant du retard inconnu.

Maintenant on définie la fonction de Lyapunov-Krasovskii candidate

$$V(e) = e^T S e + \int_{t-\tau(t)}^{t} exp^{-\frac{\alpha}{2\tau^*}(t-\sigma)} e^T(\sigma) e(\sigma) d\sigma \tag{4.7}$$

avec α *une constante positive définie dans ce qui suit.*

La dynamique de (4.7) tout au long de la trajectoire du sytème (4.5) est donnée par

$$\begin{aligned}\dot{V}(e) + \tfrac{\alpha}{2\tau^*} V(e) &\leq -(\theta - \tfrac{\alpha}{2\tau^*}) e^T S e - \theta e^T C^T C e + e^T e - (1 - \dot{\tau}(t)) e_{\tau(t)}^T e_{\tau(t)} exp^{-\frac{\alpha\tau(t)}{2\tau^*}} \\ &+ 2 e^T S \Delta_\theta \{\Psi(z, z_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}) - \Psi(x, x_{\tau^*}, u, u_{\tau^*})\} \\ &+ 2 e^T S \Delta_\theta \bar{\Psi}(x, x_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}, x_{\tau(t)}, u_{\tau(t)})\end{aligned} \tag{4.8}$$

dans laquelle l'équation (4.3) a été utilisée.

Les inégalités suivantes sont vérifiées globalement (dans χ*) grâce à l'hypothèse A2*

$$\begin{aligned}\|\Delta_\theta \{\Psi(z, z_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}) - \Psi(x, x_{\tau^*}, u, u_{\tau^*})\}\| &\leq \nu \|\Delta_\theta (z - x)\| + \nu \|\Delta_\theta (z_{\tau^*} - x_{\tau^*})\| \\ &\leq \nu \|e\| + \nu \|e_{\tau^*}\|\end{aligned} \tag{4.9}$$

$$\|\Delta_\theta \bar{\Psi}(x, x_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}, x_{\tau(t)}, u_{\tau(t)})\| \leq \nu_0 \|x_{\tau^*} - x_{\tau(t)}\| + \nu_0 \|u_{\tau^*} - u_{\tau(t)}\| \tag{4.10}$$

où ν *dans l'inégalité (4.9) est une constante de Lipschitz et dans (4.10)* $\nu_0 > \|\Delta_\theta\| \nu_{\bar{\Psi}}$*, avec* $\nu_{\bar{\Psi}}$ *est la constante de Lipschitz de* $\bar{\Psi}$*.*

De l'hypothèse A1, il existe une constante bornée $\nu_1 > \nu_0 \nu_{xu}$ *tel que (4.10) peut être réécrit comme suit*

$$\|\Delta_\theta \bar{\Psi}(x, x_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}, x_{\tau(t)}, u_{\tau(t)})\| \leq \nu_1 \tag{4.11}$$

où ν_{xu} *est une constante positive qui correspond à la bornitude de* $\|x_{\tau^*} - x_{\tau(t)}\| + \|u_{\tau^*} - u_{\tau(t)}\|$*.*

Afin de réécrire (4.8) en fonction de $\|e\|$ et $\|e_{\tau^*}\|$, l'inégalité suivante est utilisée

$$\lambda_1 e^T(t)e(t) \leq e^T(t)Se(t) \leq \lambda_2 e^T(t)e(t) \tag{4.12}$$

où $\lambda_{min}(S) := \lambda_1 > 0$ et $\lambda_{max}(S) := \lambda_2 > 0$ sont respectivement les valeurs propres minimales et maximales[3] *de S et la norme 2 de la matrice de S est $\|S\|_2 = \vartheta > 0$.*

En prenant en compte (4.9), (4.11), (4.12) et en utilisant les hypothèses A3 i) et A3 ii), l'expression (4.8) devient

$$\dot{V}(e) + \tfrac{\alpha}{2\tau^*}V(e) \quad \leq \quad -\rho_1(\theta,\alpha)\|e\|^2 + \rho_2\|e\|\|e_{\tau^*}\| - \beta\|e_{\tau^*}\|^2 exp^{-\frac{\alpha}{2}} + \mu_1\|e\| \tag{4.13}$$

où

$$\rho_1(\theta,\alpha) = \lambda_1(\theta - \tfrac{\alpha}{2\tau^*}) - \{1 + 2\lambda_2\nu\},\ \rho_2 = 2\lambda_2\nu,\ \mu_1 = 2\nu_1\vartheta.$$

De plus on utilise l'inégalité suivante

$$\mu_1\|e\| < \frac{\eta}{2}\|e\|^2 + \frac{1}{2\eta}\mu_1^2 < 0 \tag{4.14}$$

avec $\eta \in (0,1)$ pour réécrire (4.13) seulement en fonction des termes quadratiques de l'erreur.

Il s'en suit que

$$\dot{V}(e) + \tfrac{\alpha}{2\tau^*}V(e) - \tfrac{1}{2\eta}\mu_1^2 \quad \leq \quad -(\rho_1(\theta,\alpha) - \tfrac{\eta}{2})\|e\|^2 + \rho_2\|e\|\|e_{\tau^*}\| - \beta\|e_{\tau^*}\|^2 exp^{-\frac{\alpha}{2}} \tag{4.15}$$

Maintenant, le terme de droite de l'inégalité (4.15) peut être réécrit sous la forme suivante

$$\begin{aligned}
&-(\rho_1(\theta,\alpha) - \frac{\eta}{2} - \frac{\rho_2^2}{4\beta exp^{-\frac{\alpha}{2}}})\|e\|^2 - \frac{\rho_2^2}{4\beta exp^{-\frac{\alpha}{2}}}\|e\|^2 + \rho_2\|e\|\|e_{\tau^*}\| - \beta\|e_{\tau^*}\|^2 exp^{-\frac{\alpha}{2}} \\
&\quad = -(\rho_1(\theta,\alpha) - \frac{\eta}{2} - \frac{\rho_2^2}{4\beta}exp^{\frac{\alpha}{2}})\|e\|^2 - \{\frac{\rho_2}{2\sqrt{\beta}exp^{-\frac{\alpha}{4}}}\|e\| - \sqrt{\beta}\|e_{\tau^*}\|\ exp^{-\frac{\alpha}{4}}\}^2
\end{aligned}$$

Afin de satisfaire l'inégalité (4.15), on a besoin de choisir α et θ tel que

$$(\rho_1(\theta,\alpha) - \frac{\eta}{2} - \frac{\rho_2^2}{4\beta}exp^{\frac{\alpha}{2}}) > 0.$$

3. λ_1 et λ_2 sont obtenues en calculant la solution de (4.3), sachant que A et C sont données explicitement et dépendent de la dimension de la dimension n du système.

On pose

$$\alpha = \frac{2}{q}\, ln\, \theta$$

.
Alors, $\exists\, \theta_0 \geq 1$ *tel que l'équation suivante (4.16) est vérifiée*

$$\theta - \frac{1}{q\tau^*} \ln \theta - \frac{\nu^2 \lambda_2^2}{\lambda_1 \beta} \sqrt[q]{\theta} - \frac{\eta}{2\lambda_1} - \frac{1 + 2\lambda_2 \nu}{\lambda_1} > 0 \tag{4.16}$$

où $\theta > \theta_0 \geq 1$ *et* $q \geq 2$.

Par conséquent l'inégalité (4.15) devient

$$\dot{V}(e) \leq -\frac{ln\theta}{q\tau^*} V(e) + \frac{\mu_1^2}{2\eta}$$

ou bien

$$\begin{aligned} V(e(t)) &\leq exp^{-\frac{\alpha}{2\tau^*}t} V(e(0)) + \frac{2\tau^*\Omega}{\alpha}\{1 - exp^{-\frac{\alpha}{2\tau^*}t}\} \\ &\leq exp^{-\frac{\alpha}{2\tau^*}t} V(e(0)) + \frac{2\tau^*\Omega}{\alpha} \end{aligned} \tag{4.17}$$

avec $\Omega = \frac{\mu_1^2}{2\eta}$.

Maintenant, l'objectif est de prouver la stabilité pratique de (4.4).

Pour cela l'inégalité (4.17) doit être réécrite en fonction de la norme de l'erreur d'observation. Alors, en utilisant le Lemme 1 (voir Annexe A.1.2), l'inégalité suivante est obtenue

$$\begin{aligned} V(e(t)) &\leq \lambda_2 \|e(t)\|^2 + \delta_M(\alpha, \tau^*) \max_{s \in [t-\tau^*, t]} \|e(s)\|^2 \\ &\leq \delta_M^*(\alpha, \tau^*) \max_{s \in [t-\tau^*, t]} \|e(s)\|^2. \end{aligned} \tag{4.18}$$

où

$$\delta_M^*(\alpha, \tau^*) = \lambda_2 + \delta_M(\alpha, \tau^*) \text{ et } \delta_M(\alpha, \tau^*) = \frac{2\tau^*(1 - exp^{-\frac{\alpha}{2}})}{\alpha}.$$

En utilisant (4.12) et (4.18), il s'en suit que

$$\begin{aligned} \lambda_1 \|e(t)\|^2 \leq V(e(t)) &\leq exp^{-\frac{\alpha}{2\tau^*}t} V(e(0)) + \frac{2\tau^*\Omega}{\alpha} \\ &\leq \delta_M^*(\alpha, \tau^*) exp^{-\frac{\alpha}{2\tau^*}t} \max_{s \in [-\tau^*, 0]} \|e(s)\|^2 + \frac{2\tau^*\Omega}{\alpha} \end{aligned} \tag{4.19}$$

où la borne maximale $V(e(0))$ est obtenue à partir de (4.18) en posant $t = 0$.

Ce qui permet donc d'écrire l'inégalité (4.19) en fonction de l'erreur $\|e(t)\|$. Ce qui donne

$$\|e(t)\| \leq K(\alpha, \tau^*) exp^{-\frac{\alpha}{4\tau^*}t} \max_{s\in[-\tau_c,0]} \|e(s)\| + \Gamma$$

avec $K(\alpha, \tau^*) = \sqrt{\frac{\delta_M^*(\alpha,\tau^*)}{\lambda_1}}$ *et* $\Gamma = \sqrt{\frac{2\tau^*\Omega}{\alpha\lambda_1}}$.

Ensuite, il existe $\delta_1 > 0$, $\delta_2 > 0$ et $T_0 > 0$, tel que

$$\|e(t)\| \leq K(\alpha, \tau^*) exp^{-\frac{\alpha}{4\tau^*}T_0}\delta_1 + \Gamma \leq \delta_2, \; for \, \forall t \geq T_0$$

avec $\max_{s\in[-\tau^*,0]} \|e(s)\| \leq \delta_1$.

Finalement, à partir du changement de variable $e = \Delta_\theta \varepsilon$, l'erreur d'observation $\varepsilon(t)$ satisfait

$$\|\varepsilon(t)\| \leq \theta^{n-1}\|e(t)\| \leq \theta^{n-1}\delta_2 \tag{4.20}$$

où δ_2 correspond au paramètre ζ de la ζ- pratiquement stable (voir Annexe A.1.1 pour plus de détails).

Donc, on peut conclure que l'erreur d'observation (4.20) est globalement (dans χ) δ_2-pratiquement stable. Ce qui termine la preuve du Théorème 3.

Proposition 1 *Soit τ_c un retard connu constant. On considère le système* (4.1) *avec $\tau(t) = \tau_c$ et on suppose que l'hypothèse H1 est vérifiée. Alors, le système* (4.2) *avec $\tau^* = \tau_c$ est globalement (dans χ) un observateur exponentiel*[4] *du système* (4.1).

Preuve 3 *Soit $\varepsilon = z - x$ et $\tau(t) = \tau^* = \tau_c$.*

En suivant la même raisonnement que pour la preuve du théorème 3, l'inégalité (4.8) devient

$$\begin{array}{rcl} \dot{V}(e) + \frac{\alpha}{2\tau_c}V(e) & \leq & -(\theta - \frac{\alpha}{2\tau_c})e^T Se - \theta e^T C^T Ce + e^T e - e_{\tau_c}^T e_{\tau_c} exp^{-\frac{\alpha}{2}} \\ & + & 2e^T S\Delta_\theta\{\Psi(z, z_{\tau_c}, u, u_{\tau_c}) - \Psi(x, x_{\tau_c}, u, u_{\tau_c})\} \end{array} \tag{4.21}$$

avec le terme (4.6) qui est nul ($\tau(t) = \tau^* = \tau_c$), ce qui signifie que $\mu_1 = 0$ dans l'inégalité (4.13) et par conséquence, $\Omega = 0$ dans l'inégalité (4.17).

4. L'observateur exponentiel signifie que l'erreur d'observation converge exponentiellement vers zéro.

Alors, à partir de l'hypothèse H1, les inégalités suivantes sont vérifiées globalement (dans χ)

$$\begin{aligned} \|\Delta_\theta\{\Psi(z, z_{\tau_c}, u, u_{\tau_c}) - \Psi(x, x_{\tau_c}, u, u_{\tau_c})\}\| &\leq \kappa\|\Delta_\theta(z-x)\| + \kappa\|\Delta_\theta(z_{\tau_c} - x_{\tau_c})\| \\ &\leq \kappa\|e\| + \kappa\|e_{\tau_c}\| \end{aligned} \tag{4.22}$$

où κ est une constante de Lipschitz.

En utilisant (4.22) dans (4.21) et après quelques calculs, on obtient

$$\dot{V}(e) + \frac{\alpha}{2\tau_c}V(e) \leq 0$$

qui est équivalent à

$$V(e(t)) \leq exp^{-\frac{\alpha}{2\tau_c}t}V(e(0))$$

où $\alpha = \frac{2}{q}\, ln\, \theta$.

Le paramètre de réglage θ est obtenu à partir de l'inégalité (4.16), sans le terme $-\frac{\eta}{2\lambda_1}$ et en posant $\beta = 1$ et $\nu = \kappa$.

En utilisant la même procédure que le théorème 3 et en utilisant le Lemme 1 de l'annexe A.1.2, l'erreur d'observation $e(t)$ est donnée par

$$\|e(t)\| \leq \sqrt{\frac{\delta_M^*(\alpha, \tau_c)}{\lambda_1}} exp^{-\frac{\alpha}{4\tau_c}t} \max_{s\in[-\tau_c,0]} \|e(s)\|$$

où $\delta_M^*(\alpha, \tau_c) = \lambda_2 + \delta_M(\alpha, \tau_c)$.

Finalement avec le changement de variable, $e = \Delta_\theta\varepsilon$, l'erreur d'observation $\varepsilon(t)$ s'écrit sous la forme suivante

$$\|\varepsilon(t)\| \leq \theta^{n-1}K(\alpha, \tau_c) exp^{-\frac{\alpha}{4\tau_c}t} \max_{s\in[-\tau_c,0]} \|\varepsilon(s)\|$$

et qui est donc, avec l'utilisation de l'hypothèse H1, globalement (dans χ) exponentiellement stable, avec

$$K(\alpha, \tau_c) = \sqrt{\frac{\delta_M^*(\alpha, \tau_c)}{\lambda_1}}.$$

Ce qui termine la preuve de la Proposition 1.

4.4 Exemple illustratif

4.4.1 Système

On considère le système non linéaire à retard variable inconnu suivant

$$\Sigma_{\tau(t)} : \begin{cases} \dot{x}_1 &= -\gamma_1 x_{1,\tau(t)}^2 + x_2 \\ \dot{x}_2 &= -x_1 u_{\tau(t)} - \gamma_2 x_1 x_{2,\tau(t)} \\ y &= x_1 \end{cases} \tag{4.23}$$

où

$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$; $\Psi(x, x_{\tau(t)}, u, u_{\tau(t)}) = \begin{pmatrix} -\gamma_1 x_{1,\tau(t)}^2 \\ -x_1 u_{\tau(t)} - \gamma_2 x_1 x_{2,\tau(t)} \end{pmatrix}$, avec $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.01$.

A partir de la définition de Ψ l'hypothèse $A2$ est satisfaite.

L'entrée est définie comme $u = sin(2\pi f t)$ avec $f = 50Hz$.

C'est une entrée bornée et à partir des figures (4.1) et (4.2) on peut remarquer que l'état est borné, ce qui permet de vérifier l'hypothèse A1. La fonction $\tau(t)$ est définie comme suit :

$$\tau(t) = \begin{cases} 0 & if \quad t \in [0, 5] \\ 2(\frac{t}{5} - 1) & if \quad t \in [5, 10] \\ 2 & if \quad t \in [10, 20] \\ 2(-\frac{2t}{5} + 10) & if \quad t \in [20, 25] \\ 0 & if \quad t \in [25, 35] \end{cases} \tag{4.24}$$

On peut remarquer que l'hypothèse A3 est vérifiée avec une borne maximale du retard inconnu (4.24) égal à $\tau^* = 2s$.

Si le retard est constant et connu, ce qui veut dire que $\tau(t) = \tau^* = \tau_c$, alors l'hypothèse $H1$ est satisfaite.

4.4.2 Observateur

Pour le système (4.23), un observateur O_{τ^*} est donné par le système (4.2), avec

$$z = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix}, \quad \Psi(z, z_{\tau^*}, u, u_{\tau^*}) = \begin{pmatrix} -\gamma_1 z_{1,\tau^*}^2 \\ -z_1 u_{\tau^*} - \gamma_2 z_1 z_{2,\tau^*} \end{pmatrix}$$

et

$$\theta \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T = \begin{pmatrix} 2\theta \\ \theta^2 \end{pmatrix}.$$

4.4.3 Résultats de simulation

Les conditions initiales du système (4.4.1) sont choisies comme suit $x(0) = [2, 1]^T$, et celles de l'observateur (4.4.2) comme $z(0) = [1, 2]^T$. $\theta = 10$.

Les figures 4.1 et 4.2 montrent les résultats de simulation obtenus. Conformément à la stabilité pratique assurée dans la preuve du Théorème 1, on peut remarquer que l'erreur d'observation (Figures 4.1 et 4.2) de l'observateur converge vers une boule de rayon $r > 0$, qui dépend de deux paramètres : la taille de la variation dynamique instantanée de l'état et la différence entre le retard de l'observateur et celui du système. Par exemple, à $t = 70s$ (Figures 4.1 et 4.2) le système montre une plus grande variation bornée de la dynamique instantanée de l'état et une différence bornée maximale entre le retard du système et celui de l'observateur. Alors à ce moment une erreur maximale bornée apparait. Quand le retard est le même entre le système et l'observateur $\tau(t) = \tau_c = \tau^*$, par exemple entre $t = 10s$ et $t = 20s$ (Figures 4.1 et 4.2), l'erreur d'observation est nulle et une stabilité exponentielle est assurée conformément à la preuve de la proposition 1.

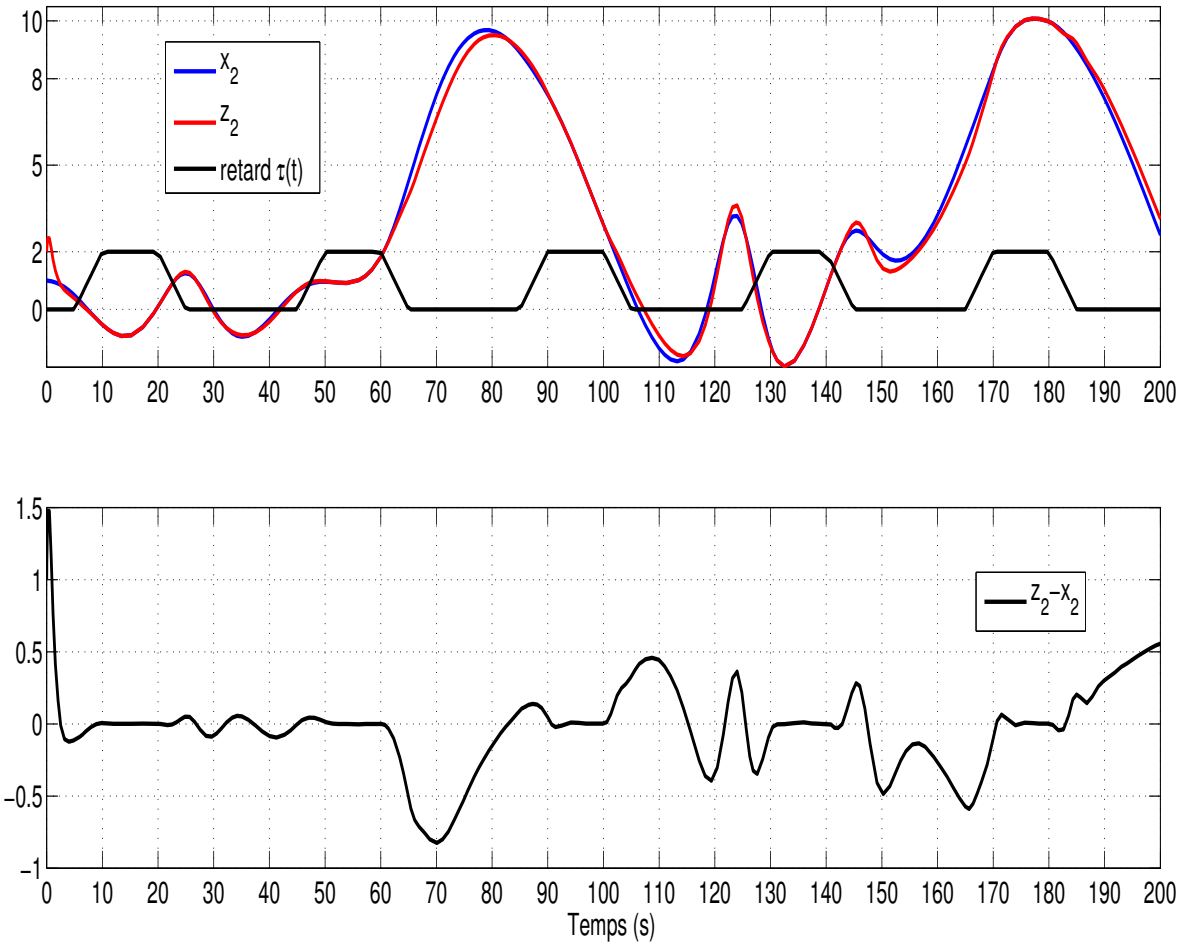


FIGURE 4.1: x_2 et son observée z_2, retard variable $\tau(t)$ et l'erreur d'observation $(z_2 - x_2)$.

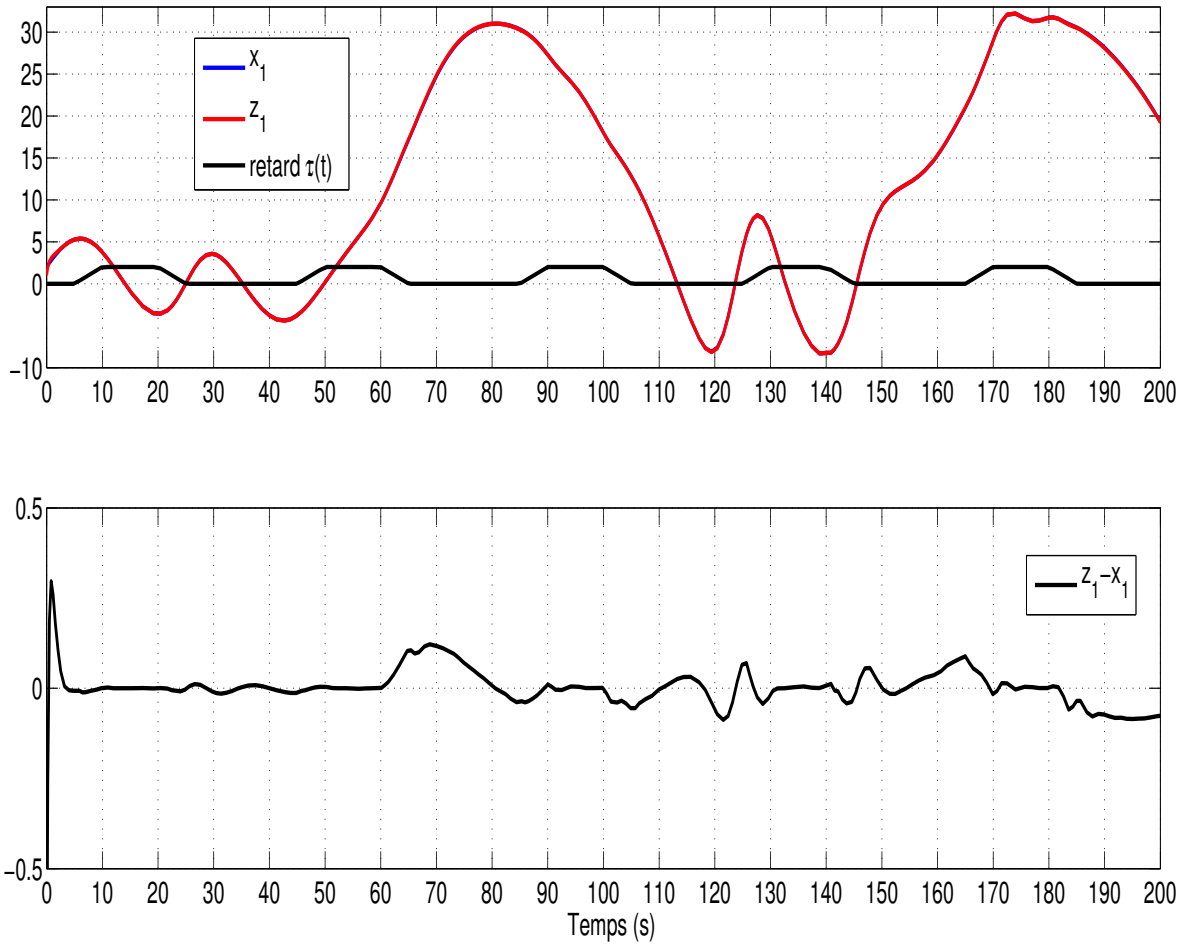


FIGURE 4.2: x_1 et son observée z_1, retard variable $\tau(t)$ et l'erreur d'observation $(z_1 - x_1)$.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une contribution à l'observation d'une classe de systèmes non linéaires avec retard variable et inconnu est présentée. Un observateur de type grand gain est présenté pour une classe de systèmes non linéaires à retard sous la forme triangulaire. On a montré que dans le cas général où le retrad est considéré variable, inconnu et borné, des conditions suffisantes ont été établies afin d'assurer la stabilité pratique de l'observateur proposé. On a également montré que dans le cas où le retard variable inconnu devient constant et connu on arrive à garantir une convergence exponentielle de l'observateur proposé, ce qui correspond à un cas particulier du cas général. Des résultats de simulation ont été présentés afin de montrer l'applicabilité de l'observateur proposé dans les deux cas, général (stabilité pratique) et particulier (stabilité exponentielle).

Chapitre 5

Observation et commande des systèmes dynamiques électriques

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va pouvoir étudier des systèmes électriques qui vont contribuer à la réalisation par exemple d'une bonne traction, ou levage, ou d'une bonne fourniture de puissance. Dans un premier temps on va considérer que les aspects d'observations des variables d'état (internes) des machines asynchrones, synchrones et du convertisseur multicellulaire avec un minimum de capteurs. Ce fonctionnement sans capteurs mécaniques (machines asynchrones et synchrones) et sans capteurs de tension (convertisseur multicellulaire) est un problème difficile à résoudre à cause des problèmes de singularité dans l'observation des variables d'état. C'est d'une part un problème posé par des industriels (GS Maintenance, Leroy Somer, etc...) et d'autre part un des thèmes majeurs retenu dans le cadre de l'action nationale inter Groupements de Recherche du CNRS (MACS/SEEDS) http ://www.irccyn.ec-nantes.fr/CSE. Les aspects commande de ces différents axes de recherche sont décrits dans les articles joint en Annexe B.
Ensuite, on va s'intéresser à la gestion de l'énergie électrique à bord d'un véhicule. Dans ce système embarqué, nos activités sont développées dans le cadre du projet GESE (voir section 2.3.5.1) et sont centrées sur l'utilisation de l'hydrogène dans le contexte global de pilotage d'un système de production d'énergie. Ce thème de recherche s'inscrit dans le cadre de l'action nationale inter Groupements de Recherche du CNRS (MACS/SEEDS) http ://www.irccyn.ec-nantes.fr/CSE.

5.2 Observation et commande de la machine asynchrone (MAS) sans capteur mécanique

5.2.1 Introduction

Mes activités de recherche sur l'observation et la commande sans capteur de la (MAS) ont commencées en octobre 2001 avec un DEA (voir paragraphe 1.4). A l'issue de mon DEA, j'ai effectué une thèse de doctorat sur le même sujet (voir paragraphe 1.3). Ce sujet a suscité l'intérêt de nombreux industriels (voir paragraphe 2.1.3.2.1.1) pour de

multiples raisons ; économiques ; de sûreté de fonctionnement ou bien encore pour une solution dégradée mais fonctionnelle dans le cas de panne des capteurs. C'est pourquoi, il est devenu un centre d'intérêt pour la recherche ces dernières années. Par conséquent, des méthodes d'estimation permettant de palier l'absence des capteurs mécaniques en donnant l'information de la vitesse et du couple de charge à l'aide de l'unique mesure des courants sont d'une très grande importance. Dans la littérature, il existe deux approches basiques pour synthétiser les méthodes d'estimation.

La première approche est l'approche sans modèle parmi lesquelles on peut citer

— L'approche heuristique proche de l'intelligence artificielle (réseau de neurones) (Vas1998), (Maiti2012).
— L'approche basée sur la géométrie de la machine (introduction des harmoniques fonctions de la vitesse de la machine, (Morand2005), (Holtz2006). Dans (Holtz2006), cette méthode est utilisée pour éviter les difficultés d'estimation des variables d'état à basse vitesse.

La seconde approche est basée sur un modèle dynamique de la machine asynchrone. Cette approche utilise les outils d'automatique pour synthétiser des observateurs linéaires ou non linéaires. Il existe dans la littérature plusieurs catégories d'observateur utilisant cette approche

— Les filtres de Kalman étendu (Hilairet2009) et de Luenberger étendu (Saheb2004).
— Les observateurs de types adaptatifs (Schauder1992), (Lubineau1999).
— Les observateurs de types modes glissants (Aurora2009), (Ghanes2009).
— Les observateurs de types cascades (Schreier2001), (Ghanes2005b) et de types backstepping (Ghanes2004a), (Ghanes2007).
— L'approche basée sur les techniques algébriques (Mengwei2006), (Campbell2007).
— Les observateurs de types grand gain (Khalil2009), (Dib2011) et grand gain interconnecté (Besancon1999), (Ghanes2005), (Ghanes2008), (Traore2008), (Traore2009), (Ghanes2010).

Les observateurs étudiés dans ce paragraphe sont de types observateurs à grand gain adaptatif interconnecté et mode glissant avec une attention particulière donnée au fonctionnement en basse vitesse avec couple de charge nominal de la machine asynchrone. De ce point de vue, durant mon travail de thèse des conditions suffisantes et nécessaires ont été établies pour caractériser le phénomène d'inobservalité de la MAS sans capteur à basse vitesse. Cette étude est rappeler ci-dessous dans la section 5.2.2.2 et publiée dans (Ghanes2006a). Deux benchmarks sont ensuite définis, un spécifique aux observateurs et l'autre à la commande, permettent de tester les observateurs et les commandes de la MAS sans capteur sur des trajectoires difficiles liées notamment à ce phénomène d'inobservabilité (Ghanes2006), (Ghanes2006a). Et enfin trois observateurs, backstepping (Ghanes2004a), cascade (Ghanes2005b), et grand gain adaptatif interconnecté (Ghanes2006a) ont été devellopés et testés expérimentalement sur le banc de l'IRCCyN. Une commande par mode glissant associée à l'observateur interconnecté est développée également durant ma thèse et publiée dans (Ghanes2006). Comme je l'ai mentionné dans le paragraphe 2.1.3.2.1.1, ce dernier travail a fait l'objet d'une étude d'après thèse publié dans (Ghanes2010). Seuls les aspects observateur de ce travail seront présentés ici, les aspects commande sont décrits dans l'article (Ghanes2010) joint en Annexe B. D'autres part, d'autres observateurs de type mode glissant, développés après mon recrutement à ECS-Lab, seront présentés, comme je l'avais également souligné dans le paragraphe

2.1.3.2.1.1.

5.2.2 Observateur interconnecté

5.2.2.1 Modèle de la MAS

Le modèle de la MAS utilisé pour concevoir l'observateur est le modèle donné dans le repère diphasé fixe (α, β) [1] par les équations suivantes (Chiasson2005), (voir également 1.3)

$$\begin{pmatrix} \dot{\phi}_{r\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} \\ \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\omega}_{rr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -a\phi_{r\alpha} - p\omega_r\phi_{r\beta} + aM_{sr}i_{s\alpha} \\ -a\phi_{r\beta} + p\omega_r\phi_{r\alpha} + aM_{sr}i_{s\beta} \\ b(a\phi_{r\alpha} + p\omega_r\phi_{r\beta}) - \gamma i_{s\alpha} \\ b(a\phi_{r\beta} - p\omega_r\phi_{r\alpha}) - \gamma i_{s\beta} \\ m(\phi_{r\alpha}i_{s\beta} - \phi_{r\beta}i_{s\alpha}) - c\omega_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ m_1 & 0 & 0 \\ 0 & m_1 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ T_l \end{pmatrix} \tag{5.2}$$

où $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}, u_{s\alpha}, u_{s\beta}, \omega_r$, T_l représentent respectivement les courants statoriques, les flux rotoriques, les tensions statoriques, la vitesse mécanique et le couple de charge. Les indices s et r font référence respectivement au stator et au rotor. Les paramètres a, b, c, γ, Υ, m et m_1 sont définis par $a = (R_r/L_r)$, $b = (M_{sr}/\Upsilon L_s L_r)$, $c = (f_v/J)$, $\gamma = \left(\frac{L_r^2 R_s + M_{sr}^2 R_r}{\Upsilon L_s L_r^2}\right)$, $\Upsilon = (1 - (M_{sr}^2/L_s L_r))$, $m = (pM_{sr}/JL_r)$, $m_1 = (1/\Upsilon L_s)$, où R_s et R_r sont les résistances, L_s et L_r les inductances propres, M_{sr} est l'inductance mutuelle entre les bobinages rotor et stator, p est le nombre de paires de pôles, J est l'inertie du système (moteur et charge) et f_v est le coefficient des frottements visqueux. Les entrées de commande sont les tensions statoriques. Seuls les courants sont mesurés.
De plus un domaine physique de fonctionnement $\mathcal{DP}$ est défini comme suit

Définition 14 ***Domaine physique*** $\mathcal{DP}$
${\Phi_{r\alpha}}^{max}, {\Phi_{r\beta}}^{max}, {I_{s\beta}}^{max}, {I_{s\beta}}^{max}, {\omega_r}^{max}$ et ${T_l}^{max}$ sont respectivement les valeurs maximales des flux, courants, vitesse et couple de charge tel que $|\phi_{r\alpha}| \leq {\Phi_{r\alpha}}^{max}, |\phi_{r\beta}| \leq {\Phi_{r\beta}}^{max}, |i_{s\alpha}| \leq {I_{s\alpha}}^{max}, |i_{s\beta}| \leq {I_{s\beta}}^{max}, |\omega_r| \leq \omega_r^{max}, |T_l| \leq {T_l}^{max}$. Les valeurs maximales de variation des paramètres seront également prises en compte dans ce qui suit.

5.2.2.2 Rappels sur l'observabilité de la MAS sans capteur mécanique

Il a été démontré durant mes travaux de thèse (voir section 1.3) que l'observabilité du moteur asynchrone ne peut pas être établie dans le cas particulier où le flux $\phi_{r\alpha}$, $\phi_{r\beta}$, et la vitesse ω_r sont constants, et ce, même en utilisant des dérivées des courants (mesures) d'ordre supérieur. Ceci est une condition suffisante et nécessaire pour que la MAS soit inobservable. Ce cas concret correspond à l'interprétation physique suivante

1. Le modèle est obtenu à l'aide de la transformation de Concorida

$$\begin{cases} V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_c); & V_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_b - V_c) \\ i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c); & i_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_b - i_c) \end{cases} \tag{5.1}$$

où V_a, V_b, V_c et i_a, i_b, i_c sont les tensions et courants triphasés du moteur (supposés équilibrés).

1) Quand les flux sont constants ($\dot{\phi}_{r\alpha} = \dot{\phi}_{r\beta} = 0$), ou de facon équivalente, la pulsation de la tension d'excitation est nulle ($\omega_s = 0$), cela suppose que

$$p\omega_r + \frac{R_r T_{em}}{p\phi_d^2} = \omega_s = 0, \qquad T_{em} = -K\omega_r$$

où T_{em} représente le couple électromagnétique et

$$K = \frac{p^2\phi_d^2}{R_r}, \qquad \phi_d^2 = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2}.$$

2) Si la vitesse du moteur est constante ; ainsi

$$T_{em} = (f_v\omega_r + T_l) = -K\omega_r.$$

Cette dernière équation définie la **courbe d'inorbservabilité** dans le plan (T_l, ω_r) avec $M = \frac{p^2\phi_d^2}{R_r} + f_v$ (Figure 5.1).

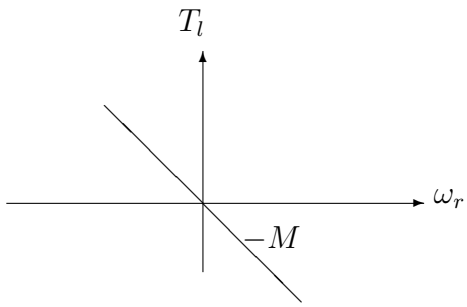


FIGURE 5.1: Droite d'inobservabilité dans le plan (T_l, ω_r) .

Il est clair que l'observabilité est perdue graduellement lorsqu'on approche de la droite d'inobservabilité.

5.2.2.3 Conception de l'observateur

Dans ce paragraphe, l'observateur interconnecté, qui est développé dans la section 3.4, sera appliqué à la MAS sans capteur avec la prise en compte du phénomène d'inobservabilité rappelé dans la section 5.2.2.2. Il permet d'estimer le flux, la vitesse et le couple de charge de la MAS. Ainsi le modèle (5.2) de la MAS peut être réécrit sous la forme interconnectée suivante (voir 3.22)

$$\Sigma : \left\{ \begin{array}{l} \Sigma_1 : \left\{ \begin{array}{lcl} \dot{X}_1 & = & [A_1(X_2) + \Delta A_1(X_2)]X_1 + g_1(u, y, X_2) + \Delta g_1(u, y, X_2) \\ y_1 & = & C_1 X_1 \end{array} \right. \\ \Sigma_2 : \left\{ \begin{array}{lcl} \dot{X}_2 & = & [A_2(X_1) + \Delta A_2(X_1)]X_2 + \varphi(u, y) + \Delta\varphi(u, y) \\ y_2 & = & C_2 X_2 \end{array} \right. \end{array} \right. \tag{5.3}$$

où $X_1 = (i_{s\alpha}, \omega_r, T_l)^T$ et $X_2 = (i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta})^T$ sont respectivement l'état du premier et du second sous-système. $u = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T$ et $y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$ sont les entrées et les sorties du système complet, de plus on a

$A_1 = \begin{pmatrix} -\gamma & bp\phi_{r\beta} & 0 \\ 0 & -c & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, A_2 = \begin{pmatrix} -\gamma & -bp\omega_r & ab \\ 0 & -a & -p\omega_r \\ 0 & p\omega_r & -a \end{pmatrix}, g_1 = \begin{pmatrix} m_1 u_{s\alpha} + ab\phi_{r\alpha} \\ m\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - m\phi_{r\beta} i_{s\alpha} \\ 0 \end{pmatrix}, \varphi = \begin{pmatrix} m_1 u_{s\beta} \\ aM_{sr} i_{s\alpha} \\ aM_{sr} i_{s\beta} \end{pmatrix}, C_1 = C_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$

$n_1 = n_2 = 3$ est la dimension de chaque sous-système. T_l est le couple de charge considéré constant mais inconnu. Les termes $\Delta A_1(X_2)$, $\Delta A_2(X_1)$, $\Delta g_1(u, y, X_2)$ et $\Delta\varphi(u, y)$ représentent les termes incertains de $A_1(X_2)$, $A_2(X_1)$, $g_1(u, y, X_2)$, $\varphi(u, y)$ respectivement.

On introduit la propriété 1 qui remplace l'hypothèse 1, et la définition 17 qui découle de la définition 16.

Propriété 1 *a- $A_1(X_2)$ et $A_2(X_1)$ sont linéaires, elles sont alors globalement Lipschitz par rapport X_2, X_1.*
b- $g_1(u, y, X_2)$ est Lipschitz par rapport au flux et uniformément à (u, y) sur le domaine physique $\mathcal{DP}$.
c- A_1 est stable au sens de Lyapunov ($\gamma > 0$ et $c > 0$), il existe alors une matrice définie positive $S_1 > 0$ tel que $A_1^T S_1 + S_1 A_1 = -Q$ où $Q \geq 0$.
d- A_2 est exponentiellement stable ($\gamma > 0$, $a > 0$), il existe alors une matrice positive $S_2 > 0$ tel que $A_2^T S_2 + S_2 A_2 = -I$.

Définition 15 $\mathbf{D} = det\ d\pounds(\tilde{X})$, $d\pounds(\tilde{X}) = \frac{\partial}{\partial \tilde{X}}(\pounds(\tilde{X}))$ *le jacobien de la matrice d'observabilité et* $\tilde{X} = (i_{s\alpha}\ i_{s\beta}\ \hat{\phi}_{r\alpha}\ \hat{\phi}_{r\beta}\ \hat{\omega}_r\ \hat{T}_l)^T$. *L'ensemble des fonctions associé à la MAS $\pounds$ est généré par* $\pounds = \left(i_{s\alpha}\ i_{s\beta}\ i_{s\alpha}^{(1)}\ i_{s\beta}^{(1)}\ i_{s\alpha}^{(2)}\ i_{s\beta}^{(2)}\right)^T$.

$\mathbf{D}_{min}$ *la plus petite valeur de* $\mathbf{D}$ *choisie telle que la MAS est dans la zone observable.*

En utilisant la propriété 1, la définition 17 et en tenant compte du phénomène d'inobservabilité de la MAS décrit au paragraphe 5.2.2.2, on définit le système (5.4) comme un observateur à convergence pratique du système complet (3.22).

$$O : \begin{cases} O_1 : \begin{cases} \dot{Z}_1 = A_1(Z_2)Z_1 + g_1(u, y, Z_2) + \mathbf{M}S_1^{-1}C_1^T(y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{S}_1 = \mathbf{M}(-\rho_1 S_1 - A_1^T(Z_2)S_1 - S_1 A_1(Z_2) + C_1^T C_1) \\ \hat{y}_1 = C_1 Z_1 \end{cases} \\ O_2 : \begin{cases} \dot{Z}_2 = A_2(Z_1)Z_2 + \varphi(u, y) + \mathbf{M}S_2^{-1}C_2^T(y_2 - \hat{y}_2) \\ \dot{S}_2 = \mathbf{M}(-\rho_2 S_2 - A_2^T(Z_1)S_2 - S_2 A_2(Z_1) + C_2^T C_2) \\ \hat{y}_2 = C_2 Z_2 \end{cases} \\ M = 1 \ \ si\ \ |D| > D_{min}; \quad M = \frac{|D|}{D_{min}} \ \ si\ \ |D| < D_{min}; \\ M = 0 \ \ si\ \ |D| = 0 \end{cases} \tag{5.4}$$

où $Z_1 = (\hat{i}_{s\alpha}, \hat{\omega}_r, \hat{T}_l)^T$, $Z_2 = (\hat{i}_{s\beta}, \hat{\phi}_{r\alpha}, \hat{\phi}_{r\beta})^T$.

Les autres paramètres sont définis dans et après (5.4) et la preuve de convergence de l'observateur de la MAS sans capteur mécanique est donnée dans le paragraphe 3.4.3 où les termes $g_2(u, y, X_1)$ et $g_2(u, y, Z_1)$ sont remplacés par $\varphi(u, y)$.

5.2.2.4 Tests expérimentaux

L'observateur est testé sur la plate-forme nationale d'essai de machines électriques à l'IRCCyN. Avant de présenter les résultats obtenus, on présente d'abord le schéma bloc de l'observateur et le Benchmark observateur sur lequel l'observateur (5.4) a été testé. Les paramètres de la machine utilisés sont résumé dans la table 5.1.

Puissance nominale	1.5kW	R_s	1.47Ω
Vitesse nominale	1430 rpm	R_r	0.79Ω
Nombre de paires de pôles	2	L_s	$0.105H$
Tension nominale	220 V	L_r	$0.094H$
Courant nominae	6.1 A	J	$0.0077Kg.m^2$
Période d'échantillonnage	200μ s	f_v	$0.0029\frac{Nm.s}{rad}$

TABLE 5.1: Paramètres de la MAS

En utilisant les inégalités données dans (3.33), les paramètres de réglages de l'observateur sont choisis comme suit : $\rho_1 = 1$, $\rho_2 = 5000$.

5.2.2.4.1 Schéma bloc Le schéma bloc de l'observateur testé est donné par la figure 5.2.

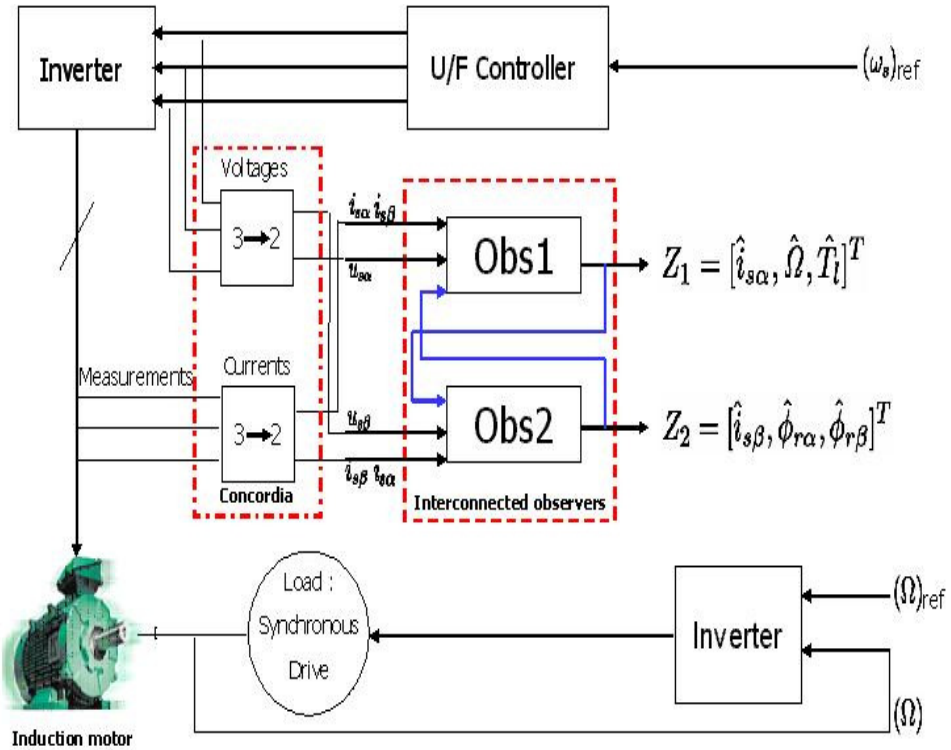


FIGURE 5.2: Schéma bloc de l'observateur interconnecté.

5.2.2.4.2 Benchmark observateur Afin de tester les observateurs dans des conditions inobservables où au moins à leurs voisinages (sur et autour de la droite d'inobservabilité (figure 5.1)), on a défini des trajectoires de références appropriées (Figure 5.3). Les valeurs initiales de la vitesse et de la pulsation statorique (ω_s) sont prises de telle manière que la machine soit dans des conditions observables. Ensuite, la pulsation statorique tend vers zéro (les composantes de flux deviennent constantes) tandis que la vitesse de la machine (ω_r) reste constante, réalisant ainsi des zones inobservables entre 4 et 5 secondes et entre 6 et 7 secondes. Entre 5 et 6 secondes, la machine fonctionne avec une accélération constante dans le but de vérifier la convergence des observateurs lorsque la machine est faiblement observable. A la fin de la trajectoire, la machine asynchrone est contrôlée en dehors de la zone inobservable. En pratique, la difficulté principale réside dans le contrôle simultané de la vitesse et de la pulsation statorique tel que la pulsation de glissement $\omega_g = \omega_s - p\omega_r$ ne dépasse pas une valeur limite $\omega_g = \frac{R_r}{L_r} M_{sr} \frac{I_{sq}}{\phi_{rd}}$, qui correspond à la valeur maximale du courant statorique admissible. Pour respecter cette condition, il est nécessaire de contrôler la machine par une autre machine (de charge) qui permet d'imposer la trajectoire de la vitesse. En même temps la pulsation d'alimentation appliquée au stator suit la pulsation statorique de référence (Figure 5.3.b). Par ailleurs, des tests de robustesse par rapport à la variation des résistances et des inductances ont été définis dans le cadre de ce benchmark.

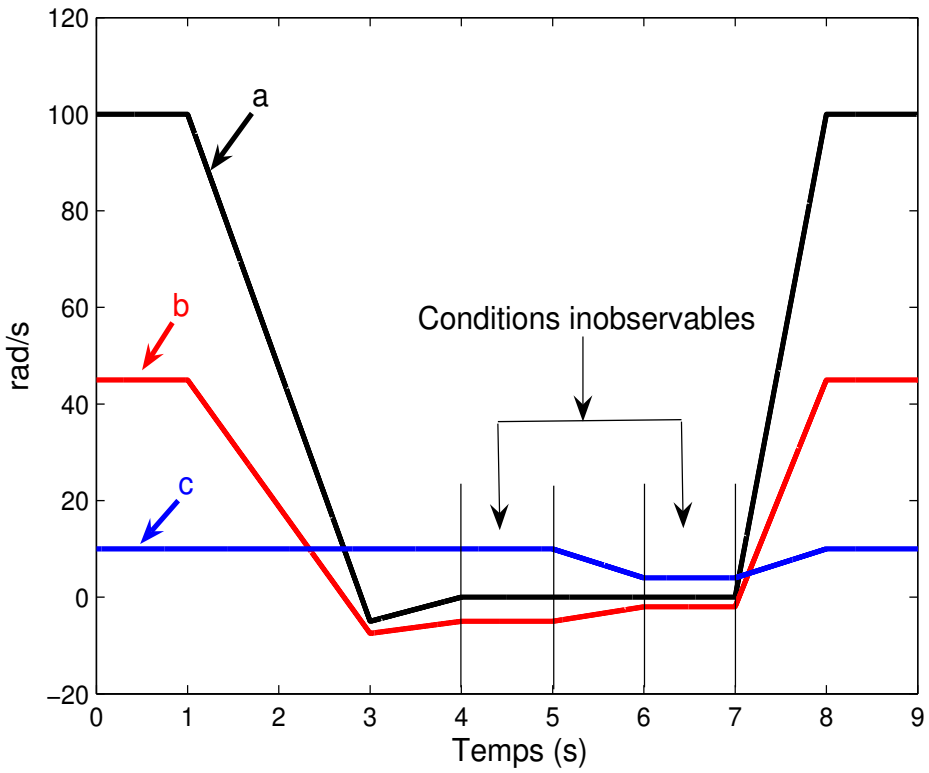


FIGURE 5.3: Trajectoires du Benchmark Observateur : a) pulsation statorique de référence (ω_s) (rad/s), b) vitesse de référence (ω_r) (rad/s), c) pulsation de glissement de référence (ω_g) en fonction du temps (s).

5.2.2.4.3 Cas nominal Les figures 5.4 et 5.5 montrent les courbes de la vitesse et du couple de charge observées dans le cas nominal (paramètres identifiés [2]).

La vitesse observée (Figure 5.4) est globalement bien reconstruite dans les conditions observables. Quand la machine est proche des conditions inobservables, la vitesse observée devient instable (Figure 5.4). Ce comportement est du aux gains de l'observateur qui deviennent grands et par conséquent la partie "correction de l'erreur de mesure" qui est fonction des gains de l'observateur devient importante et non signifiante lorsque la machine est proche des conditions inobservables. La conclusion est la même pour le couple de charge estimé (Figure 5.5). Pour éviter ce comportement, la solution que l'on propose est d'adapter les gains de l'observateur à la propriété de l'observabilité de la machine. Ce qui donne l'essai suivant.

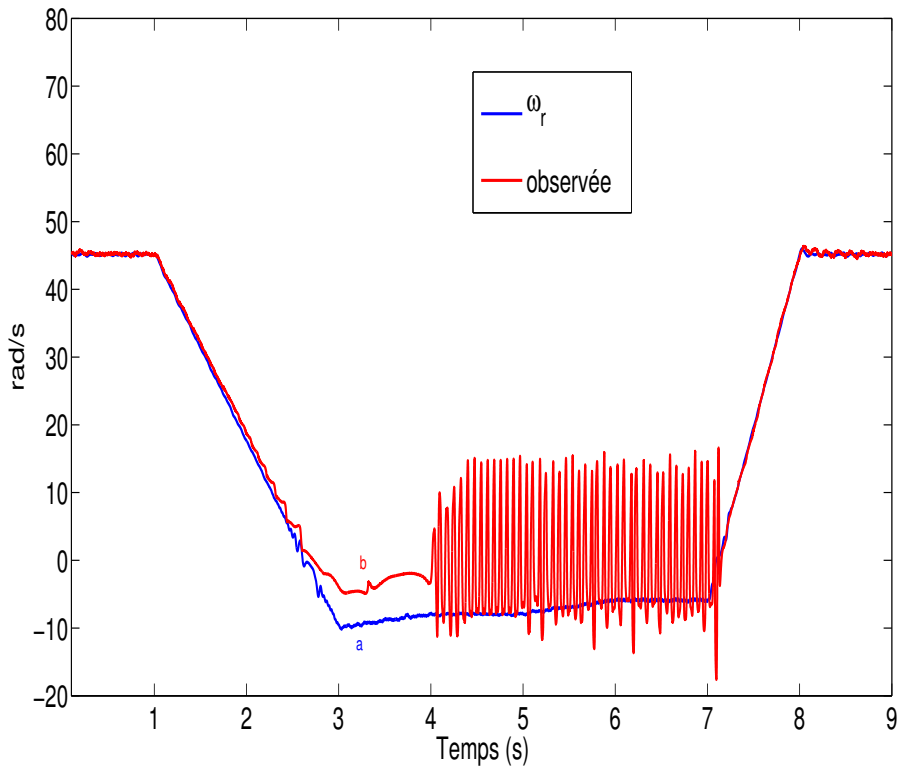


FIGURE 5.4: a) Vitesse mesurée, b) Vitesse observée (rd/s) en fonction du temps (s).

2. On considère ici que les paramètres nominaux sont ceux qu'on a identifiés, qu'on distinguera des paramètres théoriques. Contrairement à la simulation, les paramètres expérimentaux dits "nominaux" ne correspondent pas exactement avec les paramètres réels de la machine. Les conditions expérimentales sont légèrement différentes des conditions d'identification et de plus l'identification a une certaine incertitude dans ses résultats. Ce cas est donc déjà un premier cas de robustesse

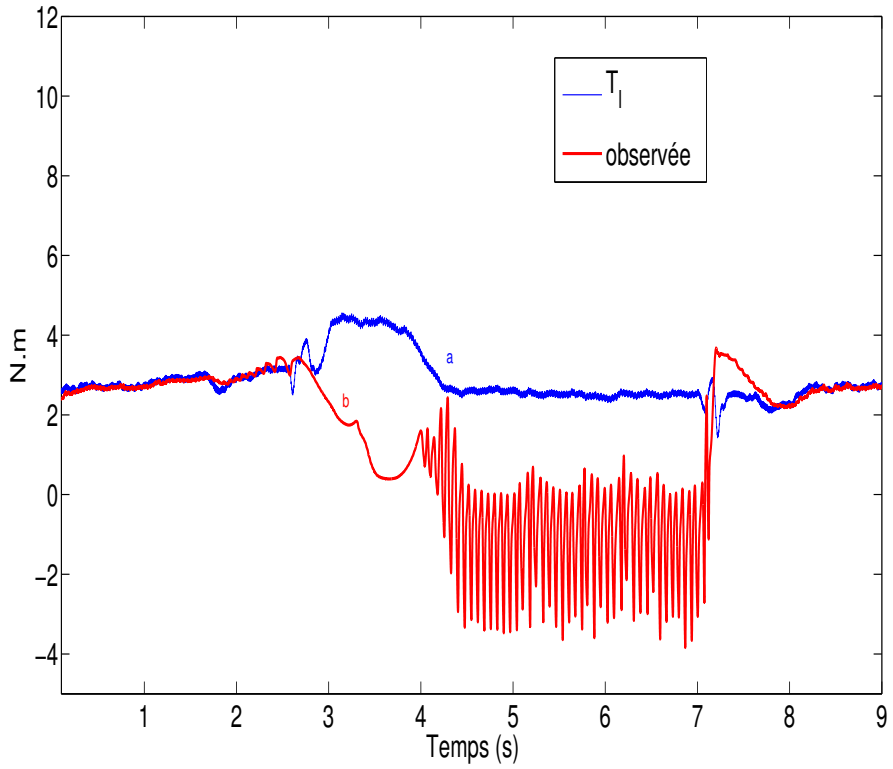


FIGURE 5.5: a) Couple de charge mesuré, b) Couple de charge estimé (N.m) en fonction du temps (s).

5.2.2.4.4 Essai avec commutation de l'observateur en mode estimateur et cas de robustesse Lorsque le moteur est proche des conditions inobservables, on commute l'observateur en mode estimateur (sans gains de correction de l'erreur de mesure) en utilisant la fonction M avec la propriété de l'observabilité de la machine décrite dans l'observateur (5.4) et montrée dans la figure 5.7. Les résultats ainsi obtenus sont montrés dans les figures 5.6 et 5.6. On peut remarquer que lorsque la machine est proche des conditions inobservables, la vitesse observée/estimée (figure 5.6) est stable, il apparait uniquement un petit écart statique. La même conclusion est donnée pour le couple de charge estimé (figure 5.6). On note que le comportement de la vitesse et du couple de charge estimés est le même en mode observateur (dans les conditions observables) par rapport à l'essai précédent (sans commutation de l'observateur en mode estimateur, voir figures 5.4 et 5.5).

On peut remarquer qu'une variation de +50% sur la résistance statorique influe peu ou pas sur les performances de l'observateur dans les conditions observables au niveau de la vitesse observée/estimée (Figure 5.6) par rapport au cas sans variation (Figure 5.6). Dans les conditions inobservables, il est à noter que l'écart statique sur la vitesse observée/estimée est amplifié (Figure 5.6).

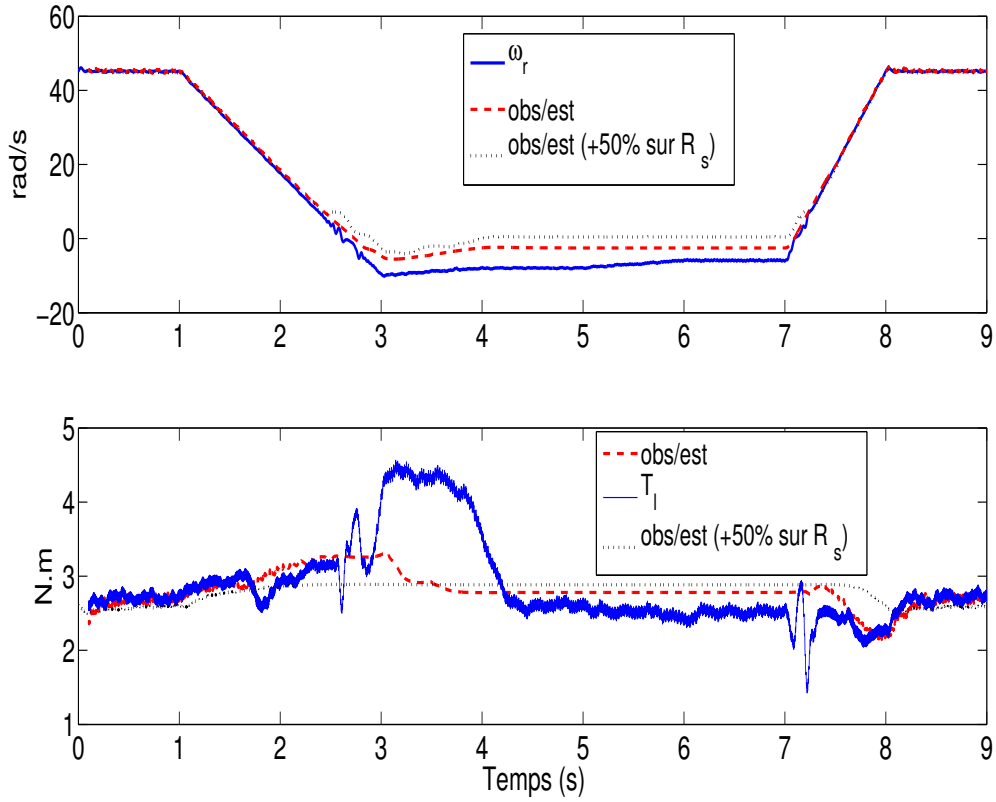


FIGURE 5.6: Commutation Observateur/Estimateur : ω_r-$\hat{\omega}_r$ et T_l-$\hat{T}_l$

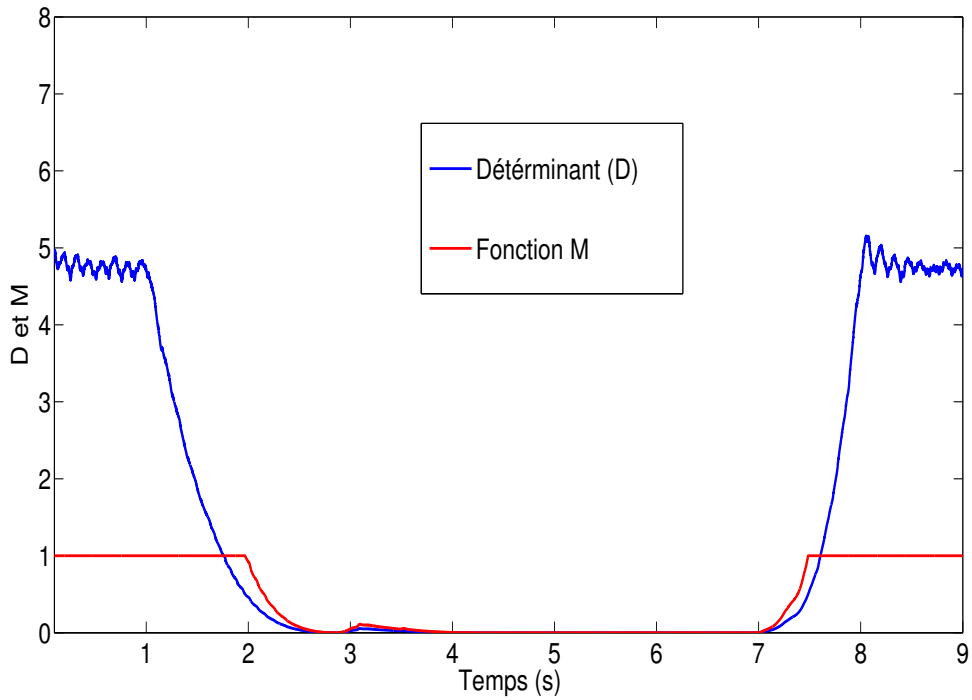


FIGURE 5.7: D et M.

Remarque 8 *Les résultats expérimentaux de l'observateur associé à une commande par mode glissant en boucle fermée sont donnés dans l'article (Ghanes2010) joint en Annexe B.*

5.2.3 Observateur par mode glissant d'ordre 1

5.2.3.1 Modèle de la MAS

On considère le modèle de la MAS (5.5) dans le repère tournant (d-q) (Chiasson2005)

$$\begin{cases} \dot{\omega}_r &= m\phi_{rd}i_{sq} - c\omega_r - \frac{1}{J}T_l \\ \dot{\phi}_{rd} &= -a\phi_{rd} + aM_{sr}i_{sd} \\ \dot{\rho} &= p\omega_r + a\frac{M_{sr}}{\phi_{rd}}i_{sq} \\ \dot{i}_{sd} &= -\gamma i_{sd} + ab\phi_{rd} + p\omega_r i_{sq} + a\frac{M_{sr}}{\phi_{rd}}i_{sq}^2 + m_1V_{sd} \\ \dot{i}_{sq} &= -\gamma i_{sq} - bp\omega_r\phi_{rd} - p\omega_r i_{sd} - a\frac{M_{sr}}{\phi_{rd}}i_{sd}i_{sq} + m_1V_{sq} \end{cases} \tag{5.5}$$

où i_{sd}-i_{sq}, V_{sd}, V_{sq}, ϕ_{rd}, ρ, ω_r, T_l sont les courants et tensions statoriques, la norme et l'angle du flux, la vitesse et le couple de charge. Les autres paramètres sont définis dans (5.2) ainsi que le domaine physique de la MAS.

5.2.3.2 Conception de l'observateur

L'observateur par mode glissant qui sera présenté dans cette section est inspiré des travaux sur les observateurs par mode glissant d'ordre 1 étape par étape, développés dans (Floquet2007). Il permet d'estimer la vitesse et le couple de charge de la MAS sans capteur mécanique (en utilisant uniquement les mesures des courants). Le flux est obtenu par un simple estimateur.
La mesure des courants statoriques du moteur sont effectuées en triphasé et dans un repère fixe or l'observateur est écrit dans le repère diphasé tournant (d-q). Il est donc nécessaire d'effectuer un changement de variable à l'aide de la transformation de Concordia donnée par (5.1) et la transformation de Park suivante

$$\frac{d\hat{\rho}}{dt} = p\hat{\omega}_r + \alpha_r\frac{M_{sr}}{\hat{\phi}_{rd}}i_{sq} \tag{5.6}$$

$$V_{sd} = cos(\hat{\rho})V_\alpha + sin(\hat{\rho})V_\beta \tag{5.7}$$

$$V_{sq} = -cos(\hat{\rho})V_\alpha + sin(\hat{\rho})V_\beta \tag{5.8}$$

On considère (5.5) avec les sorties $y = \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix}$. Il est facile de vérifier que ϕ_{rd} et ω_r du modèle (5.5) ne sont pas observables. Les observateurs classiques ne peuvent pas donc être appliqués et de plus le modèle (5.5) ne peut pas être mis sous la forme interconnecté (5.3) pour laquelle un observateur peut être synthétisé. Cependant, on remarque que le modèle (5.5) a une dynamique de zéro stable (Isidori1995) concernant ϕ_{rd}, avec la sortie $y_1 = i_{sd}$ et $a > 0$ dans (5.5), ce qui permet, par un estimateur, d'estimer ϕ_{rd}. Avec l'estimation de ϕ_{rd}, la vitesse ω_r de (5.5) devient observable. Par conséquent on peut utiliser un observateur par mode glissant pour estimer ω_r.

Pour le modèle (5.5), on propose l'observateur à mode glissant suivant

$$\left\{\begin{array}{lcl} \dot{\hat{\phi}}_{rd} & = & -a\hat{\phi}_{rd} + aM_{sr}i_{sd} \\ \dot{\hat{i}}_{sd} & = & -\gamma i_{sd} + \Xi_1 ab\hat{\phi}_{rd} + \Xi_1 a\frac{M_{sr}}{\hat{\phi}_{rd}}i_{sq}^2 \\ & & +m_1 V_{sd} + \Xi_1\lambda_1 sgn\left(i_{sd} - \hat{i}_{sd}\right) \\ \dot{\hat{\omega}}_r & = & \Xi_1 m\hat{\phi}_{rd}i_{sq} - \Xi_2 c\tilde{\omega}_r + \Xi_2\lambda_2 sgn\left(\tilde{\omega}_r - \hat{\omega}_r\right) \end{array}\right. \tag{5.9}$$

où

$$sgn(*) : \left\{\begin{array}{lll} 1 & \text{si} & * > 0 \\ -1 & \text{si} & * < 0 \\ \in [-1, 1] & \text{si} & * = 0 \end{array}\right. \tag{5.10}$$

avec l'état auxiliaire $\tilde{\omega}_r = \frac{\Xi_2\lambda_1 sgn(i_{sd}-\hat{i}_{sd})}{pi_{sq}}$ où

$$\Xi_1 = \left\{\begin{array}{ll} 0, & \text{si } |\hat{\phi}_{rd} - \phi_{rd}| > \epsilon \\ 1, & \text{si } |\hat{\phi}_{rd} - \phi_{rd}| \leq \epsilon; \end{array}\right.$$

$$\Xi_2 = \left\{\begin{array}{ll} 0, & \text{si } \hat{i}_{sd} \neq i_{sd} \\ 1, & \text{si } \hat{i}_{sd} = i_{sd}; \end{array}\right.$$

avec ϵ est une petite valeur positive et l'estimation du couple de charge T_l est donnée par

$$\tilde{T_l} = -\Xi_3 J\lambda_2 sgn\left(\tilde{\omega}_r - \hat{\omega}_r\right) \tag{5.11}$$

avec $\Xi_3 = \left\{\begin{array}{ll} 0, & \text{si } \hat{\omega}_r \neq \tilde{\omega}_r \\ 1, & \text{si } \hat{\omega}_r = \tilde{\omega}_r. \end{array}\right.$

Théorème 4 *On considère le modèle de la MAS (5.2). L'observateur proposé (5.9) peut exponentiellement converger vers ϕ_{rd} et estimer ω_r et T_l.*

Preuve 4 *On assume que $\Xi_1 = 0$ (si $\Xi_1 = 1$ on passe directement à l'étape suivante), la dynamique de l'erreur d'observation de ϕ_{rd}, notée $\varepsilon_{\phi_{rd}} = \phi_{rd} - \hat{\phi}_{rd}$, est définie comme suit : $\dot{\varepsilon}_{\phi_{rd}} = -a\varepsilon_{\phi_{rd}}$ avec $a > 0$, ce qui implique une convergence exponentielle de $\hat{\phi}_{rd}$ vers ϕ_{rd}.*

Soit $\epsilon > 0$, on peut toujours trouver t_1, tel que quand $t > t_1$, on a $\varepsilon_{\phi_{rd}} \leq \epsilon$, alors $\Xi_1 = 1$ après $t > t_1$. Ensuite on considère la convergence de $\hat{i}_{sd}$ vers i_{sd}. Pour ce faire, on note $\varepsilon_{i_{sd}} = i_{sd} - \hat{i}_{sd}$. Sachant que $t > t_1$ on a $\Xi_1 = 1$ et $\varepsilon_{\phi_{rd}} \leq \epsilon$ alors

$$\dot{\varepsilon}_{i_{sd}} = \left(ab - \frac{aM_{sr}i_{sq}^2}{\phi_{rd}\hat{\phi}_{rd}}\right)\varepsilon_{\phi_{rd}} + p\omega_r i_{sq} - \lambda_1 sgn\left(i_{sd} - \hat{i}_{sd}\right)$$

On considère la fonction candidate de Lyapunov : $V_{\varepsilon_{i_{sd}}} = \frac{1}{2}\varepsilon_{i_{sd}}^2$. Sachant que le modèle (5.5) est dans le domaine physique $\mathcal{DP}$ de la MAS, alors si

$$\lambda_1 = max\{p\omega_r i_{sq} + \left(ab - \frac{aM_{sr}i_{sq}^2}{\phi_{rd}\hat{\phi}_{rd}}\right)\varepsilon_{\phi_{rd}}\} + \zeta_{i_{sd}} \tag{5.12}$$

avec $\zeta_{i_{sd}} > 0$ et $\varepsilon_{\phi_{rd}} \leq \epsilon$, on a

$$\begin{array}{rcl} \dot{V}_{\varepsilon_{i_{sd}}} & = & \left(p\omega_r i_{sq} + (ab - \frac{aM_{sr}i_{sq}^2}{\phi_{rd}\hat{\phi}_{rd}})\varepsilon_{\phi_{rd}} - \lambda_1 sgn\left(\varepsilon_{i_{sd}}\right)\right)\varepsilon_{i_{sd}} \\ & \leq & -\zeta_{i_{sd}}\left|\varepsilon_{i_{sd}}\right| = -\sqrt{2}\zeta_{i_{sd}}V_{\varepsilon_{i_{sd}}}^{1/2} \end{array}$$

ce qui implique la convergence de $\hat{\imath}_{sd}$ *vers* i_{sd} *en temps fini, noté* t_2*. Après* $t > t_2 > t_1$*, on a alors* $\Xi_2 = 1$ *et* $\dot{\varepsilon}_{i_{sd}} = \varepsilon_{i_{sd}} = 0$*, ce qui donne* $p\omega_r i_{sq} + \left(ab - \frac{aM_{sr}i_{sq}^2}{\phi_{rd}\hat{\phi}_{rd}}\right)\varepsilon_{\phi_{rd}} - \lambda_1 sgn\left(i_{sd} - \hat{\imath}_{sd}\right) = 0$*. Finalement on a* $\tilde{\omega}_r = \omega_r + \left(ab - \frac{aM_{sr}i_{sq}^2}{\phi_{rd}\hat{\phi}_{rd}}\right)\frac{\varepsilon_{\phi_{rd}}}{pi_{sq}} = \omega_r + \mathcal{E}(t)$ *où* $\mathcal{E}(t) = \left(ab - \frac{aM_{sr}i_{sq}^2}{\phi_{rd}\hat{\phi}_{rd}}\right)\frac{\varepsilon_{\phi_{rd}}}{pi_{sq}}$*. On sait que (5.5) est dans le* $\mathcal{DP}$*, on peut voir que* $\mathcal{E}(t)$ *est borné et converge vers zéro dans le* $\mathcal{DP}$*. Par conséquent on a la convergence exponentielle de* $\tilde{\omega}_r$ *vers* ω_r*.*

Ce qui donne

$$\dot{\tilde{\omega}}_r = \dot{\omega}_r + \dot{\mathcal{E}}(t) = m\phi_{rd}i_{sq} - c\omega_r - \frac{1}{J}T_l + \dot{\mathcal{E}}(t)$$

Par analogie, en prenant une fonction candidate de Lyapunov $V_{\varepsilon_{\omega_r}} = \frac{1}{2}\varepsilon_{\omega_r}^2$ *avec* $\varepsilon_{\omega_r} = \tilde{\omega}_r - \hat{\omega}_r$*, et si*

$$\lambda_2 = max\{-\frac{1}{J}T_l + mi_{sq}\varepsilon_{\phi_{rd}} + c\mathcal{E}(t) + \dot{\mathcal{E}}(t)\} + \zeta_{\omega_r} \tag{5.13}$$

avec $\zeta_{\omega_r} > 0$*, on a*

$$\begin{aligned} \dot{V}_{\varepsilon_{\omega_r}} &= \left(-\frac{1}{J}T_l + mi_{sq}\varepsilon_{\phi_{rd}} + c\mathcal{E}(t) + \dot{\mathcal{E}}(t)\right)\varepsilon_{\omega_r} \\ &\quad -\lambda_2 sgn\left(\tilde{\omega}_r - \hat{\omega}_r\right)\varepsilon_{\omega_r} \\ &\leq -\zeta_{\omega_r}\left|\varepsilon_{\omega_r}\right| = -\sqrt{2}\zeta_{\omega_r}V_{\varepsilon_{\omega_r}}^{1/2} \end{aligned}$$

ce qui signifie la convergence de $\hat{\omega}_r$ *vers* $\tilde{\omega}_r$ *en temps fini, noté* t_3*. Alors après* $t > t_3 > t_2$*, on a* $\Xi_3 = 1$ *et* $\dot{\varepsilon}_{\omega_r} = \varepsilon_{\omega_r} = 0$*, ce qui donne* $\tilde{T}_l = T_l - Jmi_{sq}\varepsilon_{\phi_{rd}} - Jc\mathcal{E}(t) - J\dot{\mathcal{E}}(t)$*. Sachant que* $\tilde{\omega}_r$ *et* $\hat{\phi}_{rd}$ *convergent exponentiellement vers* ω_r *et* ϕ_{rd} *respectivement, ce qui implique* $\varepsilon_{\phi_{rd}}$*,* $\mathcal{E}(t)$ *et* $\dot{\mathcal{E}}(t)$ *convergent exponentiellement. Ce qui permet d'affirmer que* $\tilde{T}_l$ *converge exponentiellement vers* T_l*.*

5.2.3.3 Résultats expérimentaux

L'observateur est testé expérimentalement sur la plate-forme de l'IRCCyN, en boucle ouverte, sur le Benchmark observateur présenté dans le paragraphe 5.2.2.4.2. Le schéma bloc de l'observateur est décrit par la figure 5.8. Les paramètres de réglages λ_1 et λ_2 de l'observateur (5.9) sont choisis comme suit : $\lambda_1 = 1000$, $\lambda_2 = 800$, pour satisfaire les équations (5.12) et (5.13) respectivement.

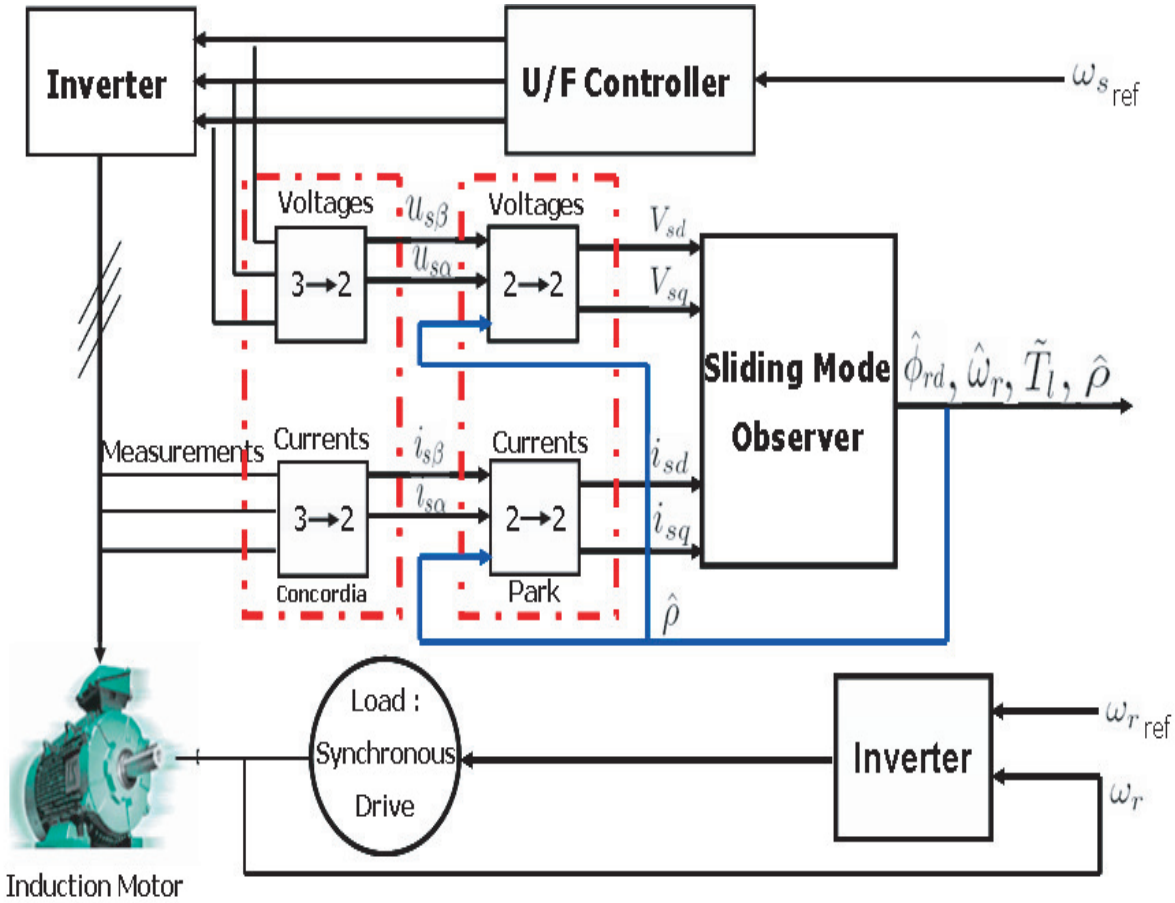


FIGURE 5.8: Schéma bloc de l'observateur à mode glissant.

Les résultats ont été effectués dans les mêmes conditions expérimentales évoquées dans le paragraphe 5.2.2.4.3. Le même test de robustesse que dans le cas de l'observateur interconnecté est effectué.

Résultats de la vitesse observée :

Dans la figure 5.9 les réponses de la vitesse dans le cas nominal et une variation de la résistance statorique sont montrées. Pour le cas de robustesse (+50% sur R_s), la vitesse est légèrement affecté par rapport au cas nominal quand le moteur est dans les conditions observables et sous les conditions inobservables.

Résultats du couple de charge estimé :

La figure 5.10 montre la réponse du couple de charge observée. La variation de +50% sur R_s affecte clairement le couple de charge observée dans les conditions inobservables du moteur mais l'observateur reste tout de même robuste dans les conditions observables.

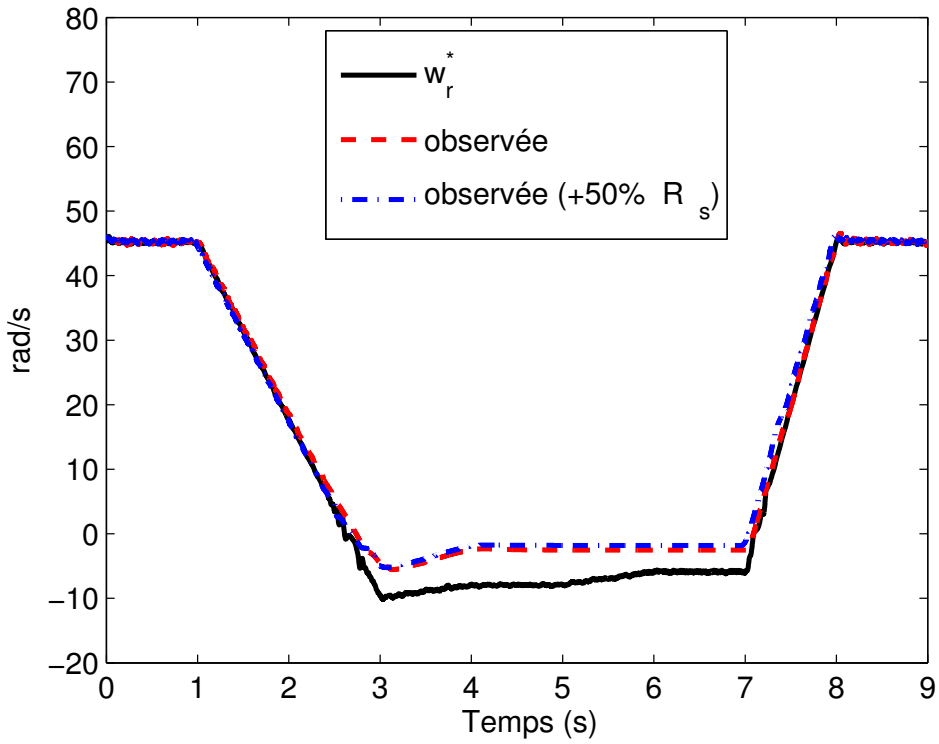


FIGURE 5.9: ω_r et $\hat{\omega}_r$

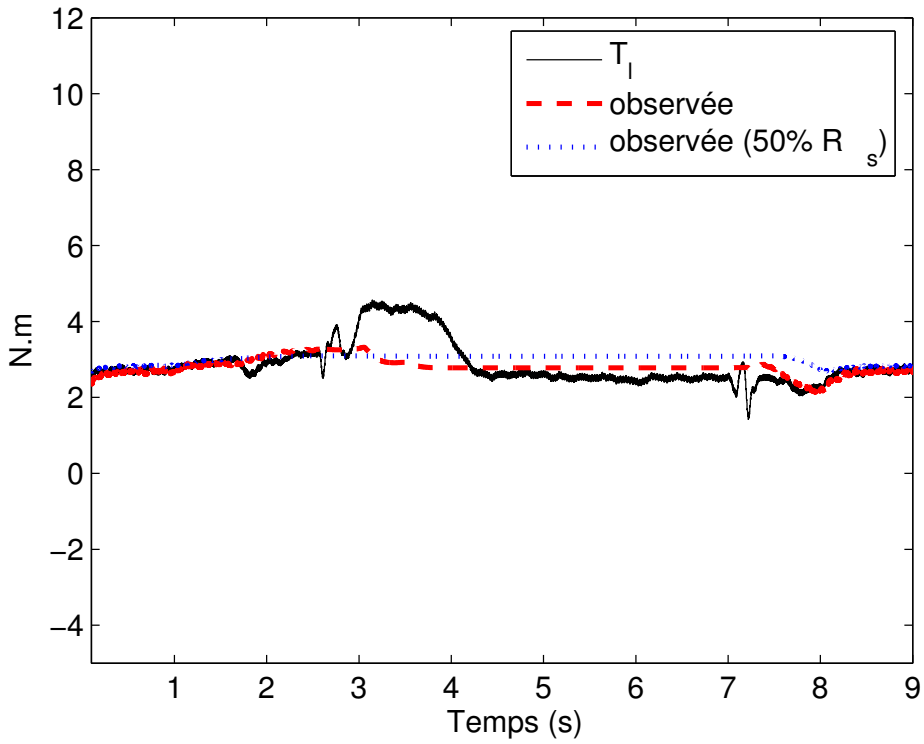


FIGURE 5.10: T_l et $\hat{T}_l$

5.2.4 Observateur par mode glissant d'ordre 2

Ce travail est développé dans le cadre de la thèse CIFRE de Sébastien SOLVAR (voir paragraphe 2.2.1.1) en collaboration avec l'entreprise GS Maintenance. Il montre au travers d'une application industrielle, l'intérêt technologique d'un observateur ainsi que les difficultés liées aux calculs en temps réel. Un observateur à mode glissant d'ordre 2 sans capteur mécanique (en utilisant uniquement les mesures des courants) est proposé afin d'estimer le flux et la vitesse de la MAS soumit à des couples de charges inconnus. Dans un premier temps, l'observateur est développé en temps continu, puis le travail consiste à démontrer comment obtenir un observateur à mode glissant en temps discret afin de l'implémenter de manière expérimentale pour un cas d'applications industrielles réelles, notamment dans le cas d'une acquisition trop lente des données. Ces travaux sont publiés dans (Solvar2010), (Solvar2010a) et (Solvar2012). Une partie de ces travaux est jointe en Annexe B (Solvar2012).

5.2.5 Conclusion sur la MAS

Dans cette section, des contributions théoriques et appliquées ont été présentées dans le cadre de la commande sans capteur de la machine asynchrone. Deux observateurs, de types grand gain interconnecté et mode glissant ont été présentés avec des résultats expérimentaux sur des benchmarks significatifs à la plate-forme de l'IRCCyN. Les résultats obtenus ont montrés que quand la machine est dans la zone inobservable, l'observateur intercoonecté est instable alors que l'observateur à mode glissant est stable. Ceci s'explique par le fait que la partie correction de l'observateur inteconnectée est réalisée en utilisant des gains variables contrairement à celle de l'observateur à mode glissant où la partie correction reste constante. Néanmoins, dans le cas de l'observateur interconnecté une adaptation de sa partie correction est réalisée en fonction de l'observabilité de la machine. De plus, de par sa structure variable de ses gains, il permet de mieux s'adapter aux variations paramétriques et aux perturbations externes dans le cas des conditions observables de la machine.

Dans la troisième partie de cette section, un résumé sur les travaux de thèse de S. SOLVAR a été donné (avec une présentation en détail en Annexe B) afin de montrer l'intérêt technologique d'un observateur dans un cadre industriel.

5.3 Observation et commande de la machine synchrone (MS) sans capteur mécanique

5.3.1 Introduction

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont divisées en deux catégories en fonction de l'assemblage des aimants permanents. Les aimants permanents peuvent être montés en surface du rotor (machine synchrone à aimants permanents surfaciques-MSAPS) ou à l'intérieur du rotor (machine synchrone à aimants permanents intérieurs-MSAPI). Ces deux configurations ont une influence sur les forces contre électromotrices (FCEMs) et sur la variation de l'inductance (Benjak2010a). Ce travail de thèse de Dalila ZALTNI, réalisé en cotutelle avec l'Ecole Nationale de Gabès, est dédié aux deux catégories, i.e. MSAPS et MSAPI, pour l'étude de leur observabilité et à la première catégorie, i.e. MSAPS, pour la conception des observateurs. L'inconvénient de la MSAPS est l'utilisation du capteur de position/vitesse. Comme pour la MAS, l'utilisation de tels capteurs (encodeur, résolveur, etc) induit des câbles et de l'espace en plus, une fréquente maintenance, un montage avec attention du capteur, des probabilités d'erreurs et la vulnérabilité du capteur contre des bruits électromagnétiques dans des environnements hostiles. De plus l'inertie du rotor augmente avec l'emplacement du capteur dans l'axe du rotor (Chi2009). Pour les MSAPS ayant une puissance allant jusqu'à 10kW le prix de l'encodeur est en dessous de 10% (Benjak2010b), mais pour des applications automotives dans l'industrie, avec la fabrication en série du produit, la suppression du capteur est désirable. Pour éliminer le capteur de position/vitesse, plusieurs approches ont été proposées récemment dans la littérature (Bolognani2001), (Gumus2007), (Yu2009), (Halder2010) (Benjak2010a), (Benjak2010b), (Lee2012), (Padilla2010). Ces méthodes sont classées en trois catégories principales. La première catégorie est basée sur des méthodes non-adaptive [3] (Benjak2010a) ou adaptive [4] (Bolognani2001), (Benjak2010b), (Yu2009), (Lee2012). La seconde catégorie est basée sur les méthodes de saillances et d'injection de signaux (Padilla2010). La troisième méthode emploi l'approche basée sur l'intelligence artificielle (Gumus2007), (Halder2010). Le travail de thèse de Dalila ZALTNI est dédié aux méthodes adaptatives, i.e., observateurs. Cependant la plupart des méthodes proposées dans la littérature sont souvent testées à haute vitesse or comme il est montré dans (Zaltni2010), les principales difficultés sont à très basse vitesse. De ce point de vue, les travaux de thèse de Dalila Zaltni ont permis, dans un premier temps, d'étudier l'observabilité des deux machines, i.e. MSAPS et MSAPI, afin de caractériser des conditions suffisantes et nécessaires de pertes d'observailité à très basse vitesse. Dans un second temps, ces travaux ont concernés la conception d'un observateur par mode glissant d'ordre 2 avec des essais expérimentaux sur un benchmark spécifique à la plate-forme d'essais de machines électriques à l'IRCCyN. Les travaux de cette thèse sont publiés dans (Zaltni2009), (Zaltni2010), (Zaltni2010a), (Zaltni2010b), (Zaltni2012). Un résumé de ces travaux est présenté ci-après avec à chaque fois qu'il est possible des renvois vers l'article de revue (Zaltni2012) joint en Annexe B.

3. de type estimateur sans terme de correction
4. de type observateur avec terme de correction

5.3.2 Modèle de la MSAPS

Le modèle mathématique de la MSAPS utilisé est représenté dans le repère fixe (α-β) par les équations (5.14) et (5.15) (Chen2003), (Zaltni2012).

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{L_0}\left[\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} - R\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} - \omega_e K_e \begin{pmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{pmatrix}\right] \tag{5.14}$$

$$\dot{\omega}_e = \frac{P}{J}\phi_m(-sin(\theta_e)i_\alpha + cos(\theta_e)i_\beta) - \frac{f_v}{J}\omega_e - \frac{T_l}{J} \tag{5.15}$$

avec :
ω : la vitesse rotorique ; $\omega_e = P\omega$: la vitesse rotorique électrique
R : la résistance statorique ; L_0 : l'inductance statorique
P : le nombre de paires de pôles ; J : le moment d'inertie
ϕ_m : le flux du rotor ; f_v : le frottement visqueux
T_l : le couple de charge
$[i_\alpha \quad i_\beta]^T$, $[u_\alpha \quad u_\beta]^T$: les vecteurs des courants et tensions statoriques respectivement dans le repère (α-β)
θ_e : la position rotorique électrique ; K_e : la constante des FCEMs.

5.3.3 Observabilité de la MSAPS

Le phénomène d'observabilité de la MSAPS a été étudié par plusieurs auteurs (voir par exemple (Junfeng2004), (Zaltni2010)). Dans l'article (Zaltni2012) joint en Annexe B, on a présenté des conditions suffisantes et nécessaires pour lesquelles la MSAPS est observable et inobservable. Le problème était de caractériser les conditions pour lesquelles l'état x de la MSAPS peut être reconstruit à partir des mesures (courants) et leur dérivées pour n'importe quel ordre. Le résultat comme on peut le trouver dans l'article joint en Annexe B, est que l'observabilité de la MSAPS, i.e. uniquement la position du moteur, ne peut pas être établie dans le cas particulier où la vitesse du moteur et sa dérivée (accelération) sont nulles même en utilisant les dérivées d'ordre supérieur des courants. C'est une condition suffisante et nécessaire de perte d'observabilité de la MSAPS.
Concernant l'étude de l'observbilité de la MSAPI, elle détaillée dans l'article (Zaltni2012) joint en Annexe B.

5.3.4 Conception de l'observateur

5.3.4.1 Observateur des FCEMs

Soit $x = [x_1 \quad x_2]^T = [i_\alpha \quad i_\beta]^T$. En considérant que les dynamiques des courants de l'équation (5.14), on peut écrire :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = ax_1 + bF_\alpha + cu_\alpha \\ \dot{x}_2 = ax_2 + bF_\beta + cu_\beta \end{cases} \tag{5.16}$$

avec $a = \dfrac{-R}{L}$, $b = \dfrac{K_e}{L}$, $c = \dfrac{1}{L}$ et

$$\begin{cases} F_\alpha = \omega_e \sin(\theta_e) \\ F_\beta = -\omega_e \cos(\theta_e). \end{cases} \tag{5.17}$$

En appliquant l'algorithme du dérivateur super twisting ((Levant1998), (Zaltni2012), (Solvar2012)) au système (5.16), on obtient :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = ax_1 + b\hat{F}_\alpha + cu_\alpha + \lambda_1 |e_1|^{\frac{1}{2}} sgn(e_1) \\ \dot{\hat{F}}_\alpha = \alpha_1 sgn(e_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = ax_2 + b\hat{F}_\beta + cu_\beta + \lambda_2 |e_2|^{\frac{1}{2}} sgn(e_2) \\ \dot{\hat{F}}_\beta = \alpha_2 sgn(e_2) \end{cases} \tag{5.18}$$

avec $e_1 = x_1 - \hat{x}_1, \quad e_2 = x_2 - \hat{x}_2$ et λ_1, λ_2, α_1, α_2 des paramètres constants positifs.

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

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = be_{F_\alpha} - \lambda_1 |e_1|^{\frac{1}{2}} sgn(e_1) \\ \dot{e}_{F_\alpha} = f_1(\omega_e, F_\beta) - \alpha_1 sgn(e_1) \\ \dot{e}_2 = be_{F_\beta} - \lambda_2 |e_2|^{\frac{1}{2}} sgn(e_2) \\ \dot{e}_{F_\beta} = f_2(\omega_e, F_\alpha) - \alpha_2 sgn(e_2) \end{cases} \tag{5.19}$$

avec $e_{F_\alpha} = F_\alpha - \hat{F}_\alpha, \quad e_{F_\beta} = F_\beta - \hat{F}_\beta, \quad f_1(\omega_e, F_\beta) = \omega_e F_\beta \quad$ et $\quad f_2(\omega_e, F_\alpha) = -\omega_e F_\alpha$. (En considérant $\dot{\omega}_e \approx 0$).

Proposition 2 *Pour toutes conditions initiales $x(0)$, $\hat{x}(0)$, il existe un choix de λ_i et α_i, $i = 1, 2$ tel que l'état observé $\hat{x}$ converge en temps fini vers l'état réel x, i.e. $\hat{x}_1 \longmapsto x_1$ et $\hat{x}_2 \longmapsto x_2$ alors e_1, e_2, $\dot{e}_1$ et $\dot{e}_2$ convergent à zéro et par conséquent $\hat{F}_\alpha \longmapsto F_\alpha$ et $\hat{F}_\beta \longmapsto F_\beta$.*
La convergence de l'erreur d'observation est obtenue en une étape et en temps fini.

Les paramètres de l'observateur λ_i et α_i, $i = 1, 2$ sont calculés de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \alpha_1 &> f_1^+ \quad et \quad \lambda_1 > (f_1^+ + \alpha_1)\sqrt{\frac{2}{\alpha_1 - f_1^+}} \\ \alpha_2 &> f_2^+ \quad et \quad \lambda_2 > (f_2^+ + \alpha_2)\sqrt{\frac{2}{\alpha_2 - f_2^+}} \end{aligned} \tag{5.20}$$

avec $f_1^+ = max(\mid f_1(\omega_e, e_{F_\beta}) \mid), \quad et \quad f_2^+ = max(\mid f_2(\omega_e, e_{F_\alpha}) \mid)$.

La preuve de la proposition 2 et le calcul des paramètres (5.20) sont donnés dans les articles (Zaltni2012) et (Solvar2012) joints en Annexe B.

5.3.4.2 Observateur de vitesse et de position

A partir des valeurs E_α et E_β données par (5.18), on peut facilement déduire la position et la vitesse du rotor des équations (5.17) comme suit :

$$\hat{\theta}_e = \arctan(\frac{-\tilde{x}_a}{\tilde{x}_b}) \tag{5.21}$$

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\tilde{x}_a^2 + \tilde{x}_b^2}}{b} sgn(\tilde{x}_a \sin(\hat{\theta}_e) - \tilde{x}_b \cos(\hat{\theta}_e)) \tag{5.22}$$

Comme il a été montré dans la section 5.3.3, la position du moteur n'est pas observable à vitesse et accélération nulles. Pour surmonter cette difficulté quand le moteur fonctionne à basse vitesse, la position du rotor est obtenue directement à partir de la vitesse observée comme suit

$$\hat{\theta}_e = \int_0^t \hat{\omega}_e(\tau) d\tau + cte \tag{5.23}$$

La valeur initiale de la position estimée ($\hat{\theta}_e(0) = cte$) est égale à la dernière valeur calculée par l'observateur avant de commuter en mode estimateur.

5.3.5 Résultats expérimentaux

L'observateur est testé, en boucle ouverte, avec une commande par mode glissant (Ezzat2010) sur le banc expérimental de l'IRCCyN. Un benchmark significatif décrit dans la section suivante est utilisé. Le diagramme bloc de l'observateur est donné par la figure 2.3. Les paramètres du moteur ainsi que les paramètres de réglages de l'observateur [5] sont donnés dans la table 5.2.

Puissance nominale ω_n	$2.85kw$
Vitesse nominale ω_n	$3000rpm$
Tension nominale U_n	$380V$
P	3
L_s	0.003425H
R	0.45 Ω
ϕ_m	0.1814 Wb
J	$0.00536kg.m^2$
f_v	$0.0112kg.m^2.s^{-1}$
α_1	$6,85.10^6$
λ_1	580
α_2	$6,85.10^6$
λ_2	100

TABLE 5.2: Paramètres du moteur et de l'observateur

5. Les gains de l'observateur sont choisis pour satisfaire les conditions de convergence annoncées dans les inégalités (5.20))

5.3.5.1 Benchmark commande

Afin de tester les performances des observateurs et des commandes de moteurs synchrone, un benchmark spécifique est défini. Dans le cadre de ce benchmark (Figure 5.11), deux trajectoires de références sont définies : la vitesse et le couple de charge (Figure 5.11). Initialement, le moteur démarre de zéro et accélère ensuite jusqu'à atteindre une vitesse de $40rad/s$ et garde cette vitesse constante jusqu'à $t = 1.5s$. Un couple de charge nominal est appliqué entre $t = 0.5s$ et $t = 1s$. Cette première phase permet de tester et d'évaluer les performances et la robustesse de l'observateur à basse vitesse avec un couple de charge nominal. A $t = 1.5s$, le moteur est amené à sa vitesse nominale ($157rad/s$) et couple de charge est appliqué de nouveau à $t = 3s$. Cette deuxième phase permet de tester les performances dynamiques et la robustesse de l'observateur à haute vitesse. Par la suite, tout en maintenant le couple de charge, le moteur est décéléré jusqu'à sa vitesse nulle qui est maintenue constante (vitesse et accélération nulles) jusqu'à $t = 6s$. Cette dernière phase permet de mettre en évidence le phénomène d'inobservabilité du moteur synchrone à basses vitesses. Enfin le moteur est contrôlé en dehors des conditions inobservables.
Les essais expérimentaux de ce paragraphe ont été menée à l'IRCCyN avec une vitesse réduite comme le montre la figure 5.11 du Benchmark.

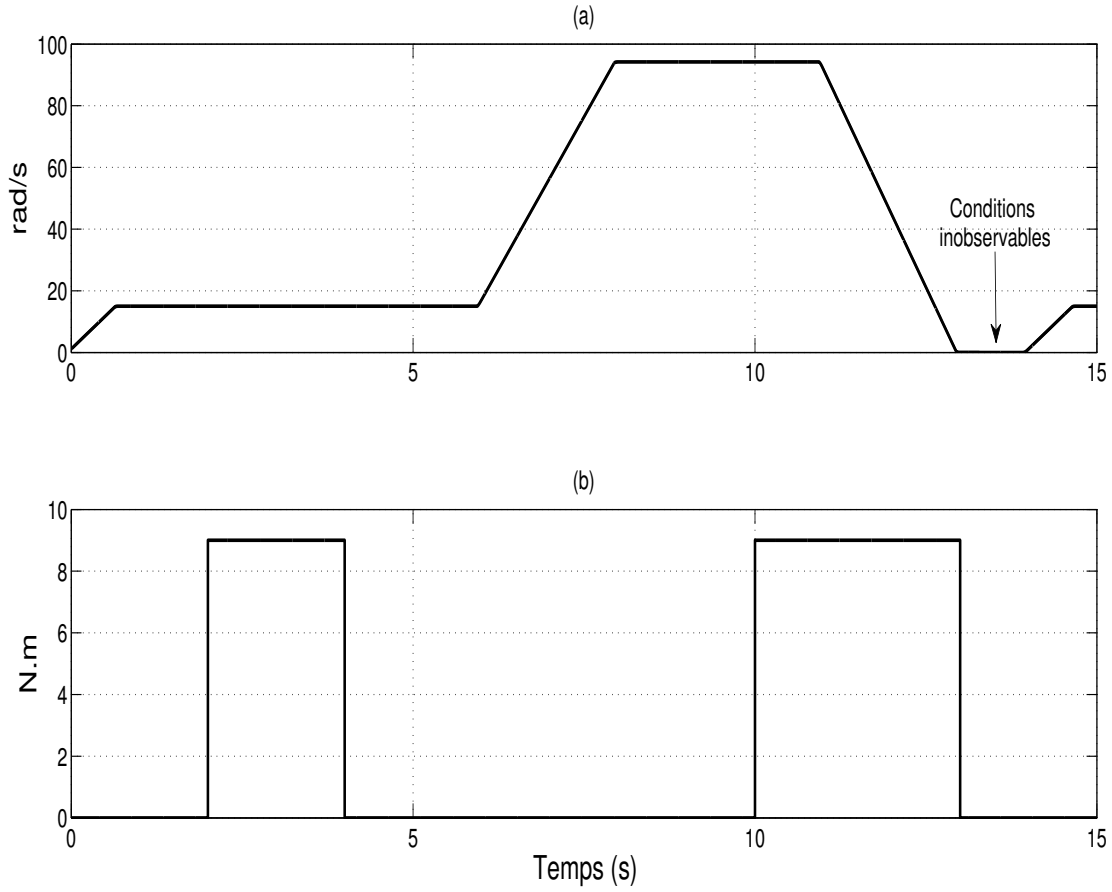


FIGURE 5.11: Vitesse rotorique de référence (a) (rad/s) et couple de charge (b) (N.m)

5.3.5.2 Analyse des résultats

Les vitesses de référence, observée et mesurée sont montrées dans la figure 5.12. La vitesse observée est affichée par la figure 5.12 est filtrée par un passe bas pour réduire le phénomène du chattering. On peut remarquer dans cette figure que la vitesse observée suit bien la vitesse réelle dans les phases statiques et dynamiques. La position du rotor est donnée par la figure 5.13. On peut noter que la position observée (Figure 5.13(c)-Figure 5.14(d)), qui est calculée par (5.21), suit bien la position réelle (Figure 5.13(a)-Figure 5.14(d)) avec une bonne robustesse quand le moteur est dans les conditions observables (en dehors de l'intervalle 12-14s). La figure 5.14(d) est le zoom des deux positions.

5.3.5.3 Analyse des résultats à basse vitesse

Sous les conditions inobservables données dans le paragraphe (5.3.3), on peut remarquer un mauvais comportement de la position observée (Figure 5.13(c) et figure 5.14(d)) donnée par (5.21). Afin d'éviter ce mauvais comportement, l'estimateur donné par (5.23) est utilisé pour obtenir la position du moteur à très basse vitesse (12-14 s), comme il est montré par les figures 5.13(b) et 5.14(e). Le zoom des 2 positions est montré par la figure 5.13(e). Ce qui permet d'avoir l'information sur la position sur toute la plage de fonctionnement du moteur (Figures 5.13(b) et 5.13(e)). Cependant comme on peut le voir sur la figure 5.13(b) l'estimation de la position (donnée par (5.23)) n'est pas exactement constante à zéro vitesse et un petit écart statique apparait (12-14 s). Cet écart est dû au fait que la position utilise la vitesse observée qui est donnée par (5.22) et montrée par la figure 5.12. Comme on peut le voir, cette vitesse n'est pas exactement égale à zéro, à cause du phénomène du chattering. La robustesse de l'observateur proposé est testé par une variation de +50% sur la résistance statorique (Figures 5.15 et 5.16). L'observateur est peu influencé par cette variation dans les conditions observable par contre il est sensible à cette variation dans les conditions inobservables du moteur.

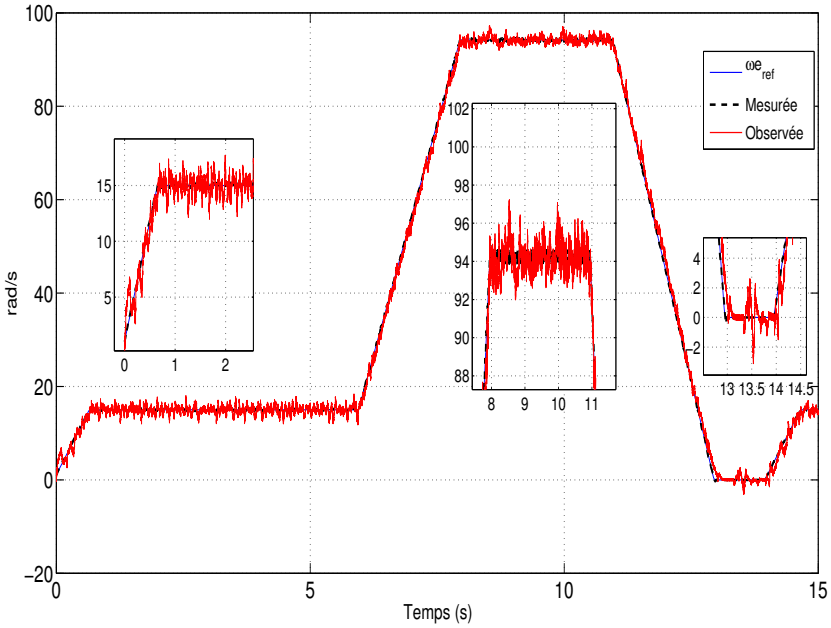


FIGURE 5.12: Cas nominal : ω_e^*, ω_e et $\hat{\omega}_e$ (rad/s)

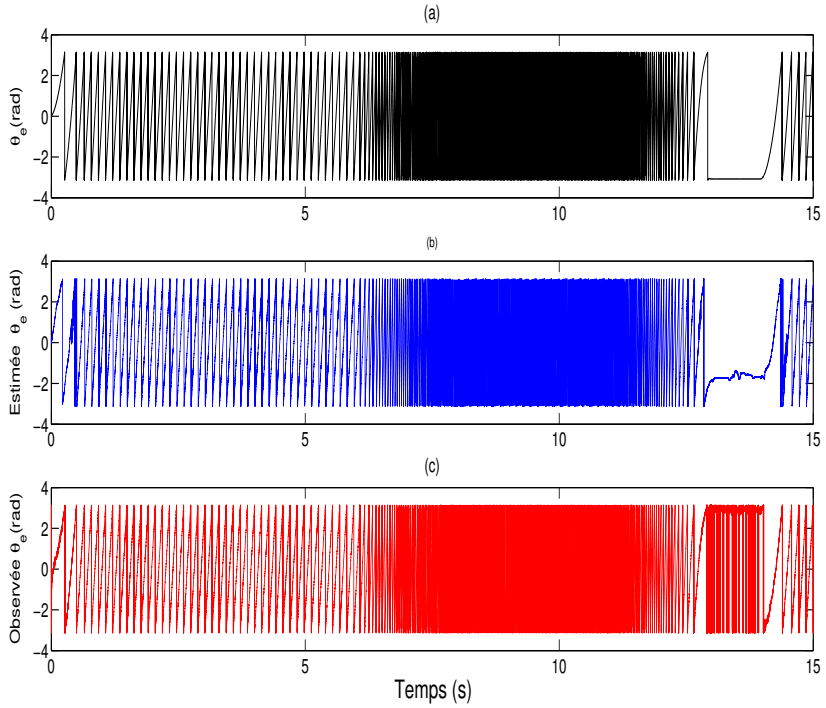


FIGURE 5.13: Cas nominal : θ_e, $\hat{\theta}_e$ observée/estimée et observée (rad)

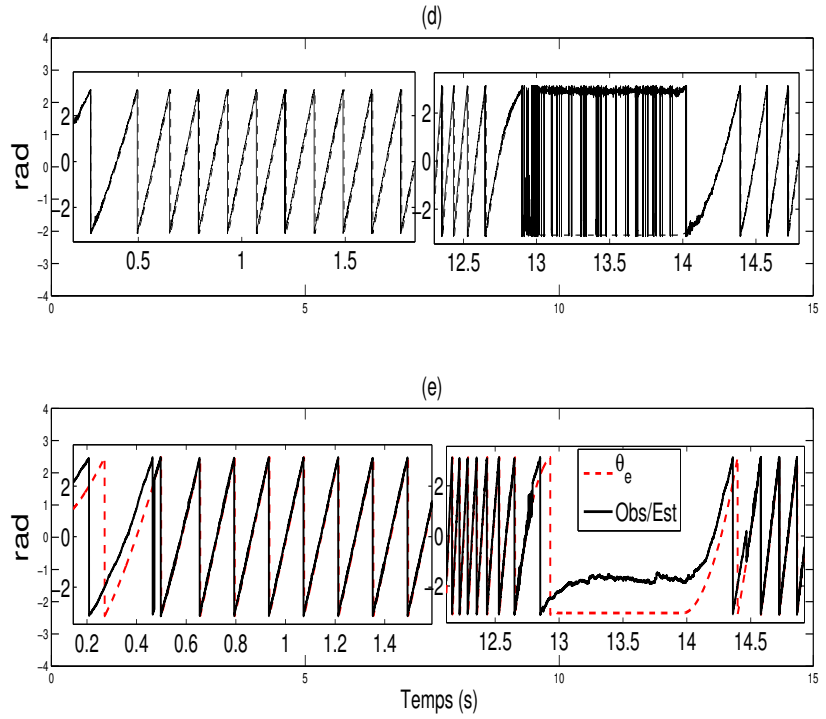


FIGURE 5.14: Cas nominal : θ_e et $\hat{\theta}_e$ zoomées (rad)

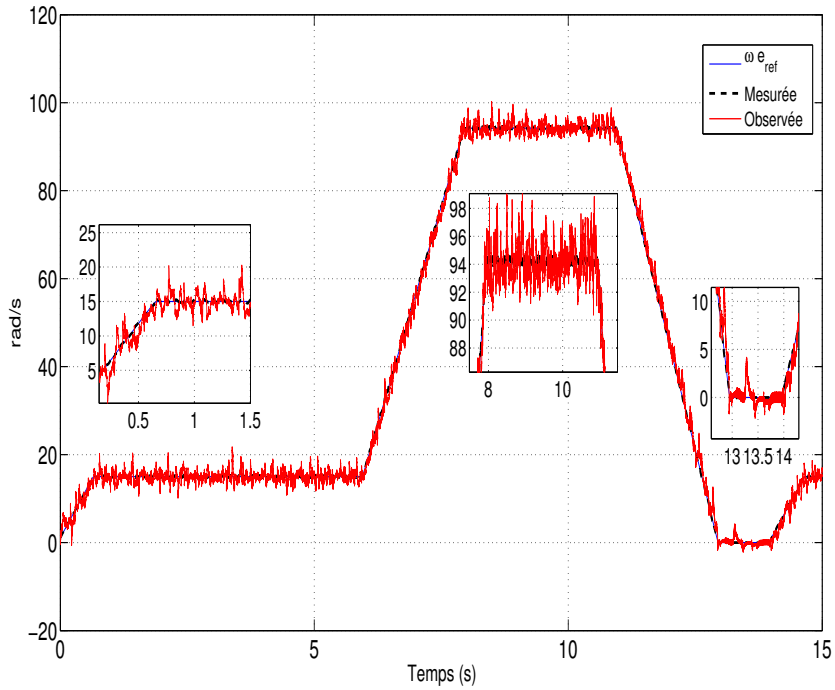


FIGURE 5.15: +50% sur R : ω_e^*, ω_e et $\hat{\omega}_e$ (rad/s)

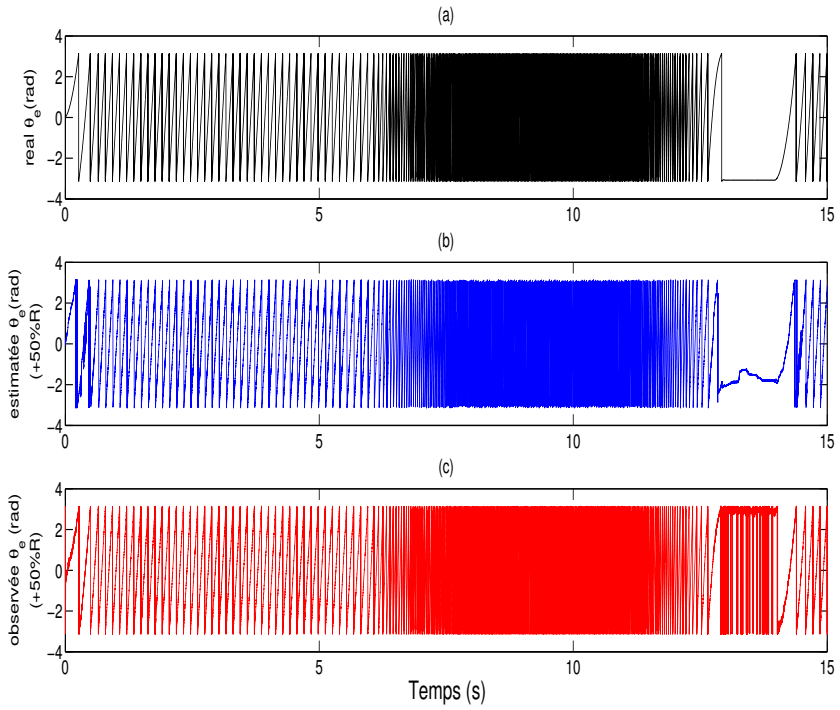


FIGURE 5.16: +50% sur R : θ_e, $\hat{\theta}_e$ observée/estimée et observée (rad)

5.3.6 Conclusion sur la MS

Dans cette section une partie des travaux de thèse de Dalila ZALTNI est présentée. Ces travaux ont portés sur l'observation sans capteur du moteur synchrone à aimant permanent. Un étude d'observabilité est menée pour les deux types de moteurs considérés (MSAPS et MSAPI). Cette étude a donnée lieu a une caractérisation des conditions observables et inobservables des deux moteurs. Les conditions inobservables ont été caractérisées par le fonctionnement à très basse vitesse du MSAPS. Il a été montré que dans le cas de l'utilisation des dérivées d'ordre supérieure des mesures (courants), l'observabilité du MSAPS est toujours perdue à très basse vitesse. Dans le cas du MSAPI, la conclusion est différente car de cette analyse il en ressort que l'observabilité peut être retrouvée lorsque le moteur fonctionne à très basse vitesse (en injectant un courant continu).

Dans un second temps, un système basé sur un observateur par mode glissant et un estimateur (observateur commuté en mode estimateur dans les conditions inobservables du MSAPS) est proposé afin de palier aux problèmes d'observabilité du MSAPS. La stabilité et la convergence en temps fini de l'observateur sont analysées. L'observateur associé à son estimateur est testé expérimentalement sur le banc de l'IRCCyN avec des essais de robustesse. Les performances obtenues sont acceptables dans les conditions observables et inobservables du MSAPS.

D'autres types de commandes ont été utilisées et comparées dans le cadre de cette thèse.

5.4 Observation et commande des systèmes hybrides : cas du convertisseur multicellulaire

5.4.1 Introduction

Durant la dernière décennie, les convertisseurs multicellulaires sont passés par des concepts théoriques attrayant aux applications industrielles, spécialement pour les applications de grande puissance (Meynard2002), (Rodriguez2002), (Lezana2007), (Defay2008), (Leon2008). En effet, les formes de sorties de ce type de convertisseur sont améliorées en comparaison à la topologie du convertisseur classique à 2 niveaux. En effet avec la même fréquence de commutation du composant de puissance, la fréquence de sortie est multipliée par le nombre de cellules, ce qui permet de réduire les éléments de filtrage. De plus cette structure du convertisseur multicellulaire, apparue au début des années 90 (Fadel1996), permet de partager les contraintes de tensions sur les composants de puissance, la réduction des sauts en tension , une meilleure commutation énergétique et la modularité dans la topologie. La figure 5.17 montre un hacheur à 3 cellules série alimentant une charge passive constituée d'une inductance (L) et d'une résistance (R).
Les objectifs de nos recherche sur ce type de structure concernent le contrôle du courant de charge (I) et le contrôle des tensions des condensateurs flottants (E_1 et E_2). Le contrôle en boucle fermée du courant et des tensions nécessite la mesure des tensions des condensateurs flottants. Mais, les niveaux de tension et de puissance mis en jeu font que la mesure est très coûteuse et peut dégrader la fiabilité du système. C'est pour cette raison qu'il est primordial de construire des observateurs (capteurs logiciels) pour reconstruire les tensions intermédiaires dédiées à cette topologie. C'est une solution attractive en termes de coût et de fiabilité. Il existe différents types de modèles du convertisseur multicellulaire série pour lequels un observateur peut être synthétisé. On peut citer le modèle moyen (Bensaid2001), (Gateau2002), le modèle harmonique (Fadel1996) et le modèle instantané (Bethoux2008), (Benmansour2009), (Defoort2011). L'objectif est de construire des observateurs pour le convertisseur multicellulaire série sur la base du modèle instantané. Ce dernier souligne et utilise pleinement le caractère hybride de ce convertisseur. C'est dans cette direction qu'une partie de mes recherches est orientée ces dernières années. Comme je l'avais mentionné dans le paragraphe 2.1.3.2.1.3 et la section 3.1, seront présentés dans ce qui suit que mes travaux de recherche en cours de publication dans (Ghanes2012a) et consacrés à l'application de la technique des observateurs interconnectés (décrite au chapitre 3) au modèle instantané hybride du convertisseur série à 3 cellules.

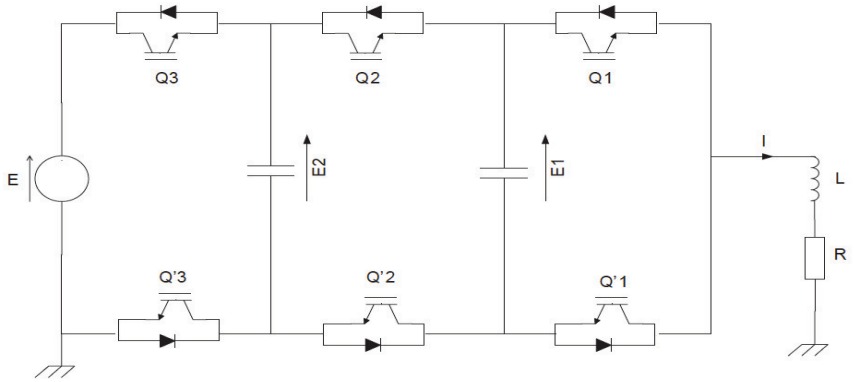


FIGURE 5.17: Convertisseur série à 3 cellules

5.4.2 Modèle hybride du convertisseur à 3 cellules

Afin de tenir compte du caractère hybride du convertisseur, le modèle dynamique instantané du convertisseur à 3 cellules associé a une charge RL (Figure 5.17) est utilisé. L'état des interrupteurs associé à chaque cellule de commutation est donné par la position des interrupteur du haut et du bas Q_j et $Q_j^{'} \in \{0,1\}, j = 1,2,3$ de la figure 5.17. Quand $Q_j = 1$ (resp. $Q_j = 0$), l'interrupteur du haut de la j-ème cellule est "on[6]" (resp. "off[7]"). Au même temps l'interrupteur du bas $Q_j^{'} = 0$ (resp. $Q_j^{'} = 1$) est "off" (resp. "on"). En choisissant les tensions des condensateurs $E_1(t)$, $E_2(t)$ et le courant de charge $I(t)$ comme variables d'état notées $X(t) = \begin{bmatrix} E_1(t) & E_2(t) & I(t) \end{bmatrix}^T$, les états des interrupteurs des cellules de commutation $U(t) = \begin{bmatrix} Q_1(t) & Q_2(t) & Q_3(t) \end{bmatrix}^T$ comme vecteur de contrôle, les équations d'états du convertisseur peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(U)X + BU \\ y = CX \end{cases} \tag{5.24}$$

où seul le mode de conduction continue du courant de charge est considéré et

$$A(U) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{Q_2-Q_1}{C_1} \\ 0 & 0 & \frac{Q_3-Q_2}{C_2} \\ \frac{Q_1-Q_2}{L} & \frac{Q_2-Q_3}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{E}{L} \end{bmatrix}^T, \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Pour le convertisseur considéré, on a 2 états de commutation pour chaque bras, ce qui donne 8 configurations possibles notées,

$$\begin{aligned} &U_1 = (0,0,0)^T, U_2 = (1,0,0)^T, U_3 = (0,1,0)^T, U_4 = (0,0,1)^T, \\ &U_5 = (1,1,0)^T, U_6 = (1,0,1)^T, U_7 = (0,1,1)^T, U_8 = (1,1,1)^T. \end{aligned} \tag{5.25}$$

Comme il est usuel en électronique de puissance, au lieu de considérer dans la notation l'état des interrupteurs, il est préférable de considérer le chemin du courant :

$$\begin{aligned} &q_j := Q_{j+1} - Q_j,\ j = 1,2 \\ &q := [q_1, q_2], q \in \{-1,0,1\}^{1\times 2}. \end{aligned} \tag{5.26}$$

$q_j = 1$ (resp. $q_j = -1$) signifie que le courant charge (resp. décharge) le condensateur C_j et $q_j = 0$ signifie que le courant n'agit pas sur C_j. De plus, il est aussi important de souligner si E donne de l'énergie ou non. Ce fait est pris en compte par une seule entrée Q_3. Par conséquent la matrice $A(U)$ du modèle (5.24) devient

$$A(q) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{q_1}{C_1} \\ 0 & 0 & \frac{q_2}{C_2} \\ -\frac{q_1}{L} & -\frac{q_2}{L} & -\frac{R}{L}. \end{bmatrix}$$

Alors le modèle hybride (5.24) peut être exprimée sous cette forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(q)X + BU \\ y = CX \end{cases} \tag{5.27}$$

Remarque 9 *Les tensions des 2 condensateurs sont constantes uniquement pour les configurations U_1 et U_8 (q_1 et q_2 sont égales à zéro), car aucune action (charge ou décharge) n'est exercée sur elles par le courant de charge.*

6. passant
7. bloqué

5.4.3 $Z(T_N)$ Observabilité pour le convertisseur à 3 cellules

Dans cette section, une première étude de l'observabilité au sens de la définition (3.10) est donnée pour montrer que les tensions des 2 condensateurs ne sont pas observables à chaque instant à cause du caractère hybride du convertisseur à 3 cellules, i.e. le convertisseur n'est pas uniformément observable au sens de la définition 11 [8]. De plus, la plupart des résultats obtenus dans la littérature sur l'observabilité des systèmes hybrides (Babaali2005), (DeSantis2003), (Vidal2003) ne peuvent pas être appliqués dans le cas du convertisseur à 3 cellules. Afin de contourner cette difficulté, les récents résultats sur la $Z(T_N)$ Observabilité (Kang2009), (Bejarano2010) seront utilisés afin d'étudier la $Z(T_N)$ Observabilité du convertisseur à 3 cellules par rapport à une trajectoire de temps hybride (Lygeros2003), (Goebel2009).

5.4.3.1 Etude de l'observabilité

L'étude consiste à caractériser la condition sous laquelle les tensions des 2 condensateurs E_1 et E_2 peuvent être observées à partir du courant (mesure) et de ses dérivées (au sens de la définition (3.10). Pour cela, on considère la dynamique du courant donnée par (5.24) :

$$\dot{I}(t) = -\frac{R}{L}I(t) + \frac{E}{L}Q_3 - \frac{q_1}{L}E_1(t) - \frac{q_2}{L}E_2(t) \tag{5.28}$$

La seconde dérivée du courant par rapport au temps donne

$$\ddot{I}(t) = -\frac{R}{L}[-\frac{R}{L}I(t) + \frac{E}{L}Q_3 - \frac{q_1}{L}E_1(t) - \frac{q_2}{L}E_2(t)] - \frac{q_1^2}{LC_1}I(t) - \frac{q_2^2}{LC_2}I(t) \tag{5.29}$$

Des équations (5.28) et (5.29), on peut remarquer que pour chaque configuration de commutation q_j (see (5.26)), seule la quantité $q_1E_1 + q_2E_2$ peut être observée à partir du courant I, de sa première dérivée $\dot{I}$ et de sa seconde dérivée $\ddot{I}$. Les dérivées d'ordre supérieur de I (au sens de (3.10)) n'apportent aucune information. Ce qui signifie qu'au moins 2 configurations de commutation sont nécessaires pour l'observation des 2 tensions E_1 et E_2. De plus, pour n'importe quelle configuration de commutation [9] U_2 à U_7 (correspondant à au moins $q_j \neq 0$), la condition de rang au sens de la définition 3.2 appliquée au modèle (5.27) donne

$$rang\left(C^T; (CA(q))^T; (CA(q)^2)^T\right)^T = 2 \tag{5.30}$$

est inférieure à 3 (ordre du modèle (5.27)). L'étude des dérivées de I à l'odre supérieur à 2 (au sens de (3.10)) ne permettent pas de retrouver un rang plein (égal à 3) au sens du critère (3.12).
Ainsi le convertisseur à 3 cellules a un rang inférieur à 3, il n'est donc pas observable pour chaque seule configuration de commutation q_j.

8. les tensions des 2 condensateurs ne sont pas discernables par examen du courant de charge (mesure) sur un intervalle de temps.

9. Comme la séquence des configurations de commutation est imposée par l'utilisateur, une des contrainte de la commande commutée est de garantir la $Z(T_N)$ observabilité. Un lien de cette condition peut être fait dans le cas des systèmes non linéaires où l'observabilité dépends des entrées universelles dans le sens de la définition 10 ou des entrées persistantes dans le sens de la définition 12.

Remarque 10 *Pour les 2 configurations de commutation U_1 et U_8 (correspondant à $q_j = 0$, voir remarque 9), il n'est pas possible d'observer les tensions des 2 condensateurs, i.e. le convertisseur à 3 cellules n'est pas observable sans considérer un changement dans la structure de commutation. Pour ces 2 configurations, le rang donné par (5.30) est égal à 1, i.e. rang* $\left(C^T; (CA(q))^T; (CA(q)^2)^T\right)^T = 1$.

5.4.3.2 $Z(T_N)$ Observabilité

Ce concept donne des conditions sur la séquence de commutation, sous lesquelles les tensions des 2 condensateurs peuvent être reconstruites, pas instantanément mais après un certain nombre de commutations.

Rappels sur la $Z(T_N)$ Observabilité On considère la classe des systèmes commutés suivants

$$\begin{cases} \dot{\xi} = f_q(t, \xi, u), & q \in \sigma,\ \xi \in R^n, u \in R^m \\ Y = h_q(t, \xi, u) \end{cases} \tag{5.31}$$

où σ est un ensemble d'indices fini, $f_q : \mathbb{R} \times \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^{\ m} \to \mathbb{R}^n$ est suffisamment lisse et le dwell time ($\tau_i := t_{i,1} - t_{i,0}$) (Liberzon2003) entre deux instants de commutation est défini comme une constante telle que $\tau_i > \tau_{min}$ où $\tau_{min} > 0$ est une constante qui garantit l'intégrité de la commutation (excluant aussi le phénomène de Zeno [10]). L'entrée $u(t)$ est supposée bornée C^∞ dans l'intervalle $[t_{i,0}, t_{i,1})$.
Pour les systèmes commutés, le concept de l'observation $Z(T_N)$ est fortement lié au dwell time et à la séquence de commutation. Il est alors important de rappeler (dans le contexte considéré) la définition de la trajectoire temporelle hybride (Lygeros2003), (Goebel2009).

Définition 16 *Une trajectoire temporelle hybride est une séquence finie ou infinie d'intervalles $T_N = \{I_i\}_{i=0}^N$, tel que*

- $I_i = [t_{i,0}, t_{i,1})$, $\forall\ 0 \leq i < N$;
- $\forall\ i < N$, $t_{i,1} = t_{i+1,0}$;
- $t_{0,0} = t_{\text{ini}}$ *et* $t_{N,1} = t_{\text{fin}}$.

et $\langle T_N \rangle$ est définie comme une liste ordonnée de q associée à T_N, i.e., $\left\{q^0, \ldots, q^N\right\}$ avec $q^i = q$ dans l'interval I_i.

Maintenant il est possible de donner le récent concept sur la $Z\left(T_N\right)$-observabilité, qui est un concept d'observabilité permettant de tenir en compte de la "qualité de l'information" générée par la trajectoire temporelle hybride (ce concept est directement lié aux entrées persistantes de la définition 12 pour les systèmes non linéaires classiques).

10. Ce phénomène est caractérisé par le nombre infini de commutations en un temps fini. Un exemple pour illuster ce phénomène est celui de la balle qui rebondit au sol. La balle s'immobilise sur le sol en un temps fini et il a été montré dans (Attia2005) que la vitesse de la balle tend vers 0 en temps fini à travers une infinité d'impacts.

Définition 17 *(Kang2009) La fonction $z := Z(t, x, u_p)$ est dite $Z(T_N)$-observable dans $\mathcal{U}$ par rapport à (5.31) et la trajectoire temporelle hybride T_N et $\langle T_N \rangle$ si pour deux trajectoires quelconques $\left(t, x^i(t), u_p^i(t)\right)$, $i = 1, 2$, dans $\mathcal{U}$ définie dans l'intervalle $[t_{ini}, t_{fin}]$, l'égalité*

$$y^1(t) = y^2(t), \text{ a.e., dans } [t_{ini}, t_{fin}]$$

implique

$$Z\left(t, x^1(t), u_p^1(t)\right) = Z\left(t, x^2(t), u_p^2(t)\right), \text{ a.e., dans } [t_{ini}, t_{fin}]$$

On suppose que pour n'importe quel flot d'état continu $(t, \xi(t), u(t))$ dans U, il existe toujours un ensemble $U_1 \subset U$ tel que $(t, \xi(t), u(t))$ est contenu dans U_1 et le système est $Z(T_N)$-observable pour la fonction $Z(t, x, u)$ dans U_1 par rapport au système (5.31), et la trajectoire temporelle hybride T_N, $\langle T_N \rangle$. Alors, $z = Z(t, x, u)$ est dit localement $Z(T_N)$-observable dans U par rapport à (5.31), et la trajectoire temporelle hybride T_N, et $\langle T_N \rangle$.

Remarque 11 *Pour le convertisseur à 3 cellules, l'observabilité est liée à la trajectoire temporelle hybride, comme l'observabilité des systèmes non linéaires qui peut dépendre des entrées universelles dans le sens de la définition 10 ou des entrées persistantes dans le sens de la définition 12.*

Théorème 5 *(Kang2009) Soit le système (5.31) et la trajectoire temporelle hybride T_N, $\langle T_N \rangle$. Soit U un ensemble ouvert dans l'espace temps-état-commande. On suppose que $Z(t, x(t), u(t))$ est toujours continu avec une entrée de commande admissible. On suppose qu'il existe $N + 1$ projections linéaires*

$$P_i = \begin{bmatrix} \delta_{1i} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \delta_{n_z i} \end{bmatrix} M_i$$

et

$$\bar{P}_i = \begin{bmatrix} 1 - \delta_{1i} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 - \delta_{n_z i} \end{bmatrix} M_i$$

avec δ_{ji} , $j = 1, 2, ..., n_z$ qui peut prendre 0 ou 1 et M_i est une matrice régulière $P_i + \bar{P}_i = I$, tel que

(1) pour n'importe lequel $0 \leq i \leq N$, $P_i Z(t, \xi, u)$ est $Z(T_N)$-observable pour $t \in [t_{i,0}, t_{i,1})$ et $(t, \xi(t), u(t)) \in U$;

(2) rank $\begin{bmatrix} P_0^T & \cdots & P_N^T \end{bmatrix} = \dim(Z) = n_z$; et

(3) $\dfrac{\bar{P}_i dZ(t, \xi(t), u(t))}{dt} = 0$ pour $t \in [t_{i,0}, t_{i,1})$ et $(t, \xi(t), u(t)) \in U$, où $[\bar{P}_i^T \;\; P_i^T]$ est de rang plein $\mathbb{R}^{n_z \times n_z}$.

Alors, $z = Z(t, \xi, u)$ est $Z(T_N)$-observable dans U par rapport au système (5.31) et la trajectoire temporelle hybride T_N, $\langle T_N \rangle$.

5.4.3.3 Application au cas du convertisseur à 3 cellules

Proposition 3 *On considère le système (5.27) avec $Z(t,x) := [E_1,\ E_2]^T$. La fonction $Z(t,x)$ est $Z\,(T_N)$-observable, par rapport à T_N et $\langle T_N \rangle := \left\{q^0, \ldots, q^N\right\}$ si il existe au moins 2 configurations de commutation (q^{i_1}, q^{i_2}) tel que $Rank(q^{i_1}, q^{i_2})$=2, où $q^{i_1} = [q_1, q_2]^{i_1}$ et $q^{i_2} = [q_1, q_2]^{i_2}$.*

Preuve 5 *On considère toutes les configurations de commutation (5.25)-(5.26).*

- Cas 1 : pour les configurations U_2 et U_4 ($q = [1, 0]$ et $q = [-1, 0]$), la projection linéaire candidate est

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad et \qquad \bar{P} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Alors

$$PZ(t,x) = \begin{bmatrix} E_1 & 0 \end{bmatrix}^T.$$

A partir du système (5.27) avec U_2 et U_4, on a

$$\bar{P}Z(t,x) = \begin{bmatrix} 0 & E_2 \end{bmatrix}^T \qquad et \qquad \bar{P}\dot{Z}(t,x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}^T.$$

Ce qui implique que les conditions (1) et (3) du théorème 5 pour ces configurations de commutation sont satisfaites.

- Cas 2 : Soit U_5 et U_7 ($q = [0, 1]$ et $q = [0, -1]$),

$$P = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad et \qquad \bar{P} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Ce qui donne

$$PZ(t,x) = \begin{bmatrix} E_2 & 0 \end{bmatrix}^T.$$

Du système (5.27) avec U_5 et U_7,

$$\bar{P}Z(t,x) = \begin{bmatrix} 0 & E_1 \end{bmatrix}^T \qquad et \qquad \bar{P}\dot{Z}(t,x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}^T.$$

Alors les conditions (1) et (3) du théorème 5 sont vérifiées pour ce type de configurations.

- Cas 3 : pour U_3 et U_6 ($q = [1, -1]$ et $q = [-1, 1]$),

$$P = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad et \qquad \bar{P} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Alors

$$PZ(t,x) = \begin{bmatrix} E_1 - E_2 & 0 \end{bmatrix}^T$$

.

Avec le système (5.27) et les configurations U_3 et U_6, on a

$$\bar{P}Z(t,x) = \begin{bmatrix} 0 & E_1 + E_2 \end{bmatrix}^T \qquad et \qquad \bar{P}\dot{Z}(t,x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}^T.$$

Ce qui signifie que les conditions (1) et (3) du théorème 5 sont satisfaites.

- Cas 4 : pour U_1 et U_8 ($q = [0,0]$ et $q = [1,1]$),

$$P = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad et \qquad \bar{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Alors

$$PZ(t,x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

.

Avec U_1 et U_8 et le système (5.27), on arrive à

$$\bar{P}Z(t,x) = \begin{bmatrix} E_1 & E_2 \end{bmatrix}^T \qquad et \qquad \bar{P}\dot{Z}(t,x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}^T.$$

Les conditions (1) et (3) du théorème 5 sont alors vérifiées pour ce type de configurations.

Finalement, le lien entre les configurations de commutation des cellules q et les projections linéaires candidates P implique que le rang de (q^{i1}, q^{i2}) est égal à 2, on obtient alors $rang(P^{i1}, P^{i2}) = 2$ où P^{i1} (resp. P^{i2}) est la projection linéaire appropriée de q^{i1} (resp. q^{i2}). Par conséquent, toutes les conditions du théorème 5 sont satisfaites. Alors, la fonction $Z(t,x) := [E_1,\ E_2]^T$ est $Z\,(T_N)$-observable. Ce qui termine la preuve de la proposition.

5.4.4 Conception de l'observateur interconnecté pour le convertisseur à 3 cellules

Ici, on considère la conception de l'observateur pour le convertisseur à 3 cellules en prenant en compte l'étude d'observabilité décrite dans le paragraphe 5.4.3.2. Pour ce faire, on va réécrire le modèle (5.27) du convertisseur à 3 cellules sous la forme de 2-sous systèmes interconnectés, qui est décrite dans la section 3.4, et pour laquelle il est possible de construire un observateur satisfaisant la $Z(T_N)$-observabilité présentée dans (5.4.3.2) pour estimer les tensions des condensateurs E_1 et E_2 en utilisant comme seules mesures le courant de charge et la tension de la source. On obtient

$$\Sigma_i : \begin{cases} \dot{X}_1(t) &= A(q_1)X_1(t) + B(q,y) + q_2 H_1(X_2) \\ \dot{X}_2(t) &= A(q_2)X_2(t) + B(q,y) + q_1 H_2(X_1) \\ y(t) &= \bar{C}X_j(t), j = 1,2. \end{cases} \tag{5.32}$$

avec

$$X_j = \begin{bmatrix} I \\ E_j \end{bmatrix}, \quad A(q_j) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{q_j}{L} \\ \frac{q_j}{C_j} & 0 \end{bmatrix}, \quad H_1(X_2) = -\frac{1}{L}\begin{bmatrix} E_2 & 0 \end{bmatrix}^T \quad H_2(X_1) = -\frac{1}{L}\begin{bmatrix} E_1 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$B(q,y) = \begin{bmatrix} \frac{E}{L}Q_3 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}^T.$$

Avant de décrire l'observateur à grand gain interconnecté, on considère la propriété et l'hypothèse suivante.

Propriété 2 *$H_1(X_2)$ et $H_2(X_1)$ sont globalement Lipschitz par rapport à X_2 et X_1.*

Cette propriété est vérifiée par le fait que l'état du convertisseur à 3 cellules (5.32) reste dans un domaine $\mathcal{D}$ défini par $\{X \mid |E_1| \leq {E_1}^{max}, |E_2| \leq {E_2}^{max}, |I| \leq I^{max}\}$.

Hypothèse 5 *A1. Il existe une trajectoire temporelle hybride T_N telle que les configurations de commutation $q = [1, 0]$ et $q = [0, 1]$, définies dans (5.26), apparaissent au moins une fois. Ce qui signifie qu'à partir de la proposition 3 le système (5.32) es $Z(T_N)$ observable.*
A2. Il existe une constante $\tau_{min} > 0$ telle que la longueur $(t_{i+1} - t_i)$ de n'importe quel intervalle de temps $[t_i; t_{i+1}]$ est plus grande que τ_{min}.

Maintenant on peut donner la structure de l'observateur à grand gain interconnecté :

$$O_i : \begin{cases} \dot{\hat{X}}_1 &= A(q_1)\hat{X}_1 + B(q,y) + q_2 H_1(\hat{X}_2) + |q_1|(1-|q_2|)\Re_1^{-1}\bar{C}^T(y-\hat{y}) \\ \dot{\Re}_1 &= -\rho_1\Re_1 + |q_1|(1-|q_2|)[-A^T(q_1)\Re_1 - \Re_1 A(q_1) + 2\bar{C}^T\bar{C}] \\ \dot{\hat{X}}_2 &= A(q_2)\hat{X}_2 + B(q,y) + q_1 H_2(\hat{X}_1) + |q_2|(1-|q_1|)\Re_2^{-1}\bar{C}^T(y-\hat{y}) \\ \dot{\Re}_2 &= -\rho_2\Re_2 + |q_2|(1-|q_1|)[-A^T(q_2)\Re_2 - \Re_2 A(q_2) + 2\bar{C}^T\bar{C}] \\ \hat{y} &= \bar{C}\hat{X}_j \end{cases} \tag{5.33}$$

avec

$$\hat{X}_j = \begin{bmatrix} \hat{I} \\ \hat{E}_j \end{bmatrix}, \quad H_1(\hat{X}_2) = -\frac{1}{L}\begin{bmatrix} \hat{E}_2 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad H_2(\hat{X}_1) = -\frac{1}{L}\begin{bmatrix} \hat{E}_1 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

et

$$\rho_1 > 0, \rho_2 > 0.$$

Remarque 12 *a- $\Re_1^{-1}\bar{C}^T$ et $\Re_2^{-1}\bar{C}^T$ sont les gains des 2 observateurs interconnectés.*

b- $\Re_1$ et $\Re_2$ sont les solutions des équations dynamiques de Lyapunov ($\dot{\Re}_1$ et $\dot{\Re}_2$ de l'observateur (5.33)). $\Re_1$ et $\Re_2$ sont symétriques, définies positives et différentes de zéro. (voir Annexe A.2 pour la preuve).

c- Comme on peut le remarquer dans l'observateur (5.33), les gains et les équations dynamiques des 2 sous-observateurs sont multipliés par $|q_1|(1-|q_2|)$ et $|q_2|(1-|q_1|)$. Ce qui signifie que lorsque $|q_1| = 0$ (la tension E_1 reste constante, i.e. non observable), les gains du premier sous-observateur sont gelés et ce premier sous-observateur fonctionne en estimateur. Ce cas est obtenu quand les configurations U_5 et U_7 apparaissent (comme c'est montré par la preuve de la proposition 3). L'estimation de la tension du premier condensateur $\hat{E}_1$ reste constante dans l'intervalle de temps de chaque configuration. La même conclusion est donnée pour $|q_2| = 0$, i.e. la tension estimée $\hat{E}_2$ du deuxième

condensateur reste constante dans l'intervalle de temps des configurations de commutation U_2 et U_4(comme c'est montré par la preuve de la proposition 3).

d- Quand $|q_1|$ et $|q_2|$ sont en même temps égales à 1, les gains des 2 sous-observateurs (5.33) sont gelés et ces 2 sous-observateurs fonctionnent en mode estimateurs. Ce cas est obtenu quand les configurations de commutation U_3 et U_6 apparaissent comme c'est montré par la preuve de la proposition 3.

e- Quand $|q_1|$ et $|q_2|$ sont en même temps égales à 0, les 2 tensions des condensateurs restent constantes, i.e. non observables. Comme il a été souligné par la remarque 9, ce cas est obtenu quand les configurations de commutation U_1 et U_8 apparaissent. Les gains des 2 sous-observateurs (5.33) sont gelés et ces 2 sous-observateurs fonctionnent en estimateurs.

Hypothèse 6 *Si l'observateur O_i (5.33) reste pendant longtemps en mode estimateur, les facteurs d'oubli ρ_1 et ρ_2 doivent être choisis pas très grand pour s'assurer que les solutions de $\dot{\Re}_1$ et $\dot{\Re}_2$ ne tendent pas zéro car dans ce cas $\Re_1^{-1}$ et $\Re_2^{-1}$ deviennent très grandes. Pour éviter ce problème, l'hypothèse est posée.*
Soit T_c la durée de cycle définie comme un intervalle de temps où les 8 configurations de commutation (cas 1, 2, 3 et 4 dans la preuve de la proposition 3) apparaissent. La trajectoire temporelle hybride T_N est donnée de telle sorte qu'il existe T_c tel que pour n'importe lequel cycle T_c dans la trajectoire temporelle hybride T_N les tensions E_1 et E_2 sont observables au moins pendant un temps $\alpha_j T_c$ avec $\alpha_j > 0.05$, $j = 1, 2$, et $\alpha_1 T_c + \alpha_2 T_c \leq T_c$. Dans ce cas, ρ_1 et ρ_2 peuvent être choisis comme suit : $\rho_i \leq \frac{1}{3T_c}$, $i = 1, 2$ (pour plus de détails voir Annexe A.2).

5.4.4.1 Preuve de convergence de l'observateur

Pour prouver la convergence de l'observateur proposé (5.33), des conditions suffisantes sont établie dans ce paragraphe.

On définit les erreurs d'estimation $\epsilon_1 = X_1 - \hat{X}_1$ et $\epsilon_2 = X_2 - \hat{X}_2$ entre les sous-systèmes (5.32) et leur observateurs (5.33). La dynamique de ces erreurs est donnée par :

$$\Sigma_\epsilon : \left\{ \begin{array}{rcl} \dot{\epsilon}_1 & = & [A(q_1) - |q_1|(1 - |q_2|)\Re_1^{-1}\bar{C}^T\bar{C}]\epsilon_1 + q_2[H_1(X_2) - H_1(\hat{X}_2)] \\ \dot{\epsilon}_2 & = & [A(q_2) - |q_2|(1 - |q_1|)\Re_2^{-1}\bar{C}^T\bar{C}]\epsilon_2 + q_1[H_2(X_1) - H_2(\hat{X}_1)] \end{array} \right. \tag{5.34}$$

Proposition 4 *On considère le système Σ_i (5.32) sous l'hypothèse 5 (A1 et A2).*
Alors l'observateur O_i (5.33) pour $\rho_1 > 0$, $\rho_2 > 0$ suffisamment larges, est un observateur de type grand gain à convergence exponentielle pour le système Σ_i (5.32).

Preuve 6 *On considère la fonction de Lyapunov candidate*

$$V_T = \epsilon_1^T \Re_1 \epsilon_1 + \epsilon_2^T \Re_2 \epsilon_2 = V_1 + V_2. \tag{5.35}$$

Par rapport aux configurations de commutation du convertisseur à 3 cellules (voir équations (5.25) et (5.26)), 4 cas, dont l'ordre est indépendant, sont considérés :

- Cas 1 : $|q_1| = 1$ et $|q_2| = 0$: les configurations de commutation U_2 et U_4 apparaissent ($q = [1, 0]$ et $q = [-1, 0]$).

La dérivée de V (5.35) par rapport au temps au long de la trajectoire de l'erreur d'estimation dynamique $\dot{\epsilon}_1$ (voir Σ_ϵ (5.34)) donnes

$$\dot{V}_T = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 = -\rho_1 V_1 - \rho_2 V_2 + 2q_1 \epsilon_2^T \Re_2 \left[H_2(X_1) - H_2(\hat{X}_1). \right]$$

Soit

$$\lambda_{j1} \|\epsilon_j\|^2 \leq \|\epsilon_j\|^2_{\Re_j} \leq \lambda_{j2} \|\epsilon_j\|^2 , \ \|\epsilon_j\|^2_{\Re_j} = \epsilon_j^T \Re_j \epsilon_j, \ j = 1, 2,$$

$$\sqrt{V(\epsilon_1)}\sqrt{V(\epsilon_2)} \leq \frac{\nu}{2} V(\epsilon_1) + \frac{1}{2\nu} V(\epsilon_2), \forall \nu \in]0, 1[$$

où λ_{j1} et λ_{j2} sont les valeurs propres minimales et maximales de $\Re_j$ respectivement.

Introduisant la norme 2, utilisant la propriété 2 et écrivant (5.35) en fonction de V_1 et V_2, il s'en suit

$$\dot{V}_T \leq -\theta(V_1 + V_2) \leq -\theta V_T$$

où $\theta = min(\theta_1, \theta_2)$ avec

$$\theta_1 = \rho_1 - (\mu_1 + \mu_2)\nu > 0$$

et

$$\theta_2 = \rho_2 - \frac{\mu_1 + \mu_2}{\nu} > 0.$$

$\mu_1 = \frac{2}{L\lambda_{11}\lambda_{12}}$, $\mu_2 = \frac{2}{L\lambda_{21}\lambda_{22}}$.

En utilisant l'hypothèse 5-A2, $\exists$ un dwell time τ_{min} ($\tau_{min} = t_{i+1} - t_i$), tel que la différence de fonctions de Lyapunov dans l'intervalle de temps du cas 1 (comme il a été introduit dans (Balluchi2003)) donnes

$$\Delta V_T = (e^{-\theta \tau_{min}} - 1) V_T.$$

- Cas 2 : $|q_1| = 0$ et $|q_2| = 1$: les configurations de commutation U_5 et U_7 apparaissent ($q = [0, 1]$ et $q = [0, -1]$).

$$\dot{V}_T = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 = -\rho_2 V_2 - \rho_1 V_1 + 2q_2 \epsilon_1^T \Re_1 \left[H_1(X_2) - H_1(\hat{X}_2) \right]$$

En suivant la même procédure du cas 1, on obtient

$$\dot{V}_T \leq -\beta(V_1 + V_2) \leq -\beta V$$

où $\beta = min(\beta_1, \beta_2)$ *avec* $\beta_1 = \rho_1 - (\mu_1 + \mu_2)\nu > 0$ *et* $\beta_2 = \rho_2 - \frac{\mu_1+\mu_2}{\nu} > 0$. $\mu_1 = \frac{2}{L\lambda_{11}\lambda_{12}}$, $\mu_2 = \frac{2}{L\lambda_{21}\lambda_{22}}$. *De l'hypothèse 5-A2,* $\exists\ \tau_{min} > 0$ *(comme pour le cas 1) tel que*

$$\Delta V_T = (e^{-\beta\tau_{min}} - 1)V_T.$$

- Cas 3 : $|q_1| = 1$ *et* $|q_2| = 1$ *: les configurations de commutations* U_3 *et* U_6 *apparaissent (*$q = [1, -1]$ *et* $q = [-1, 1]$*).*

$$\dot{V}_T = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 = -\rho_1 V_2 - \rho_2 V_1 + 2q_2\epsilon_1^T\Re_1\left[H_1(X_2) - H_1(\hat{X}_2)\right] + 2q_1\epsilon_2^T\Re_2\left[H_2(X_1) - H_2(\hat{X}_1)\right]$$

Comme pour le cas 1, on a

$$\dot{V}_T \leq -\Gamma(V_1 + V_2) \leq -\Gamma V$$

où $\Gamma = min(\Gamma_1, \Gamma_2)$ *avec* $\Gamma_1 = \rho_1 - (\mu_1 + \mu_2)\nu > 0$ *et* $\Gamma_2 = \rho_2 - \frac{\mu_1+\mu_2}{\nu} > 0$, $\mu_1 = \frac{4}{L\lambda_{11}\lambda_{12}}$, $\mu_2 = \frac{4}{L\lambda_{21}\lambda_{22}}$. *En utilisant ,* $\exists\ \tau_{min} > 0$ *tel que*

$$\Delta V_T = (e^{-\Gamma\tau_{min}} - 1)V_T.$$

- Cas 4 : $|q_1| = 0$ *et* $|q_2| = 0$ *: les configurations de commutation* U_1 *et* U_8 *apparaissent (*$q = [0, 0]$ *et* $q = [1, 1]$*).*

$$\dot{V}_T = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 = -\rho_1 V_2 - \rho_2 V_1 \leq -\rho V_T$$

avec $\rho = min(\rho_1, \rho_2)$. *De l'hypothèse 5-A2,* $\exists\ \tau_{min} > 0$ *tel que*

$$\Delta V_T = (e^{-\rho\tau_{min}} - 1)V_T.$$

Maintenant on considère $\bar{w}$ *le nombre de cycles* T_c [11]. *On défini dans* $\bar{w}$ *cycles la différence de fonctions de Lyapunov comme suit*

$$\begin{aligned} \Delta V_T(t_{i+\bar{w}k}, t_i) &= V_T(t_{i+\bar{w}k}) - V_T(t_i) = \sum_{t_i}^{t_{i+\bar{w}k}} \Delta V_T(t_{i+1}, t_i) \leq (e^{-(\eta_1+\ldots+\eta_k)\bar{w}\tau_{min}} - 1)V_T(t_i) \\ \Rightarrow\ V_T(t_{i+\bar{w}k}) &\leq e^{-(\eta_1+\ldots+\eta_k)\bar{w}\tau_{min}} V_T(t_i) \end{aligned} \tag{5.36}$$

avec $\eta_i = min(\theta, \beta, \Gamma, \rho), i = 1...k$.
Par conséquence la convergence exponentielle de l'observateur est prouvée.

5.4.5 Résultats expérimentaux

L'étude expérimentale de l'observateur hybride proposé a été menée avec un équipement composé d'un convertisseur à 3 cellules (Figure 5.17) ($C_1 = C_2 = 33\mu F$) alimenté par une tension continue (E=120V) connecté à une charge passive ($R = 33\Omega$, $L = 50mH$). L'observateur proposé O_i (5.33) est implémenté sur un banc expérimental en utilisant une discrétisation d'Euler explicite avec une période d'échantillonnage suffisamment petite que la dynamique du convertisseur et de sa charge. La période d'échantillonnage est fixée à

11. T_c est défini dans l'hypothèse 6

$85\mu s$ alors que $\dfrac{L}{R}$ est d'environ $1,5ms$. L'observateur est testé avec la commande prédictive décrite dans (Trabelsi2008) en boucle fermée et implémenté en langage C. Comme il est montré par la figure 2.4, les calculs sont effectués par une carte dSPACE 1104. Pour chaque période, une interruption commence et la commande détermine la configuration de commutation à appliquer. Les sorties numériques de la dS1104 sont utilisées pour commander les pilotes des composants de puissance du convertisseur à 3 cellules à l'aide de fibres optiques. Les enregistrements et les réglages de valeurs de référence sont faits grâce à l'environnement Control Desk de la dS1104.

Les tensions de référence des 2 condensateurs sont choisies comme suit $E_{1c} = \frac{E}{3} = 40V$, $E_{2c} = \frac{2E}{3} = 80V$ (E=120V) (Trabelsi2008).
Comme il a été montré dans (Trabelsi2008), un bon suivi de tension des condensateurs génère des oscillations dans le courant de charge. Pour un meilleur suivi du courant, les performances du suivi de tension doivent être réduites. Alors pour la commande, un petit facteur de pondération est choisi pour favoriser le suivi en courant sans pour autant dégrader le suivi de tension des 2 condensateurs. Les gains des 2 sous observateurs ρ_1 et ρ_2 sont choisis comme suit : $\rho_1 = \rho_2 = 1500$ pour satisfaire les conditions de convergence (voir proposition 4 et hypothèse 6) [12]

Les résultats expérimentaux de l'observateur à grand gain interconnecté associé à la commande prédictive en boucle fermée ont été évalués dans les cas suivants :

Expérience 1 : Une référence sinusoïdale du courant de charge est imposée.
Expérience 2 : Une référence en créneaux du courant de charge est imposée.

Les figures 5.18, 5.19 et 5.20 concernent les résultats de l'Exprience 1. L'observateur proposé associé à la commande donne de bonnes performances. Le courant de charge obervé et mesuré (Figure 5.18, noir et bleu) suivent bien la trajectoire de référence imposée (Figure 5.18, rouge). Les tensions des 2 condensateurs (Figure 5.19) sont bien observées et sont maintenues par rapport à leur références ($40V$ pour E_1 et $80V$ pour E_2) avec environ $\pm 5V$ d'amplitude des oscillations.
Les niveaux de tension de la charge sont donnés par la figure 5.20. On peut remarquer que seulement 3 niveaux de tension sont obtenus parmi 4.

12. Comme la période d'échantillonnage est fixée à $85\mu s$, la durée du cycle T_c, qui est composé de 8 configurations de commutation (comme il a été expliqué dans les cas 1, 2, 3 et 4 dans la preuve de la proposition 4), est égale à $8*85\mu s = 0.0068s$. En conséquence, la condition $\rho_i \leq \frac{1}{3T_c}$, $i = 1, 2$ est satisfaite.

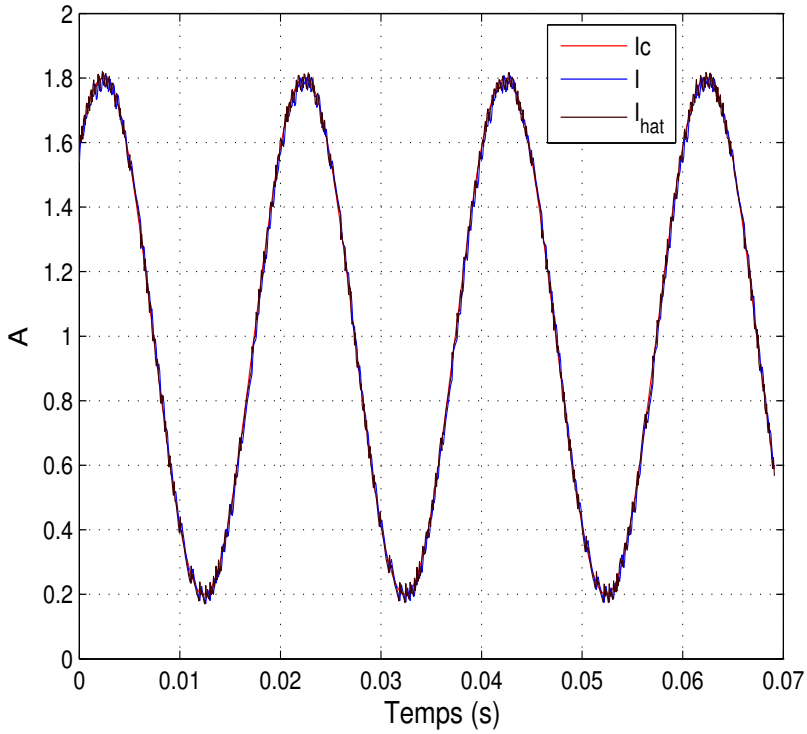


FIGURE 5.18: Courant de charge sinusoidal

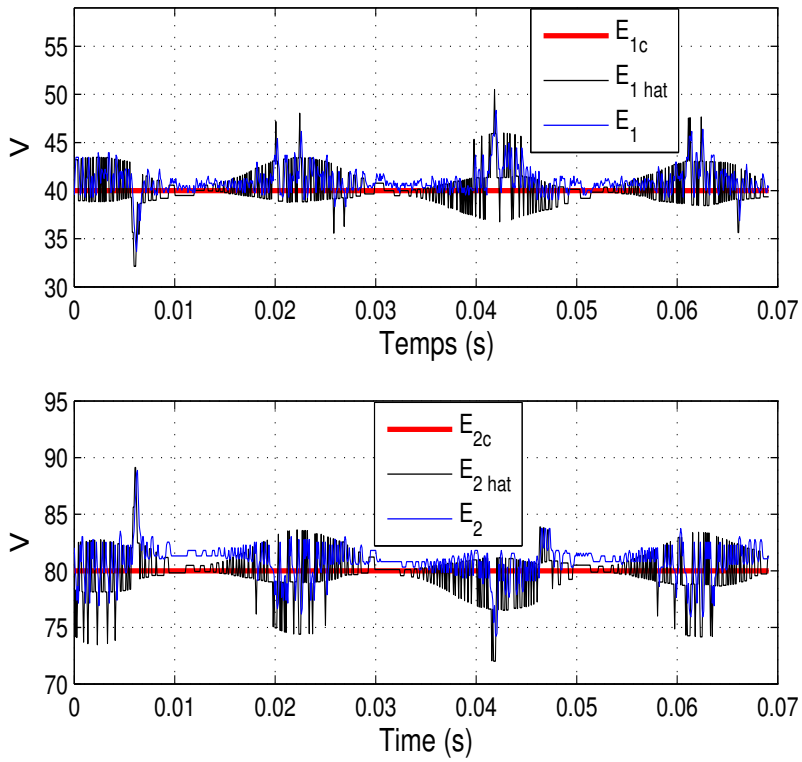


FIGURE 5.19: Tensions de condensateurs

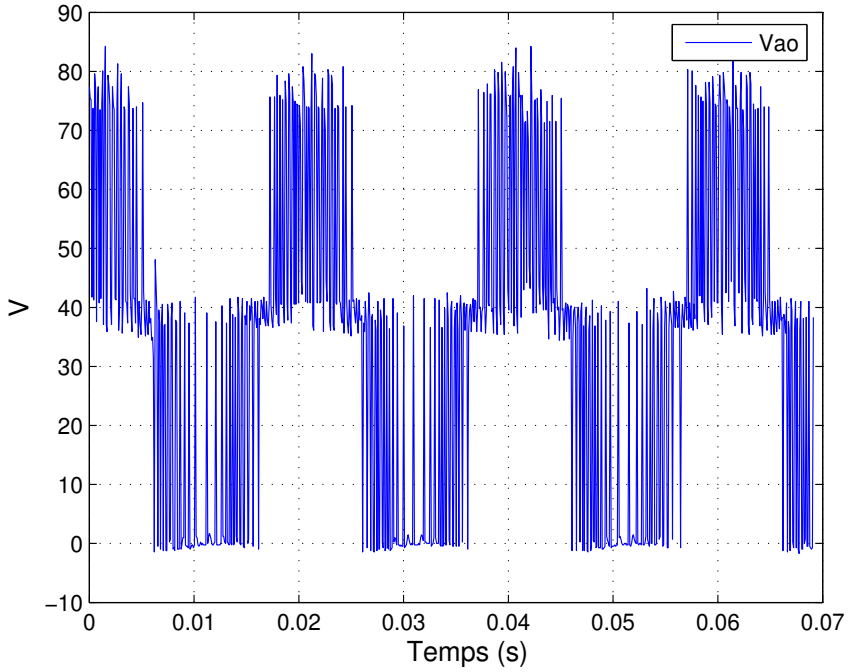


FIGURE 5.20: Tension de charge

Expérience 1 : Une référence sinusoïdale du courant de charge est imposée.

Les résultats dans l'Expérience 2 sont montrés dans les figures 5.21 et 5.22, où une référence en créneaux du courant de charge a été imposée. Dans cette expérience, on montre seulement que le suivi en courant et les niveaux de tension de la charge. Les courbes de tension des condensateurs ne sont pas montrées car elles sont similaires à celles de l'Expérience 1. On peut remarquer sur la figure 5.21 que les grandeurs mesurée et observée du courant de charge atteignent leur valeur de référence après un temps d'environ $1.5ms$. Cette valeur fait référence au ratio $\frac{L}{R}$ (constante de temps de la charge).
Pour la tension de charge montrée dans la figure 5.22, 4 niveaux de tension sont obtenus. Comparativement à la tension de charge de l'Expérience 1, un quatrième niveau de tension E est apparu. Ceci est dû au saut instantané du courant de $0.2A$ à $1.8A$.
Dans la figure 5.22, on peut aussi remarquer que l'intervalle du temps de montée B du courant (de $0.2A$ à $1.8A$ dans la figure 5.21) est plus rapide que celui de descente qui est à zéro tension (interval A dans la figure 5.22 et de $1.8A$ à $0.2A$ dans la figure 5.21). Ce phénomène s'explique par le fait que durant l'intervalle du temps de montée, la tension de sortie est égale à E qui est plus importante que dans le cas de la tension du régime permanent.
Néanmoinsu, durant les temps de montée et de descente (régimes transitoires) le convertisseur à 3 cellules n'est pas observable (le courant ne traverse aucun condensateur, $q_j = 0, j = 1, 2$). Pour ces 2 configurations de commutation ($q_j = 0, j = 1, 2$), le convertisseur à 3 cellules devient un convertisseur classique à 2 niveaux. Ces 2 configurations ne sont pas $Z(T_N)$ observables comme il a été montré dans le paragraphe (5.4.3.2) ou bien par équivalence dans le cas des systèmes non linéaires, des entrées non persistantes selon la définition 12.

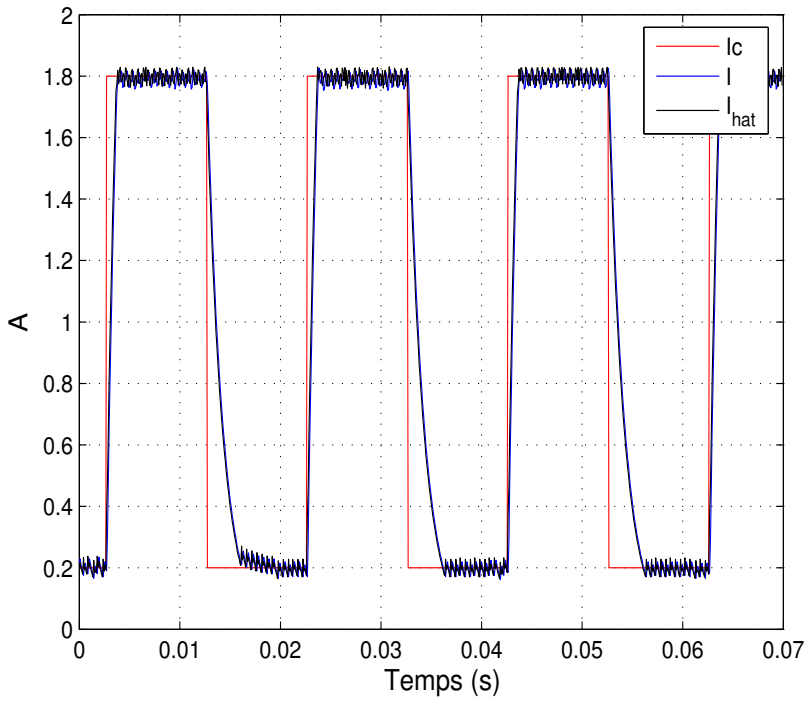


FIGURE 5.21: Courant de charge en créneau

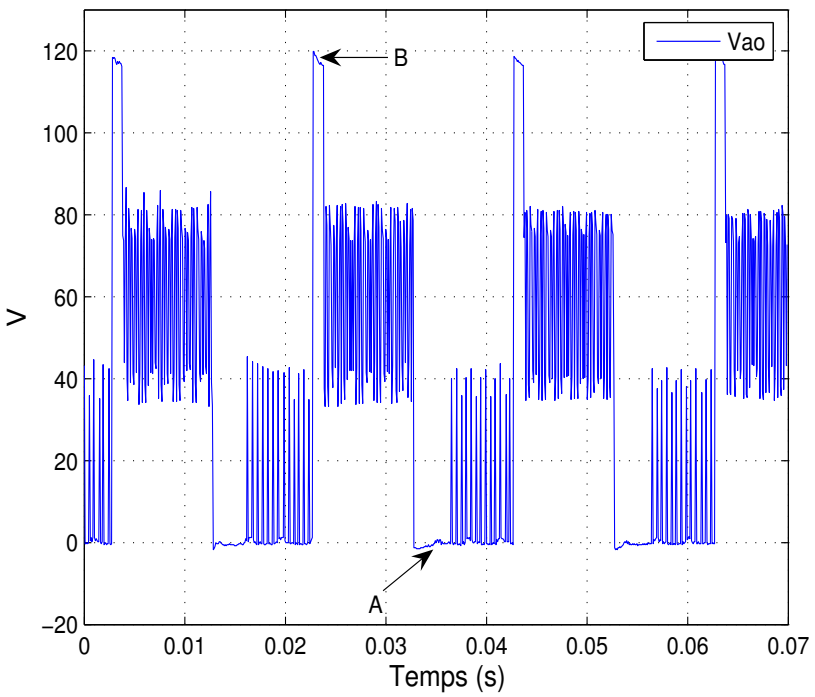


FIGURE 5.22: Tension de la charge

Expérience 2 : Une référence en créneau du courant de charge est imposée.

5.4.6 Conclusion sur le convertisseur multicellulaire

Dans ce paragraphe, la technique basée sur les observateurs interconnectés (décrite au chapitre 3) est appliquée dans le cadre de l'estimation des tensions des condensateurs d'un convertisseur série à 3 cellules. Il a été montré que les tensions des condensateurs ne peuvent pas être estimées instantanément au sens de l'observabilité classique (sur un intervalle de temps donné) mais elles peuvent être estimées en utilisant une trajectoire de temps hybride T_N (séquence de commutation), au sens de la $Z\left(T_N\right)$-observabilité.
L'observateur à grand gain interconnecté proposé est testé expérimentalement sur un benchmark significatif en utilisant deux trajectoires de références pour le courant de charge : sinusoïdal et en créneau. Dans les deux cas les tensions des condensateurs sont bien maintenues à leur références. La méthodologie de conception de l'observateur peut être étendu au cas d'un système triphasé et à d'autres topologies de convertisseur tel que le convertisseur multicellulaire parallèle (Amghar2011) et la commande tolérante aux fautes (Cocquempot2003).

5.5 Observation et commande de la pile à combustible (PàC)

5.5.1 Introduction

Ce travail traite le problème de la gestion d'énergie d'un système pile à combustible (PàC) à hydrogène associé à une source de puissance réversible (les super condensateurs) destiné aux applications de véhicules électriques et hybrides dont le développement est en forte croissance depuis 2009. La PàC doit délivrer un courant lentement variable ; sa variation ne doit pas excéder une valeur de 4A/s pour une pile de 0.5kW/12.5V (Thounthong2009), et de 10A/s pour une pile de 20kW/48V (Corbo2009), par exemple. Aussi, pour de nombreux cahiers des charges, la PàC doit être associée à d'autres sources d'énergie (ici les supercondensateurs) capables de fournir des impulsions d'énergie brèves, voire de pallier temporairement la défaillance de la PàC (Burke2007), (Hissel2008), (Thounthong2009). Bien entendu, les deux sources de l'électro-générateur complet doivent être gérées pour assurer leur bon fonctionnement et l'alimentation exigée par la charge. Résoudre ce problème requiert la conception d'une architecture adaptée, le choix des composants de puissance et la définition d'une stratégie de commande appropriée (Thounthong2005).
L'architecture parallèle est la mieux adaptée car les composants de puissance sont moins contraints, la gestion de l'énergie est facile et le système se révèle fiable (Cacciato2004). La structure parallèle avec 2 convertisseurs (Figure 2.6) (Rael2009), qui associe un convertisseur avec chaque source, permet une bonne commandabilité de la puissance de chaque source. Ce papier est dédié à l'étude de cette structure présentée dans la figure 2.6.
Les trois objectifs principaux de l'architecture de gestion de l'énergie décrite précédemment sont globalement

— le respect de la puissance (positive ou négative) demandée par la charge,
— tout en garantissant la dynamique de la PàC principalement limitée par le compresseur d'air,
— et assurant une surveillance de l'état de charge de l'élément de stockage (les SCs).

Cela signifie que les SCs doivent fournir l'énergie de la charge dans les phases transitoires de celle-ci. Ainsi, le courant délivré par la PàC sera amputé des composantes hautes fréquences et présentera un comportement adouci favorable à sa durée de vie. Par conséquent, il apparait clairement que la régulation de la tension du bus continu de la charge est dévolue aux supers condensateurs.
Pour atteindre les objectifs explicités ci-dessus la littérature propose d'ores et déjà plusieurs commandes performantes. On peut citer les commandes basées sur l'état du système (Jiang2006), celles sur la logique floue (Kisacikoglu2009), (Pierfederici2010), sur les commandes proportionnelles-intégrales (Thounthong2009), (Azib2010), sur la REM (Azib2011), sur les commandes RST (Lachaize2005), celles basées sur la passivité (Becherif2006), sur la commande plate (Pierfederici2008) ou la commande prédictive (Vahidi2006).

Des approches alternatives existent telles que les commandes optimales (Rodatz2005), la programmation dynamique (Brahma2000) ou le contrôle empirique associé avec l'optimisation d'un algorithme génétique avec multi-objectifs (Paladini2007) ont été appliquées pour la supervision du problème de contrôle de la puissance d'un train en charge alimentant un véhicule électrique hybride. Cependant ces approches sont basées sur la connaissance *a priori* de la puissance de la charge, ce qui rend difficile la mise en oeuvre des lois de commandes en temps réel.
La méthode de découplage en fréquence utilisant deux boucles de courant et de tension en cascade proposée dans (Azib2009) permet d'avoir une puissance de charge provenant des SCs pendant les régimes transitoires rapides et une puissance moyenne fournie par la PàC. (Rappelons que la dynamique lente de la PàC augmente la durée de vie du système). La commande est principalement basée sur les changements dans la tension de bus DC induites par les variations de la charge. Les gains de la commande sont réglés pour garantir la stabilité du système en boucle fermée mais sans preuve théorique.
Dans le travail de (Hilairet2010), une commande par passivité est adoptée en simulation (Hilairet2010), (Bethoux2010), (Hilairet2011) et expérimentalement (Bethoux2011), et permet de prouver la stabilité du système en boucle fermée. Cependant cette commande est très sensible à la connaissance de la charge. Pour surmonter cette difficulté les auteurs proposent d'utiliser un observateur (Hilairet2011) pour estimer la résistance de la charge ou d'ajouter un effet intégral (Hilairet2010), (Bethoux2010), (Hilairet2011).
Dans (Ghanes2011) une commande basée sur l'approche aux perturbations singulières (Kokotovic1986), (Khalil96) est proposée pour respecter la contrainte de dynamique lente de la PàC et contrôler l'état de charge des SCs. Cette solution permet d'éviter l'utilisation de la commande PI qui n'est pas robuste aux variations de charge (Azib2009) et l'utilisation d'un observateur (Bethoux2011) ou un effet intégral (Hilairet2010), (Bethoux2010), (Hilairet2011).
Cette approche est très bien adaptée pour le problème de commande du système PàC-SCs où les courants de la PàC et des SCs doivent être lent et rapide respectivement. Néanmoins les pertes dues aux deux convertisseurs ne sont pas prise en compte et nous verrons que cet aspect est pénalisant si on n'y prend garde (Ghanes2011).

Dans ce travail, les pertes des deux convertisseurs utilisés avec le système PàC-SCs sont donc prises en considération. La contribution du papier est d'analyser le problème de la commande du système PàC-FCs en présence des pertes avec l'approche aux perturbations singulières. De plus des résultats expérimentaux sont présentés pour souligner la limite de validité de la commande proposée en présence des pertes induites par l'électronique de puissance.

5.5.2 Approche aux Perturbations Singulières : Bref rappels

La commande doit contrôler la tension de la charge sous les contraintes d'une variation lente du courant de la PàC i_{fc} et d'une régulation à long terme de la tension V_{sc} du SC. Pour réaliser cet objectif, l'approche aux perturbations singulières (Kokotovic1986), (Khalil96) est utilisée. Dans cette section, un bref rappel sur cette approche est introduit, ensuite la conception de la commande pour le système PàC-SC est présentée.

Soit le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x, z, \varepsilon) \tag{5.37}$$
$$\varepsilon\dot{z} = g(x, z, \varepsilon) \tag{5.38}$$

avec $x \in R^m$, $z \in R^n$, ε un petit paramètre positif et f, g deux champs de vecteurs analytiques de dimension appropriée. Grossomodo, x peut être vu comme une variable lente et z comme une variable rapide. Néanmoins, cette classification doit être clarifiée et quelques hypothèses et développements théoriques doivent être ajoutés. Dans un premier temps, il est d'usage de décomposer le système en deux dynamiques d'échelles de temps découplées. Pour cet objectif, il est important de calculer ce que l'on appelle la surface lente $z = \phi(x, \varepsilon)$. Cette surface est le comportement de la variable z quand le régime rapide transitoire est fini (en dehors de la couche limite). La surface lente ϕ doit vérifier les équations suivantes :

$$\varepsilon\dot{\phi}(x, \varepsilon) = g(x, \phi(x, \varepsilon), \varepsilon) \tag{5.39}$$

où $\phi(x, \varepsilon) = \sum_{i=0}^{\infty} \alpha_i(x)\frac{\varepsilon^i}{i!}$ est calculée d'une manière itérative (Vasileva1963). Par exemple ce que l'on appelle la solution figée ($z = \alpha_0(x)$) vérifie :

$$0 = g(x, \alpha_0(x), 0)$$

Pour l'existence du terme α_0, la condition suivante est requise :

Hypothèse 7 *Le Jacobien* $\{\frac{\partial g(x,z,0)}{\partial z}\}$ *est régulier dans l'espace d'état considéré* $x \in D_x \in R^m$ *et* $z \in D_z \in R^n$.

Cette hypothèse est directement liée au théorème de la fonction implicite dans le cas non linéaire où plus d'une solution est possible et des plis et coplis apparaissent (ce cas particulier sort de cette brève présentation). Maintenant, il est important de connaitre si le système (5.37)-(5.38) converge vers la surface lente, ceci est assuré par le théorème de Tikhonov (Tikhonov1970). Mais avant de rappeler ce théorème, il est nécessaire d'analyser la dynamique rapide sur la couche limite. Pour cela, une nouvelle variable $\eta = z - \phi$ est introduite et η converge rapidement vers zéro si le comportement du système converge vers la surface lente. Ainsi la dynamique de η s'écrit

$$\dot{\eta} = \frac{1}{\varepsilon}g(x, \phi(x, \varepsilon) + \eta, \varepsilon) - \frac{\partial(\phi(x, \varepsilon), \varepsilon)}{\partial t} \tag{5.40}$$

Posons $\varsigma = \frac{t}{\varepsilon}$, (5.40) peut être réécrit comme suit

$$\frac{\partial\eta}{\partial\varsigma} = g(x, \phi(x, \varepsilon) + \eta, \varepsilon) - \varepsilon\frac{\partial\phi(x, \varepsilon), \varepsilon)}{\partial\varsigma} \tag{5.41}$$

Hypothèse 8 *Le système (5.41) est exponentiellement stable, localement en* η *et uniformément en* x.
Maintenant, le théorème de Tikhonov sera énoncé sans considérations du domaine de temps et l'existence et unicité de la solution (par exemple les conditions de Lipschitz sont implicites).

Théorème 6 *Sous les hypothèses 7 et 8 et pour un $\varepsilon \in R^+$ suffisamment petit, après un transitoire t_1 la dynamique (5.37)-(5.38) évolue sur la dynamique lente et sa dynamique s'écrit :*

$$\dot{x} = f(x, \phi(x), \varepsilon) \tag{5.42}$$

Dans plusieurs applications, (5.42) est approximée à l'ordre zéro en ε, ε^0 (la solution figée de ϕ)

$$\dot{x} = f(x, \alpha_0(x), 0) \tag{5.43}$$

Pour des besoins de simplicité, on considère le système dynamique suivant

$$\dot{\chi} = \tilde{f}(\chi, \zeta) \tag{5.44}$$
$$\dot{\zeta} = \tilde{g}(\chi, \zeta) + \tilde{\beta}(\chi)u \tag{5.45}$$

avec $\chi \in R^m$, $\zeta \in R^n$, $u \in R^n$ et $\tilde{\beta}$ est régulier pour tout χ. Ensuite posons par exemple $u = -\frac{1}{\varepsilon}\tilde{\beta}(\chi)^{-1}(\zeta - \alpha_0(\chi))$, la dynamique devient :

$$\dot{\chi} = \tilde{f}(\chi, \zeta) \tag{5.46}$$
$$\varepsilon\dot{\zeta} = \varepsilon\tilde{g}(\chi, \zeta) - (\zeta - \alpha_0(\chi)) \tag{5.47}$$

Les dynamiques (5.46)-(5.47) sont similaires à celles (5.37)-(5.38), ainsi, il est possible d'utiliser le théorème de Tikhonov (Théorème 6) et la surface lente de (5.46)-(5.47) en première approximation et s'écrit :

$$\dot{\chi} = f(\chi, \alpha_O(\chi)) \tag{5.48}$$

Remarque 13 *Dans ce paragraphe, l'objectif est restreint à l'approximation d'ordre zéro (ε^0) de la surface lente, i.e. $\phi \simeq \alpha_O(x)$. Néanmoins, par exemple, quand le comportement du système devient plus rapide sur la variété invariante $\phi(x)$, il est nécessaire de procéder à une meilleure approximation de $\phi(x)$, il y a une déformation de $\phi(x)$ due à la dynamique lente.*

5.5.3 Conception de la loi de commande

5.5.3.1 Structure de la loi de commande

Une première solution pour concevoir la loi de gestion d'énergie consiste à synthétiser une commande sur la base d'un modèle non-linéaire (voir (Becherif2006), (Hissel2008)). Toutefois, ce type de commande ne permet pas un contrôle sécurisé des courants, défaut inhérent aux commandes par retour d'état. En effet, ce type de commande ne garantit pas que les courants i_{fc} et i_{sc} restent dans une bande maximale, afin de protéger la source, les convertisseurs et la charge.

Une solution classique consiste donc à élaborer une loi de commande en cascade (Marino1985). La figure 5.23 représente la loi de commande adoptée dans ce travail. Elle est composée de quatres sous-systèmes : une boucle interne rapide de contrôle du courant de la pile via un régulateur PI, une boucle interne rapide de contrôle du courant des supercondensateurs via un régulateur PI et une boucle externe lente de gestion de la

tension de bus et de l'état de charge des supercondensateurs. Le quatrième bloc permet d'estimer a priori les pertes dans les convertisseurs. La dynamique des deux boucles internes est adoptée de manière à respecter les hypothèses 7 et 8. Ainsi, à l'extérieur de la couche limite la dynamique est sur la surface lente et le comportement du système est donné par l'équation (5.43).

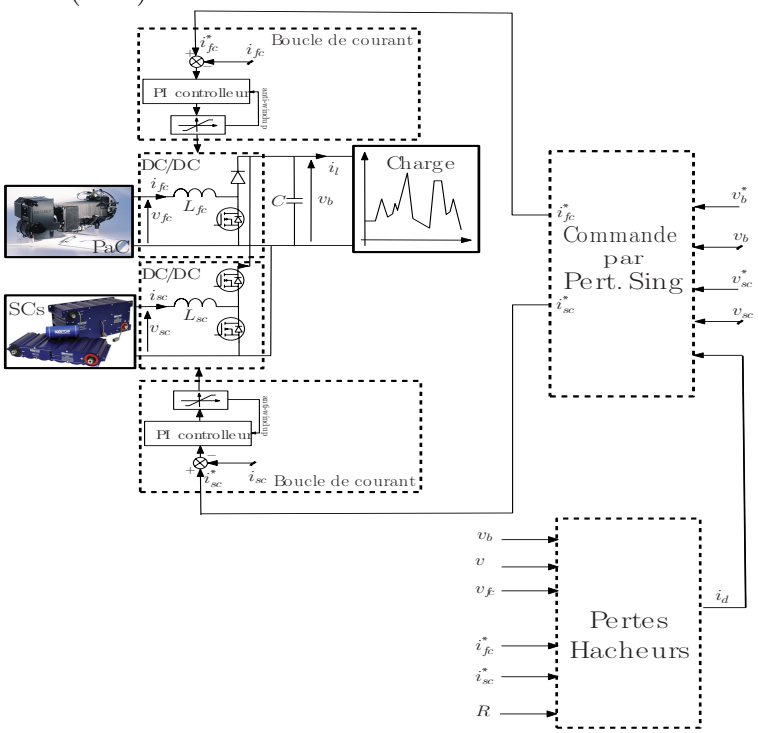


FIGURE 5.23: Représentation de la loi de commande.

5.5.3.2 Modélisation du système pile à combustible

Dans le cadre de cette étude, la modélisation des différents éléments correspond à celle adoptée dans de nombreux travaux (Lachaize2005), (Becherif2006).

5.5.3.2.1 Modèle de la pile à combustible Le modèle utilisé est un modèle statique, dont la tension v_{fc} est calculée en fonction du courant de la pile i_{fc}. La tension v_{fc} est représentée par une fonction polynomiale d'ordre 5 fonction du courant de la pile i_{fc}, comme représentée à la figure 5.24.

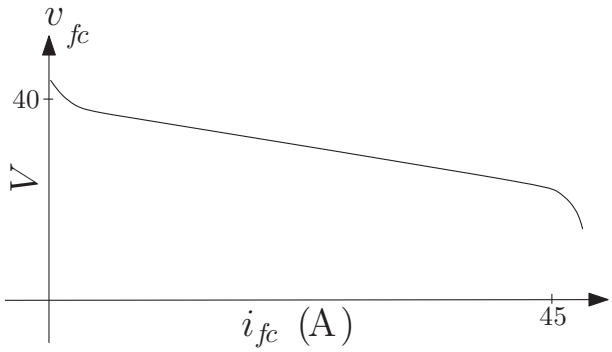


FIGURE 5.24: Tension de la pile en fonction du courant débité.

5.5.3.2.2 Convertisseur survolteur de la PàC L'excursion de tension de la PàC est importante et sa tension est faible, alors que la tension du bus DC doit être constante et élevée. En conséquence, la pile est interconnectée en courant au bus continu via un convertisseur DC-DC unidirectionnel. Dans le cas présent, la tension de la pile doit être augmentée. Le convertisseur survolteur représenté à la figure 5.25 a comme grandeur de commande l'entrée binaire $w_1(t)$.

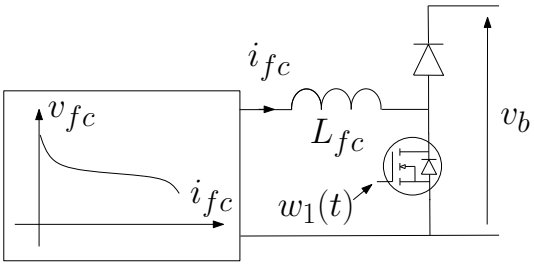


FIGURE 5.25: Représentation du convertisseur sulvolteur de la PàC.

En posant α_1 le rapport cyclique de la variable de commande $w_1(t)$, ce sous-système peut être représenté par son modèle aux valeurs moyennes (sans prise en compte des pertes) :

$$\frac{di_{fc}}{dt} = \frac{1}{L_{fc}}\big(- (1-\alpha_1)\, v_b + v_{fc}\big)$$

5.5.3.2.3 Convertisseur survolteur des SCs La connexion des éléments de stockage sur le bus continu doit se faire par l'intermédiaire d'un convertisseur statique réversible en courant, puisque les SCs peuvent être chargés ou déchargés.

Le supercondensateur utilisé ici a une capacité constante C_{sc} et des pertes négligeables. Il est associé à une inductance L_{sc} et une cellule de commutation élémentaire comme le montre la figure 5.26. Cette cellule est bidirectionnelle en courant. Deux types de fonctionnement sont donc possibles : un fonctionnement dévolteur quand les SCs reçoivent de l'énergie du bus continu, et un fonctionnement survolteur quand les SCs fournissent de l'énergie au bus continu.

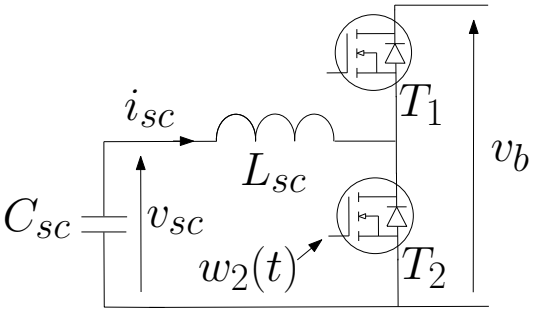


FIGURE 5.26: Représentation du convertisseur survolteur des SCs.

Posons α_2 le rapport cyclique de la variable de commande $w_2(t)$. Ce second sous-système se représente, en modèle aux valeurs moyennes, par les deux équations suivantes :

$$\begin{aligned} \tfrac{di_{sc}}{dt} &= \tfrac{1}{L_{sc}}\big(- (1-\alpha_2)\, v_b + v_{sc}\big) \\ \tfrac{dv_{sc}}{dt} &= -\tfrac{i_{sc}}{C_{sc}} \end{aligned}$$

5.5.3.2.4 Modélisation du bus continu et de la charge La figure ci-dessous représente le modèle du bus continu et de la charge. Dans notre travail, la charge est modélisée par un circuit $(R_l - L_l)$, dont la valeur de la résistance R_l est variable en fonction de la puissance demandée par la charge. Le modèle aux valeurs moyennes est donc :

$$\begin{array}{rcl} \frac{dv_b}{dt} & = & \frac{1}{C}\big((1-\alpha_1)\, i_{fc} + (1-\alpha_2)\, i_{sc} - i_l\big) \\ \frac{di_l}{dt} & = & \frac{1}{L_l}\big(- R_l i_l + v_b\big) \end{array} \tag{5.49}$$

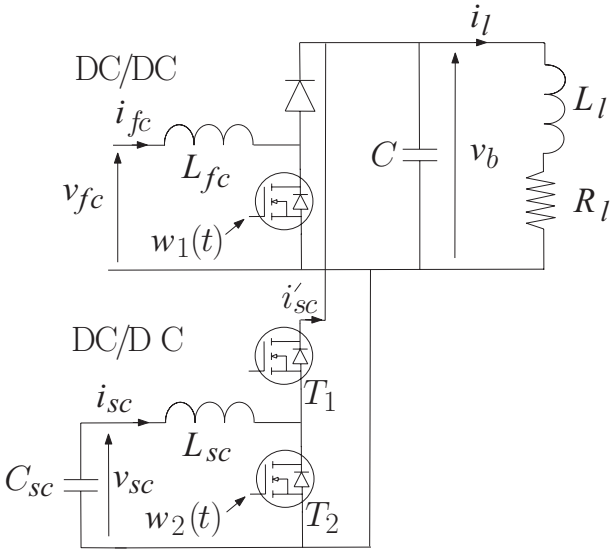


FIGURE 5.27: Représentation du modèle de la charge.

5.5.3.2.5 Modèle complet (avec prise en compte des pertes convertisseurs) Il en découle que le système complet "pile à combustible - supercondensateurs" peut être représenté par le modèle d'état d'ordre 5 :

$$\begin{array}{rcl} \dot{x}_1 & = & \frac{\omega_1\, x_4 + \omega_2\, x_5 - x_3 - i_d}{C} \\ \dot{x}_2 & = & -\frac{x_5}{C_{sc}} \\ \dot{x}_3 & = & \frac{-R_l\, x_3 + x_1}{L_l} \\ \dot{x}_4 & = & \frac{-\omega_1\, x_1 + z}{L_{fc}} \\ \dot{x}_5 & = & \frac{-\omega_2\, x_1 + x_2}{L_{sc}} \end{array}$$

avec le vecteur d'état $x(t)$

$$x \;=\; [x_1;\, x_2;\, x_3;\, x_4;\, x_5]^t = [v_b;\, v_{sc};\, i_l;\, i_{fc};\, i_{sc}]^t$$

les entrées de commande $\omega(t) = [\omega_1;\, \omega_2]^t = [1-\alpha_1;\, 1-\alpha_2]^t$, les mesures $y(t) = x$ et $z(t) = v_{fc}$, et où le terme i_d reflète les pertes des convertisseurs, à savoir i_{d1} pour le hacheur de la pile et i_{d2} pour le hacheur des SCs. Ces deux courants dépendent des courants x_4 et x_5 et sont exprimés comme suit :

$$i_d = i_{d1} + i_{d2} \;=\; \frac{(V_0 + R_0 x_4)x_4}{x_2} + \frac{(V_0 + R_0 x_5)x_5}{z} \tag{5.50}$$

où V_0, R_0 représente respectivement la tension de seuil et la résistance interne des interrupteurs de puissance.

5.5.3.3 Boucle externe

Le contrôle des courants étant assuré par deux boucles internes rapides, nous pouvons supposer que les courants sont égaux à leurs références. Dans ces conditions, le système d'ordre 5 peut être ramené à un système réduit d'ordre 3, dont l'équation d'état est donnée ci-dessous :

$$\begin{array}{rcl} \dot{x}_1 & = & \frac{1}{C}(\frac{z_3}{x_1}u_1 + \frac{x_2}{x_1}u_2 - x_3 - i_d) \\ \dot{x}_2 & = & -\frac{u_2}{C_{sc}} \\ \dot{x}_3 & = & \frac{-R_l x_3 + x_1}{L_l} \end{array} \tag{5.51}$$

avec

$$x = [x_1;\, x_2;\, x_3]^t = [v_b;\, v_{sc};\, i_l]^t;$$

les entrées de commande $u = [u_1;\, u_2]^t = [i_{fc};\, i_{sc}]^t$ et les mesures $y = [v_b;\, v_{sc};\, i_l]^t$ et $z = v_{fc}$. Le courant i_d représentant les pertes totales est donné par :

$$i_d = \frac{(V_0 + R_0 u_1)u_1 + (V_0 + R_0 u_2)u_2}{x_1} \tag{5.52}$$

Il est important de rappeler que le modèle réduit (5.51) est valide uniquement si la dynamique de la boucle externe est lente vis-à-vis de la dynamique des deux boucles internes.

5.5.3.4 Conception de la commande de la boucle externe

Le point d'équilibre désiré x^* est $[x_1^*;\, x_2^*;\, x_3^*] = [v_b^*;\, v_{sc}^*;\, \frac{v_b^*}{R_l}]$, avec v_b^* et v_{sc}^* les tensions de référence du bus continu et des SCs respectivement. Afin d'assurer une bonne durée de vie de la PàC, le courant i_{fc} doit avoir une dynamique relativement faible, i.e. $\frac{di_{fc}}{dt} < 10As^{-1}$. L'entrée de commande u_1 est donc considérée comme lentement variable et a donc un effet faible sur la convergence du système réduit (5.51). Par conséquent, le gain sur la boucle de gestion du courant i_{fc} doit être très faible, la commande u_1 pouvant être alors directement ou implicitement filtrée. De ces considérations, la commande u_1 est adoptée comme suit :

$$u_1 = \frac{x_1}{z} i_{lm} - \frac{C_{cs}}{T_{lent}} e_{sc} \tag{5.53}$$

où i_{lm} est le courant de charge en valeur moyenne, i.e. le courant de charge filtré par un filtre passe-bas. $e_{sc} = x_2 - x_2^* = v_{sc} - v_{sc}^*$ et T_{lent} sont choisis de manière que la dynamique sur e_{sc} soit suffisamment faible. Notons que l'erreur e_{sc} n'est pas filtrée explicitement, étant donnée que la consigne v_{sc}^* est généralement constante et que la tension v_{sc} est proportionnelle à l'intégrale du courant i_{sc}. Par conséquent, e_{sc} est filtrée implicitement. Etant donné que u_1 est une commande lentement variable, la seconde commande u_2 doit être plus rapide que u_1 sans toutefois être plus rapide que les deux boucles internes. Ainsi, u_2 est défini par :

$$u_2 = \frac{x_1}{x_2}[-\frac{C}{T_{rapide}} e_b - \frac{z}{x_1}(\frac{x_1}{z} i_{lm} - \frac{C_{cs}}{T_{lent}} e_{sc}) + x_3 + i_d] \tag{5.54}$$

avec $e_b = x_1 - x_1^* = v_b - v_b^*$ et comme paramètre de réglage de la dynamique T_{rapide}. A partir des équations (5.53) et (5.54), la proposition suivante peut être énoncée :

Proposition 5 *Sous les commandes (5.53) et (5.54), le système réduit (5.51) incluant les pertes totales des convertisseurs (i_d) est localement exponentiellement stable avec v_b^* et v_{sc}^* constants et avec un biais sur $x_2 = v_{sc}$.*

Preuve 7 *Considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante $V = V_1 + V_2 + V_3$ avec $V_1 = 0.5e_i^2$, $V_2 = 0.5e_b^2$ et $V_3 = 0.5e_{sc}^2$, où $e_i = (x_3 - i_{lm})$ et $i_{lm} = v_b^*/R_l$. D'après les commandes (5.53)-(5.54), la dérivée de V est :*

$$\begin{aligned}\dot{V} &= e_i\frac{-R_l e_i + e_b}{L_l} - \frac{e_b^2}{T_{rapide}} \\ &- e_{sc}\left(\frac{\frac{x_1}{x_2}\left[\frac{C}{T_{rapide}}e_b - \frac{z}{x_1}\left(\frac{x_1}{z}i_{lm} - \frac{C_{cs}}{T_{lent}}e_{sc}\right) + x_3 + i_d\right]}{C_{cs}}\right)\end{aligned}$$

Le choix de $T_{rapide} << 1$ permet de faire converger rapidement e_b vers zéro indépendamment de l'erreur e_i. Par conséquent, e_i converge exponentiellement vers zéro et de manière uniforme vis-à-vis de e_{sc}. Ainsi

$$\dot{V} = -\frac{R_l}{L_l}e_i^2 - \frac{1}{T_{rapide}}e_b^2 - \frac{x_1}{T_{lent}x_2}e_{sc}^2 - \frac{x_1 i_d}{x_2 C_{cs}}e_{sc}$$

Il en résulte que e_{sc} converge vers $\frac{x_1 i_d}{x_2 C_{cs}}$, ce qui montre une dépendance vis-à-vis des pertes totales.

Remarque 14 *Il est important de noter que le biais sur v_{sc} peut être annulé par l'ajout d'un observateur de pertes. De plus, la mise en oeuvre de la commande en temps continu dans un contexte échantillonnée fait apparaitre des problèmes dus à la période d'échantillonnage (Tiefensee2010). Pour y remédier, il est possible de concevoir des commandes directement échantillonnées. Il s'agit d'une manière générale de concevoir une commande discrète reproduisant sous échantillonnage les dynamiques du système continu en boucle fermée, dites dynamiques cibles ou idéales (Tiefensee2010) ; (Monaco2011).*

5.5.4 Résultats expérimentaux

Dans le but de valider ces approches et de mesurer les performances pratiques de la gestion du système hybride PàC/SCs (5.53-5.54), nous avons développé une plateforme expérimentale de puissance limitée ; en effet, les contraintes académiques de coût et de sécurité nous amène à développer une maquette d'une puissance nominale de l'ordre du kiloWatt. Nous la testons avec un profil de charge donné par la figure 5.29-(a) representatif d'une application à fortes fluctuations de puissance comme l'est la traction automobile. La tension du bus continu v_b est régulée à une valeur de consigne de 50V et le courant de charge i_l varie de 0 à 20 A.

5.5.4.1 Plateforme expérimentale

La figure 5.28 montre le banc d'essai et ses différents constituants. La source dénergie est réalisée avec un réservoir d'hydrogène sous pression (200 bar) et une pile à combustible Nexa H2/air d'une puissance nominale de 1200 W : sa tension nominale est de 26 V

pour un courant nominal de 46 A. Elle a été conçue par Ballard autour d'une membrane échangeuse de protons, qui est la technologie la plus mûre pour les applications transport (sa mise en route rapide et sa grande densite de puissance sont ses atouts). Cette source de puissance à faible vitesse dynamique est interfacée avec le bus continu au travers d'un hacheur irréversible de type «boost» utilisant un module IGBT / diode (SEMITRANS : SKM50GB123D). La fréquence de découpage de la MLI associée est fixée à 15 kHz et l'inductance de ce hacheur «boost» de valeur $100\mu H$ présente un courant nominal de 50 A. La source de puissance est réalisée avec deux modules de SC conçue par Maxwell Technologies constituant globalement une capacité de 26 F pour une tension nominale de 30 V et un courant nominal de 50 A. Chaque module est lui-même constitué de six cellules élémentaires de $[2.7V, 336F]$. Cet ensemble de SC est interfacé avec le bus DC par l'intermédiaire d'un hacheur réversible deux quadrants utilisant un module de deux IGBT et de deux diodes en anti-parallèle (SEMITRANS : SKM50GB123D). La fréquence de découpage de la MLI associée est fixée à la valeur de 15 kHz et l'inductance de ce hacheur « buck-boost » est caractérisé par $[200\mu H, 50A]$. Le condensateur du bus DC présente une capacité de $14mF$. Une carte de commande temps réel dSPACE DS1103 est utilisée pour mettre en oeuvre les protections du banc ainsi que les différents niveaux de commande nécessairs pour réaliser la stratégie de gestion d'énergie. Tous ces éléments dédiés au contrôle et à la surveillance sont implantés par prototypage rapide en utilisant les environnements informatiques Matlab/Simulink et Control Desk. Les différentes mesures sont envoyées à la carte d'acquisition DS1103 grâce à ses convertisseurs analogique numérique travaillant avec une fréquence d'échantillonnage de 15 kHz. Les commandes MLI des hacheurs sont également directement générées par la carte dSPACE. La source électrique hybride constituée de l'association PàC / SCs est connectée à une charge électronique programmable (modèle ZS1806 de Höcherl and Hackl) de puissance nominale 1800 W ($i_{max} = 150A/V_{max} = 60V$). Cette charge est directement contrôlée par la carte temps réel dSPACE et le profil de consommation programmé permet d'émuler à échelle réduite la demande de puissance de traction d'un véhicule.

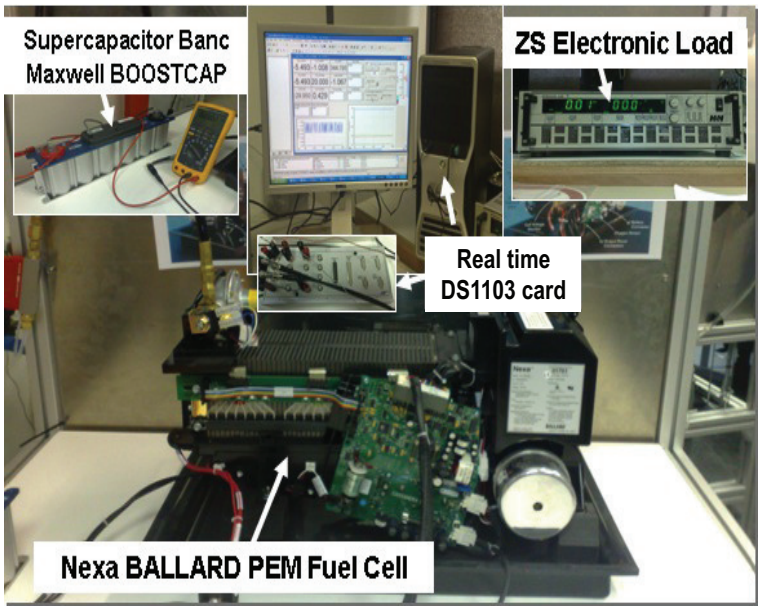


FIGURE 5.28: Dispositif experimental

Les caractéristiques électriques des deux sources sont rassemblées dans le tableau I.

5.5.4.2 Essais sans utiliser la connaissance des pertes dans les hacheurs

Dans un premier temps, le quatrième bloc du système de contrôle n'est pas utilisé afin de justifier toute son utilité pratique. Ainsi, les pertes des hacheurs (5.52) ne sont donc pas prises en compte et integrées à l'algorithme : c'est-à-dire que pour u_2 (5.54) on adopte $i_d = 0$. Les paramètres pour u_2 (5.54) sont choisis comme suit : $T_{rapide} = 50ms$ et $T_{lent} = 2s$. Dans ces conditions, la figure 5.29 montre l'ensemble des variables clés du système hybride en les comparant aux trajectoires de références délivrées par l'algorithme de contrôle. Le défaut principal de ce suivi réside dans la très mauvaise régulation de la tension du bus DC effectuée par la partie rapide du contrôle aux perturbations singulières. La figure 5.29-b) est, -à ce titre, éloquente : la tension $v_{BUS}(t)$ fluctue au gré des perturbations induites par le courant consommé par la charge $i_{charge}(t)$, illustrant bien que les pertes des convertisseurs ne sont pas prises en compte. Pour remédier à ce problème, nous pourrions essayer de diminuer la valeur du paramètre T_{fast} ; malheureusement l'erreur statique sur la tension du bus DC n'est pas descendue en dessous de 20% pour le courant de charge nominal. Malgré cela, nous devons néanmoins relever une réponse douce du courant de la pile (figure 5.29-(c)) lors des fortes perturbations introduites par $i_{charge}(t)$ (Figure 5.29-a)) [13]. Ce comportement permet de garantir de bonnes conditions opératoires de la PàC et ainsi de préserver sa durée de vie. De même, le contrôle de l'état de charge est correctement réalisé comme en témoigne l'évolution de la tension des SCs (Figure 5.29-f)) dont le régime permanent converge bien vers sa tension de consigne (21V) grâce à la partie lente de l'algorithme de contrôle (5.53). Cette faible erreur statique était prévue par la proposition 5 et demonstratée dans la preuve 7.

5.5.4.3 Essais en utilisant la connaissance des pertes dans les hacheurs

Dans un second temps, nous intégrons à l'algorithme (partie rapide des perturbations singulières u_2 (5.54)), la connaissance des pertes induites par le fonctionnement des convertisseurs statiques (Figure 5.23). Ces pertes sont estimées hors ligne en faisant fonctionner le système en régime permanent dans toute sa plage de puissance ; pour cela le courant de charge passe progressivement de 0 A à 20 A. Par identification, on en déduit l'expression du courant des pertes (5.52) avec dans notre cas les paramètres $V_0 = 1.5V$ et $R_0 = 170m\Omega$. La figure 5.30 présente les variables principales du système hybride soumis au même profil de charge que prédemment. Contrairement au cas où les pertes étaient ignorées, la tension du bus continu est remarquablement bien régulée comme le montre la figure 5.30 par la commande rapide u_2 (5.54) ; l'erreur de poursuite ne dépasse jamais 2.

13. la valeur absolue maximale de la pente de ce signal est de l'ordre de 10A/s comme cela est indiqué pour la pile expérimentée par (Thounthong2009), ; (Corbo2009)

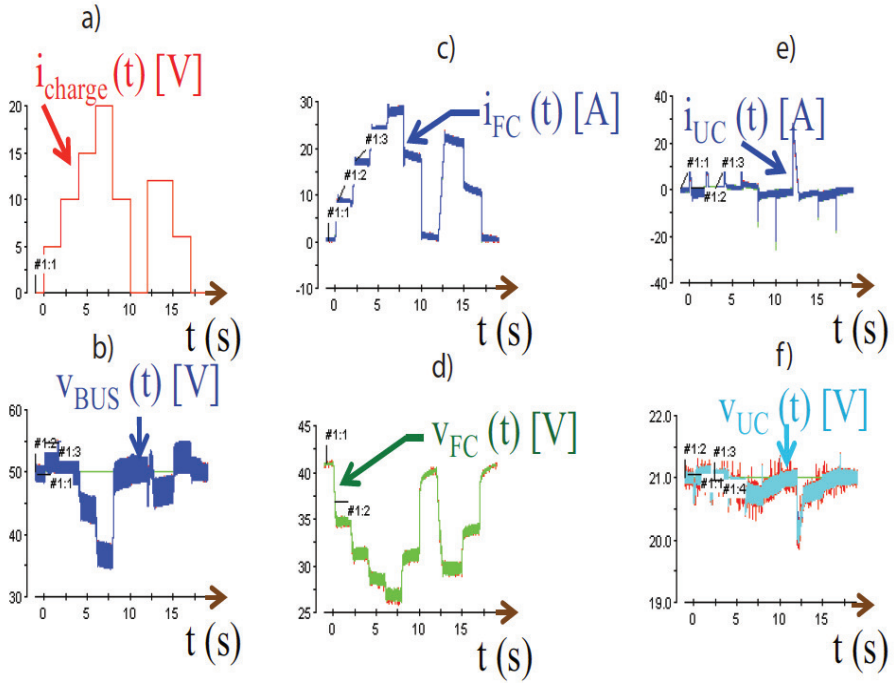


FIGURE 5.29: Résultats expérimentaux sans prise en compte des pertes dans les hacheurs.

Variables principales : $(i_L(t), i_{FC}(t), i_{UC}(t), v_{BUS}(t), v_{UC}(t))$ avec comme réglage des deux paramètres ($T_{rapide} = 10ms$ et $T_{lent} = 2s$) et comme deux contraintes ($I_{PACMAX} = 40A$ and $(\frac{di_{PC}}{dt}MAX = 30A/s)$.

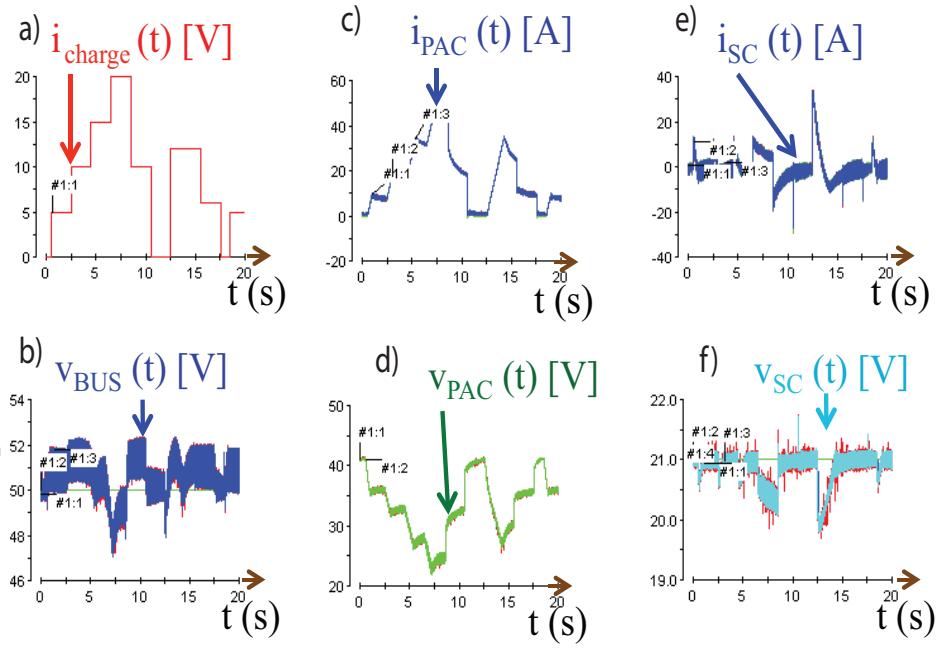


FIGURE 5.30: Résultats expérimentaux avec prise en compte des pertes dans les hacheurs.

Variables principales : $(i_L(t), i_{FC}(t), i_{UC}(t), v_{BUS}(t), v_{UC}(t))$ utilisant 4 paramètres de réglage ($V_0 = 3V$, $R = 0,170\Omega$, $T_{rapide} = 10ms$ et $T_{lent} = 0,2s$) et comme deux contraintes ($I_{PACMAX} = 40A$ and $(\frac{di_{PC}}{dt}MAX = 30A/s)$.

5.5.5 Conclusion sur la PàC

Dans ce paragraphe, on a montré que l'utilisation des perturbations singulières et de la théorie de Lyapunov ont permis d'établir des commandes avec des preuves de stabilité pour le système PàC-SCs (pile à combustible et supercondensateurs). Les résultats expérimentaux présentés sur un benchmark représentatif de l'application véhicule électrique ont montré l'intérêt de l'approche utilisée. Toutefois, ces résultats reposent sur la connaissance à priori des pertes dans les interfaces de puissance.

Chapitre 6

Transmission sécurisée de données à base de systèmes chaotiques

6.1 Introduction

Grâce aux propriétés naturelles des systèmes chaotiques, telles que leur sensibilité aux conditions initiales et le fait qu'ils évoluent dans une large bande de fréquence, les systèmes chaotiques sont devenus de bons candidats pour la cryptographie. L'idée d'utilisation du chaos dans les systèmes de communication a été inspirée de la découverte de Pecora-Carroll en 1990 (Pecora1990). Le développement des systèmes de communication utilisant le chaos a commencé avec des schémas de synchronisation très simples de circuits électroniques, visant pour le cryptage et la reconstruction simultanés d'un signal d'information. Par la suite, de nombreuses techniques de cryptage par addition, par commutation, par modulation, etc..., ont été mises au point pour inclure le message clair dans un signal porteur chaotique, voire dans la dynamique même de l'émetteur. Par un processus de synchronisation, le récepteur est capable d'estimer l'état de l'émetteur, puis d'effectuer le décryptage du message crypté. Les systèmes de communication traditionnels comportent deux parties, respectivement appelées émetteur et récepteur. Le signal de sortie de l'émetteur est modulé et transmis par le canal public au récepteur qui démodule le signal reçu afin de récupérer le signal original. La récupération du message est soumise à une condition essentielle. Cette condition se traduit par le rapport signal utile sur signal transmis qui doit être le plus proche possible de l'unité. Il existe deux types de récupération de signal : la démodulation cohérente et la démodulation non cohérente. La récupération de message par une démodulation non cohérente emploie des attributs statistiques du signal transmis pour reconstruire le message. Ainsi, la récupération de ce dernier n'est pas directement en fonction du système chaotique. Pour la cryptographie chaotique, un des concepts les plus importants de démodulation cohérente est la synchronisation, c'est à dire que le récepteur essaie de reconstruire les états de l'émetteur à partir du signal transmis considéré comme la sortie du système à observer et ensuite de récupérer le message crypté considéré comme une entrée inconnue. Du point de vue de l'automatique, cette technique peut être classée dans le domaine de la conception d'observateurs (Nijmeijer1997). A cet effet, la première partie du chapitre est consacrée à la synchronisation unidirectionnelle du système chaotique de Rössler. L'observateur adaptatif présenté dans la section 3.5 pour les systèmes mis sous forme

cascade sera utilisé comme récepteur afin de reconstruire d'une manière simultanée l'état et les paramètres (clé de cryptage) du système chaotique de Rössler utilisé comme émetteur.

Par ailleurs, même si les techniques de cryptage par le chaos sont en plein essor, des attaques spécifiques ont été développées en parallèle, ouvrant ainsi une nouvelle voie dans la cryptanalyse, qui s'oppose à la cryptographie, et qui désigne l'art de déchiffrer un message sans la clé de cryptage. Par conséquent, la proposition d'une nouvelle façon de transmettre un message, en exploitant la synchronisation et les propriétés des systèmes chaotiques, doit s'accompagner d'une réflexion sur la sécurité du processus. C'est dans cette direction que les travaux de thèse de Hamid Hamiche ont été menés (voir paragraphe 2.2.2.2). Une partie de ce travail (sans la partie cryptanalyse) fait l'objet de la deuxième partie de ce chapitre et est publié dans (Hamiche2010), (Hamiche2010a). La partie du travail incluant la cryptanalyse est en cours de publication dans (Hamiche2012ST).
Un autre travail de recherche réalisé dans le cadre de la thèse de Hamid Hamiche porte sur les aspects de commande pour la synchronisation de deux systèmes chaotiques de Qi. Deux commandes de type passive et l'autre de type impulsive ont été utilisées. Ce travail a fait l'objet d'une communication (Hamiche2011).
Ces travaux de recherche ont été motivés par l'intérêt que porte le laboratoire aux applications dans le domaine de la synchronisation des systèmes chaotiques.
Ce travail de recherche a donné suite à l'acceptation d'un projet PNR en collaboration avec l'université de Jijel (voir paragraphe 2.3.5.2 pour plus de détails sur le projet).

6.2 Estimation simultanée de l'état et des paramètres du système chaotique de Rössler

L'observateur sous forme cascade développé dans la section 3.5, sera appliqué dans ce paragraphe, à l'estimation simultanée de l'état et des paramètres du système chaotique de Rössler dans le cadre de la synchronisation de systèmes chaotiques.

6.2.1 Système chaotique de Rössler

Soit le système chaotique de Rössler autonome à 3 dimension et décrit par les équations suivantes (Wei2006)

$$\begin{cases} \dot{\chi}_1 = -\chi_2 - \chi_3 \\ \dot{\chi}_2 = \chi_1 + a\chi_2 \\ \dot{\chi}_3 = b + \chi_3(\chi_1 - c) \end{cases} \tag{6.1}$$

avec $\chi_i (1 \leq i \leq 3)$ sont les variables d'état, et a, b, c sont des paramètres constants et positifs (clés secrètes). Pour avoir un comportement chaotique, les paramètres du système (6.1) sont fixés comme suit $a = 0.2$, $b = 0.2$, et $c = 5.7$.

6.2.2 Changement de coordonnées et mise sous forme cascade

En considérant le changement de variables suivant :

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{1,1} \\ x_{1,2} \\ x_{2,1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \chi_1 \\ \chi_2 \\ \chi_2 + \chi_3 \end{pmatrix}$$

où $x_1 \in R^2$, $x_2 \in R$, le système chaotique (6.1) peut être réécrit sous la forme cascade (3.36), décrite dans la section 3.5, comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = A_1(y,u)\,x_1 + \beta_1(y,u) + \varphi_1(y,u)\,\theta_1 \\ \dot{x}_2 = A_2(y,u,x_1,\theta_1)\,x_2 + \beta_2(y,u,x_1,\theta_1) + \varphi_2(y,u,x_1,\theta_1)\,\theta_2 \\ y_1 = x_{1,2} \\ y_2 = x_2 \end{cases}$$

où $y_1 \in R$ et $y_2 \in R$, avec

$$\begin{cases} A_1(y,u) = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \\ \beta_1(y,u) = \begin{pmatrix} -y_2 \\ 0 \end{pmatrix}, \\ \varphi_1(y,u) = \begin{pmatrix} 0 \\ y_1 \end{pmatrix}, \\ \theta_1 = a, \end{cases}$$

et

$$\begin{cases} A_2(y,u,x_1,\theta_1) = x_{1,1}, \\ \beta_2(y,u,x_1,\theta_1) = x_{1,1} + y_1(a - x_{1,1}), \\ \varphi_2(y,u,x_1,\theta_1) = \begin{pmatrix} 1 & y_2 - y_1 \end{pmatrix}, \\ \theta_2 = \begin{pmatrix} b & c \end{pmatrix}. \end{cases}$$

Avec les paramètres $a = 0.2$, $b = 0.2$, $c = 5.7$ et les conditions initiales suivantes $x_{1,1} = 2$, $x_{1,2} = 3$, $x_2 = 2$, le système chaotique (6.2) exhibe une dynamique chaotique comme le montre la figure 6.4.

6.2.3 Observateur en cascade

Pour le système (6.2), l'observateur adaptatif (décrit dans (3.37)) est conçu comme suit :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \hat{A}_1(y,u)\, z_1 + \hat{\beta}_1(y,u) + \hat{\varphi}_1(y,u)\,\hat{\theta}_1 + \left\{S_1^{-1}C_1^T + \Lambda_1\Gamma^{-1}\Lambda_1^T C_1^T\right\}\Sigma_1(y_1 - C_1 z_1) \\ \dot{S}_1 = -\rho_1 S_1 - \hat{A}_1^T S_1 - S_1\hat{A}_1 + C_1^T\Sigma_1 C_1 \\ \dot{\Lambda}_1 = \left\{\hat{A}_1 - S_1^{-1}C_1^T\Sigma_1 C_1\right\}\Lambda_1 + \hat{\varphi}_1 \\ \dot{\Gamma}_1 = -\lambda_1\Gamma_1 + \Lambda_1^T C_1^T\Sigma_1 C_1\Lambda_1 \\ \dot{\hat{\theta}}_1 = \Gamma_1^{-1}\Lambda_1^T C_1^T\Sigma_1(y_1 - C_1 z_1) \\ \\ \dot{z}_2 = A_2\left(y,u,z_1,\hat{\theta}_1\right) z_2 + \hat{\beta}_2\left(y,u,z_1,\hat{\theta}_1\right) + \hat{\varphi}_2\left(y,u,z_1,\hat{\theta}_1\right)\hat{\theta}_2 \\ \quad + \left\{S_2^{-1}C_2^T + \Lambda_2\Gamma^{-1}\Lambda_2^T C_2^T\right\}\Sigma_2(y_2 - C_2 z_2) \\ \dot{S}_2 = -\rho_2 S_2 - \hat{A}_2^T S_2 - S_2\hat{A}_2 + C_2^T\Sigma_2 C_2 \\ \dot{\Lambda}_2 = \left\{\hat{A}_2 - S_2^{-1}C_2^T\Sigma_2 C_2\right\}\Lambda_2 + \hat{\varphi}_2 \\ \dot{\Gamma}_2 = -\lambda_2\Gamma_2 + \Lambda_2^T C_2^T\Sigma_2 C_2\Lambda_2 \\ \dot{\hat{\theta}}_2 = \Gamma_2^{-1}\Lambda_2^T C_2^T\Sigma_2(y_2 - C_2 z_2) \end{cases} \tag{6.2}$$

où

$$\begin{cases} z_1 = [z_{1,1}, z_{1,2}]^T, \hat{A}_1 = A_1(y,u), \hat{\beta}_1 = \beta_1(y,u), \\ \hat{\varphi}_1 = \varphi_1(y,u), \hat{\theta}_1 = \hat{a}, C_1 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \end{pmatrix} \end{cases}$$

et

$$\begin{cases} z_2 \in R, \hat{A}_2 = z_{1,1}, \hat{\beta}_1 = z_{1,1} + y_1(a - z_{1,1}), \\ \hat{\varphi}_1 = \begin{pmatrix} 1 & y_2 - y_1 \end{pmatrix}, \hat{\theta}_2 = \begin{pmatrix} \hat{b} & \hat{c} \end{pmatrix}, C_2 = 1. \end{cases}$$

La preuve de convergence de la dynamique d'erreur d'observation (observateur et système chaotique de Rössler) mis sous forme cascade est donnée dans la section 3.5.

6.2.4 Résultats de simulation

Les résultats de simulation présentés dans ce paragraphe permettent d'illustrer les performances de l'observateur cascade proposé quand il est appliqué dans le cadre de la synchronisation et le problème d'identification du système chaotique de Rössler. Les conditions initiales et les paramètres du système chaotique de Rössler (6.2) sont donnés dans le paragraphe 6.2.2 et ceux de l'observateur (6.2) sont choisis comme suit :
$z_{1,1} = z_{1,2} = z_2 = 0$; $\hat{\theta}_1 = \hat{a} = 0$, $\hat{\theta}_2 = \begin{pmatrix} \hat{b} & \hat{c} \end{pmatrix} = 0_{1\times 2}$.
$S_1(0) = 2I_{2\times 2}$, $\Lambda_1(0) = 0_{2\times 2}$, $\Gamma_1(0) = 10I_{2\times 2}$; $S_2(0) = 1$, $\Lambda_2(0) = 0_{1\times 2}$, $\Gamma_2(0) = 10I_{2\times 2}$.
Les gains de l'observateur (6.2) sont choisis comme suit $\rho_1 = 20$, $\lambda_1 = 15$; $\rho_2 = 20$, $\lambda_2 = 15$ afin de satisfaire les conditions de convergence.

Les résultats obtenus sont donnés dans les figures 6.1, 6.2, 6.3, 6.5, 6.6 et 6.7.

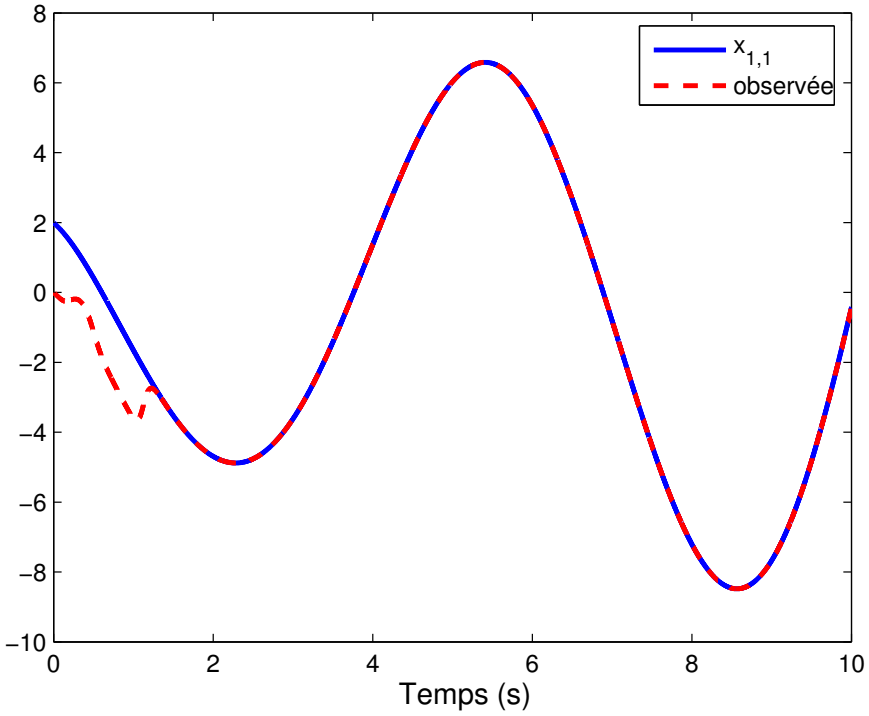


FIGURE 6.1: $x_{1,1}$ et son observée

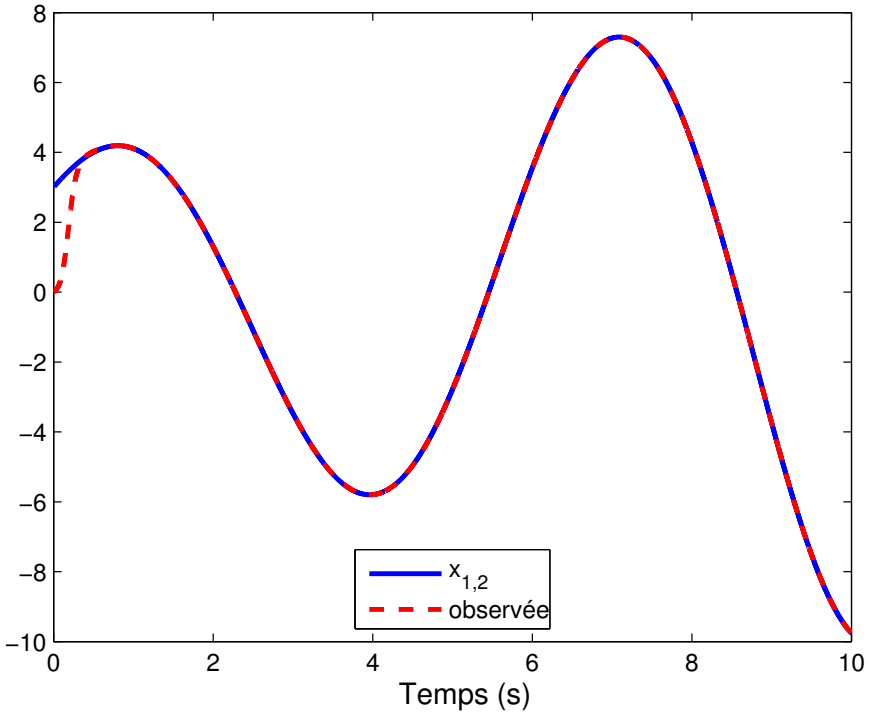


FIGURE 6.2: $x_{1,2}$ et son observée

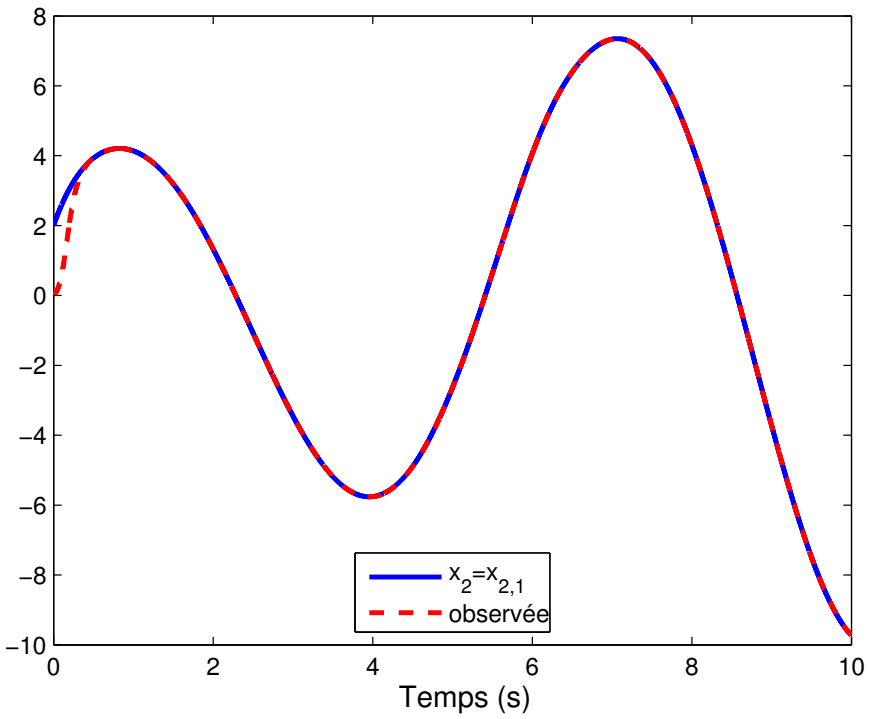


FIGURE 6.3: x_2 et son observée

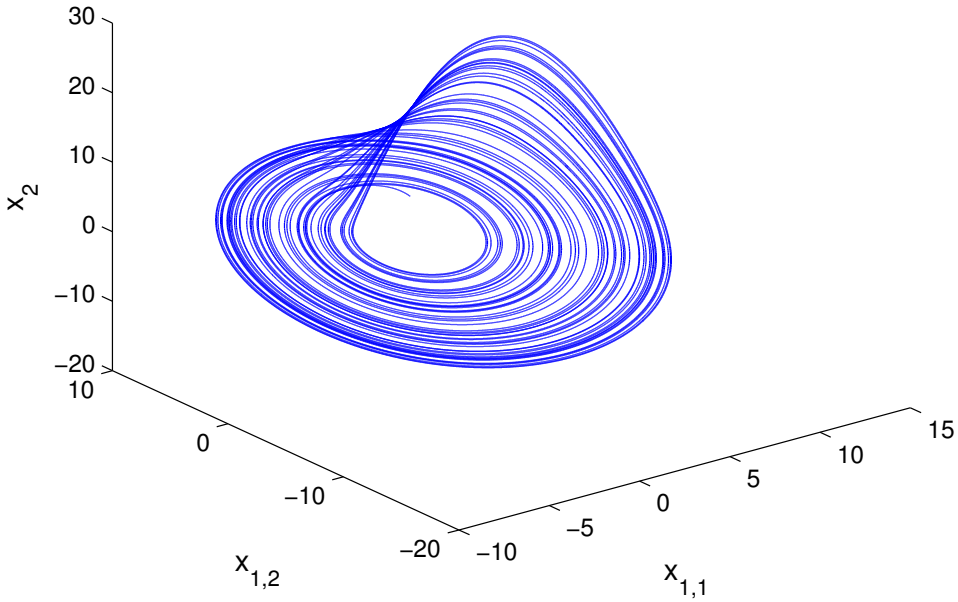


FIGURE 6.4: Portrait de phase à 3 dimensions $x_{1,1}$, $x_{1,2}$ et x_2 avec les conditions initiales $x_{1,1} = 2$, $x_{1,2} = 3$, et $x_2 = 2$.

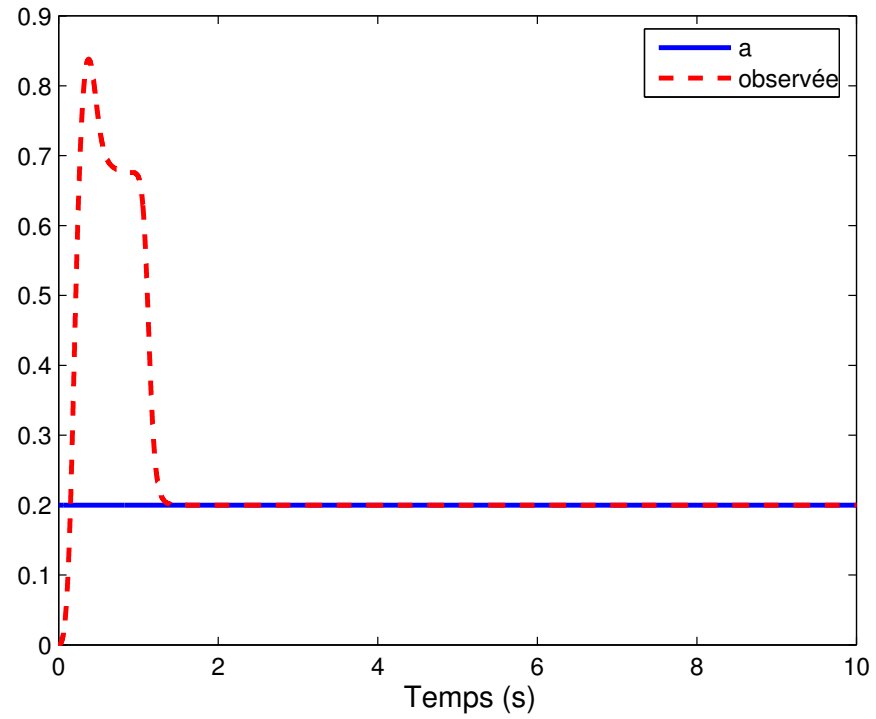


FIGURE 6.5: Paramètre a et son observée

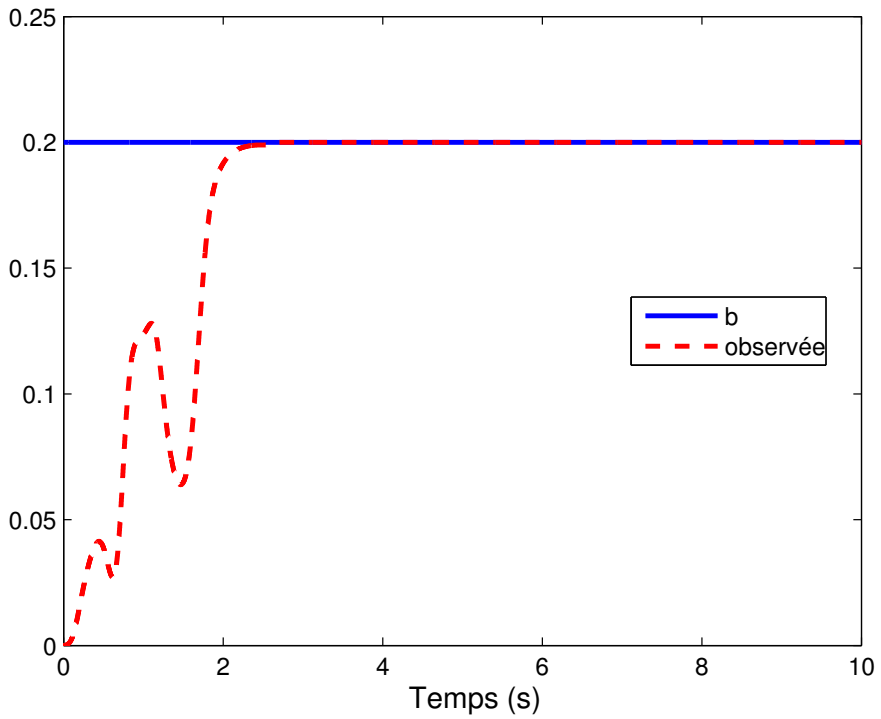


FIGURE 6.6: Paramètre b et son observée

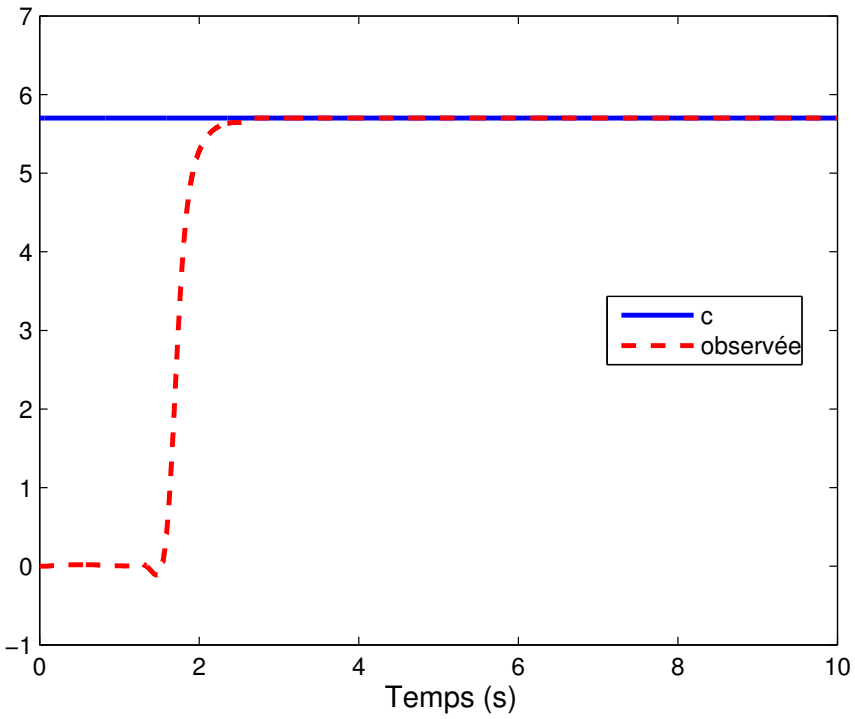


FIGURE 6.7: Paramètre c et son observée

Les figures 6.1, 6.2 et 6.3 montrent les résultats de simulation des variables d'état et des paramètres observés du problème de synchronisation. Les résultats sur les paramètres identifiés sont donnés par les figures 6.5, 6.6 et 6.7. D'après ces résultats, on peut remarquer que l'observateur en cascade proposé donne de bonnes observations. Dans les 2 cas, les états $x_{1,1}$, $x_{1,2}$, x_2 et les paramètres a, b, c sont bien reconstruits.

6.3 Système de transmission sécurisé

Le système de transmission est composé de trois étapes, à savoir le choix de l'émetteur, le choix du récepteur, et la mise au point du processus de transmission de l'information. Le choix de l'émetteur a un impact direct sur la sécurité du cryptosystème et ce à deux niveaux. La sécurité du processus de synchronisation et l'impact sur la sécurité du cryptage lui-même. L'impact sur la sécurité du cryptage est présenté dans (Hamiche2012ST). Concernant la sécurité du processus de synchronisation, il existe des attaques exploitant principalement des techniques de reconstruction à retard, dont le principe est étudié dans les travaux de Pecora dans (Pecora1990). Ces attaques tentent de reconstituer la géométrie de l'attracteur chaotique correspondant à l'émetteur exploitant uniquement les informations contenues dans une série temporelle du signal transmis. Pour appliquer ces techniques, il faut disposer d'un nombre suffisamment important de données, nombre qui augmente avec la complexité du chaos. Une mesure possible pour augmenter cette complexité, et pour augmenter par conséquent la sécurité d'un cryptosystème, consiste à prendre comme émetteur un système à structure très complexe. C'est la raison pour la-

quelle, on a opté pour un système chaotique en temps discret à retard variable. Ce dernier est composé principalement d'un système chaotique en temps continu et d'un système chaotique en temps discret. Dans le but de rendre la structure de l'émetteur beaucoup plus complexe et par conséquent augmenter la sécurité du cryptosystème, des états du système en temps continu retardés et échantillonnés sont introduits dans la dynamique du système en temps discret.
La deuxième étape consiste à concevoir un récepteur, sur la base d'observateurs, qui se synchronise avec l'émetteur choisi.
La troisième étape consiste à mettre au point une technique de transmission des signaux chaotiques incluant le message et à garantir un certain niveau de sécurité. Cette partie n'est pas traitée dans ce travail de thèse, on suppose uniquement que le canal est idéal.
Le schéma global du système pour les communications privées est montré par la figure 2.7.

6.3.1 Emetteur

L'émetteur est constitué de quatre blocs : un système chaotique en temps continu, un système chaotique en temps discret, un conformateur d'impulsions et un bloc de multiplexage (voir figure 2.7). La transmission de l'information est faite en temps discret. Le système continu est utilisé dans le but d'augmenter la complexité du système de transmission par l'introduction des états retardés et échantillonnés du système continu dans le système chaotique discret.

6.3.1.1 Système chaotique en temps continu

Le système en temps continu est un oscillateur de Colpitts (Rubezic1999), (Hernault2007) permettant la génération de signaux chaotiques.

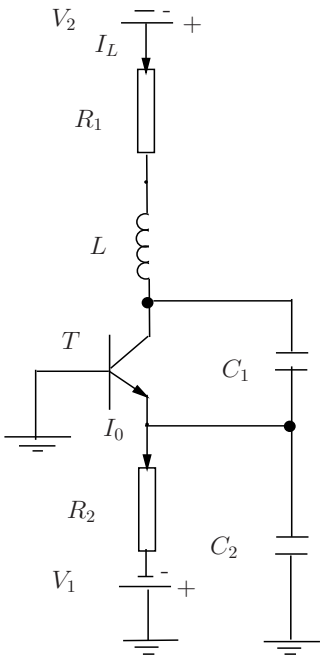


FIGURE 6.8: Oscillateur de Colpitts : $R_1 = 47\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = C_2 = 470nF$, $L_1 = 1mH$, $T : 2N2222$

.
Le modèle mathématique de l'oscillateur de Colpitts est obtenu en écrivant les équations d'état avec comme variables V_{c1}, V_{c2} et I_L (voir figure 6.8). Les équations d'état sont alors données par (Hernault2007) :

$$\begin{cases} \frac{dV_{C1}}{dt} = -\frac{1}{C_1}f(-V_{C2}) + \frac{1}{C_1}I_L \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2}I_L - \frac{1}{C_2}I_0 \\ \frac{dI_L}{dt} = -\frac{1}{L_1}V_{C1} - \frac{1}{L_1}V_{C2} - \frac{R_1}{L_1}I_L + \frac{V_2}{L_1} \end{cases} \tag{6.3}$$

où $f(.)$ est la caractéristique courant-tension du transistor. Cette fonction est en effet le courant de l'émetteur qui peut être exprimé par :

$$I_E = f(V_{BE}) = f(-V_{C2}) \simeq I_S[\exp(\frac{V_{BE}}{V_T})] \simeq I_S[\exp(\frac{-V_{C2}}{V_T})] \tag{6.4}$$

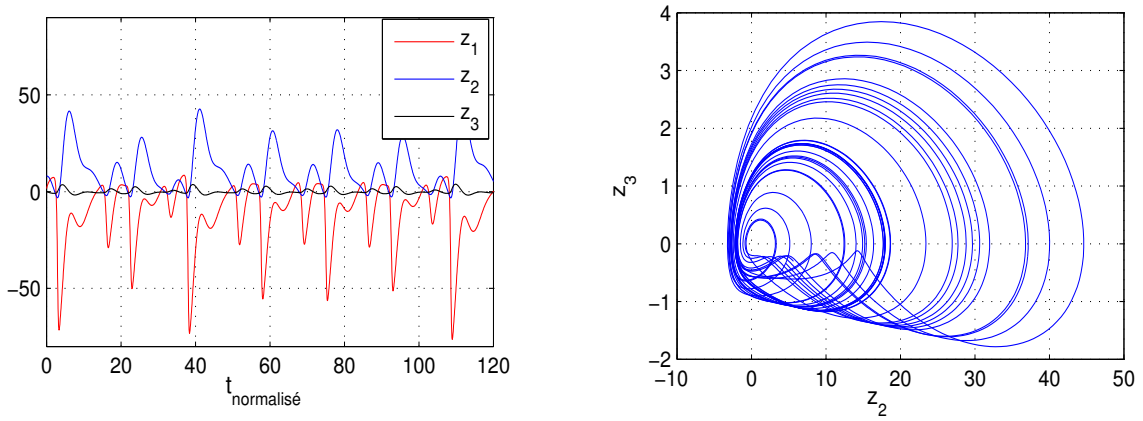
où I_s est le courant de saturation inverse de la jonction base-émetteur (BE) du transistor et $V_T \simeq 27mv$.
Le modèle dynamique normalisé [1] du Colpitts est donné par les équations suivantes (Maggio1999)

$$\begin{cases} \dot{z_1} = a_1(-exp(-z_2) + 1 + z_3) \\ \dot{z_2} = a_2 z_3 \\ \dot{z_3} = -a_3([z_1 + z_2] - a_4 z_3) \\ y_1 = z_2 \end{cases} \tag{6.5}$$

avec $a_1 = \frac{g}{q(1-k)}$, $a_2 = \frac{g}{qk}$, $a_3 = \frac{qk(1-k)}{g}$, $a_4 = \frac{1}{q}$ et $k = \frac{C_2}{C_1+C_2}$. Le paramètre g est le gain de la boucle de la réaction lorsque le critère de Barkaussen (Maggio1999) est satisfait, et $q = \frac{L_1 W_0}{R_1}$ est le facteur de qualité.

Le comportement chaotique (6.9) est obtenu lorsque les paramètres du système (6.5) sont choisies comme suit : $g = 4.46$; $q = 1.38$ et $k = 0.5$. Les conditions initiales du système qui sont choisies à l'intérieur du bassin d'attraction étrange $z_1(0) = 1.6$; $z_2(0) = 8$ et $z_3(0) = 0.1$. Si on considère I_0 comme une source de courant idéale, le paramètre g se calcule par (Maggio1997) :

$$g = \frac{LI_0}{(C_1+C_2)R_1V_T} \tag{6.6}$$



(a) Réponses temporelles

(b) Plan de phase

FIGURE 6.9: Oscillateur de Colpitts : $g = 4.46$.

1. Les tensions, le courant et le temps sont respectivement normalisés par rapport à $V_{ref} = V_T$, $I_{ref} = I_0$ et $t_{ref} = \frac{1}{w_0}$. w_0 étant la pulsation centrale d'oscillation

6.3.1.2 Système chaotique en temps discret

Le système chaotique en temps discret utilisé est dit système de Hénon modifié. Ce système a été largement étudié dans la littérature, voir par exemple (Dmitriev2002), (Vesely2000). Il est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} x_1(k+1) = a - x_2^2(k) - bx_3(k) \\ x_2(k+1) = x_1(k) \\ x_3(k+1) = x_2(k) \\ y_2(k) = x_2(k) \end{cases} \tag{6.7}$$

Pour avoir un comportement chaotique, les paramètres du système (6.7) sont donnés comme suit : $a = 1.76$ et $b = 0.1$. $x_1(0) = 0.1$ $x_2(0) = 0.1$ et $x_3(0) = 0.1$, les conditions initiales du système (6.7) qui sont choisies à l'intérieur du bassin d'attraction étrange. $y_2(k) = x_2(k)$ est la sortie du système (6.7). Le comportement chaotique du système (6.7) est illustré par la figure 6.10.

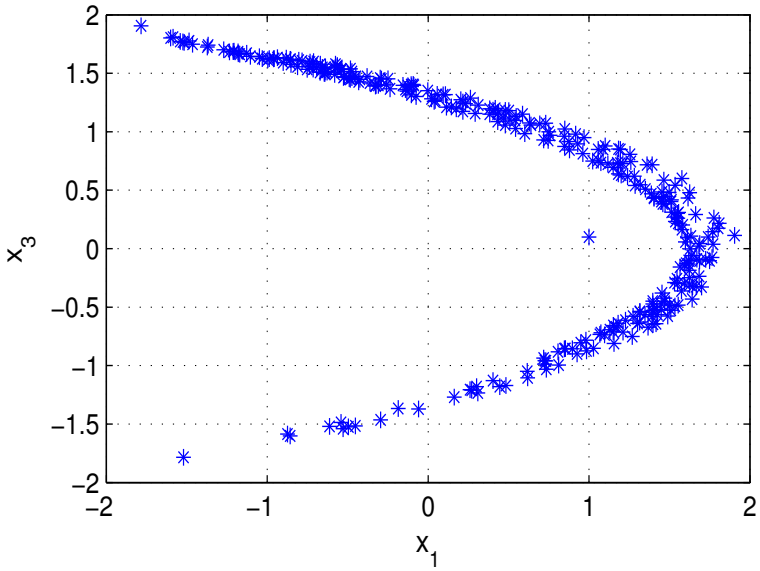


FIGURE 6.10: Plan de phase $x_1(k) - x_3(k)$

La méthode adoptée dans ce travail pour inclure le signal du message m dans le modèle du Hénon modifié en temps discret est la méthode par inclusion. Cette dernière consiste à ajouter le message dans l'une des dynamiques du système. Après avoir ajusté les paramètres pour obtenir un comportement chaotique, le signal m est ajouté à l'itéré de l'état $x_1(n)$ du système (6.7). Ainsi, l'état $x_1(n)$ est modulé en fonction du message m. Par contre, le signal transmis au récepteur est l'état x_2, ce qui veut dire que l'on ne transmet pas directement l'état modulé au récepteur. Cela fait une différence substantielle entre cette approche et la méthode par addition dans laquelle le message m est ajoutée à la sortie de l'émetteur et la somme est transmise directement au récepteur. Il est important de noter que l'amplitude et la fréquence du message doivent être choisies de telle manière que l'on ne puisse pas détecter de variations visibles relatives au message sur la sortie du système. De plus, on suppose que le message est borné et assez petit afin préserver le comportement chaotique, c'est à dire rester dans l'attracteur étrange (Vesely2000).

Introduction des états non retardés du système en temps continu

Dans les communications privées, le but recherché est d'augmenter la sécurité du système de transmission. Dans ce travail, on s'est attelé à rendre la structure du système (6.7) plus complexe. Pour cela, on a introduit dans un premier temps les états z_i $(i = 1, 3)$ échantillonnés du système en temps continu (6.5) sans retard et le message m dans la troisième dynamique du système en temps discret (6.7). La période d'échantillonnage T_1 des états z_1 et z_3 (dont la valeur est donnée en simulation) est choisie pour assurer la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur des deux systèmes en temps continu. On obtient ainsi un système en temps discret de la forme (6.8) suivante

$$\begin{cases} x_1(k+1) & = & a - x_2^2(k) - bx_3(k) \\ x_2(k+1) & = & x_1(k) \\ x_3(k+1) & = & x_2(k) + A_1 z_1(nT_1) + A_2 z_3(nT_1) + cm(k) \\ y_2(k) = x_2(k) \end{cases} \tag{6.8}$$

dans lequel les informations z_1 et z_3 sont issues du système en temps continu (6.5) après échantillonnage. A, B et c sont des nouveaux coefficients du système (6.8).
Pour préserver le comportement chaotique du système défini par (6.8), ces paramètres sont choisis avec beaucoup de précaution. Ici, il faut satisfaire les valeurs suivantes : $A_1 \leq 0.01$, $A_2 \leq 0.01$ et $c \leq 1$.

Remarque 15 *Avec le choix de $x_2(k)$ comme sortie du système (6.8), l'observabilité au sens de la condition du rang et la condition de recouvrement d'observabilité pour les systèmes discrets sont vérifiées.*

Introduction des états retardés du système en temps continu

Pour augmenter d'avantage la sécurité du système (6.8), les deux états z_i $(i = 1, 3)$ du système en temps continu (6.5) introduits dans (6.8) sont retardés par des retards τ_j $(j = 1, 2)$ avant d'être échantillonnés. Ainsi le modèle (6.8) est modifié comme suit pour obtenir un système chaotique en temps discret à retard variable :

$$\begin{cases} x_1(k+1) & = & a - x_2^2(k) - bx_3(k) \\ x_2(k+1) & = & x_1(k) \\ x_3(k+1) & = & x_2(k) + A_1 z_1(nT_1 - \tau_1) + A_2 z_3(nT_1 - \tau_2) + cm(k) \\ y_2(k) & = & x_2(k) \end{cases} \tag{6.9}$$

6.3.1.3 Bloc conformateur d'impulsions

Le bloc conformateur d'impulsions est un compteur ayant pour rôle la génération d'impulsions. Ces derniers seront utilisés pour contrôler l'envoi des deux signaux issus des systèmes en temps continu (6.5) et en temps discret 6.9. Dans ce travail, on a choisi d'envoyer le signal $y_1 = z_2$ du système en temps continu (6.5) sur une période T_1. Ce signal qui joue le rôle du signal de synchronisation. Le signal $y_2 = x_2$ du système en temps discret (6.9) est envoyé sur une période $9T_1$ (voir paragraphe suivant). Il représente le signal utile (porteur de l'information à transmettre).

On obtient alors, le signal de contôle issu du bloc "conformateur d'impulsions", qui est un signal périodique de période $T_2 = 10T_1$.

6.3.1.4 Bloc de multiplexage

Le bloc de multiplexage a pour rôle d'envoyer dans le canal de transmission les deux signaux de sortie y_1 et y_2 correspondant respectivement aux signaux de synchronisation et de signal utile (comme il est défini dans le paragraphe 6.3.1.3). Ce bloc est piloté par le signal d'horloge issu de la sortie du conformateur d'impulsions. Le signal y_1 est d'abord échantillonné avec un pas d'échantillonnage T_2 mais bloqué uniquement durant la période T_1 qui doit vérifier le théorème de Shannon. Ensuite, il sera introduit dans le bloc multiplexage pour être envoyé dans le canal pendant une durée T_1. Quant au signal $y_2 = x_2$ qui n'est pas itéré (c.à.d gelé) pendant l'envoi du signal y_1, il est envoyé pendant 9 durées T_1. Le choix de cette durée est fait dans le but d'assurer une bonne transmission, c'est à dire, un rapport signal utile (donné sur $9T_1$) sur signal de transmission (donné sur $T_2 = 10T_1$) le plus proche de un. Le cycle de transmission des deux signaux y_1 et y_2 est résumé par la figure 6.11.

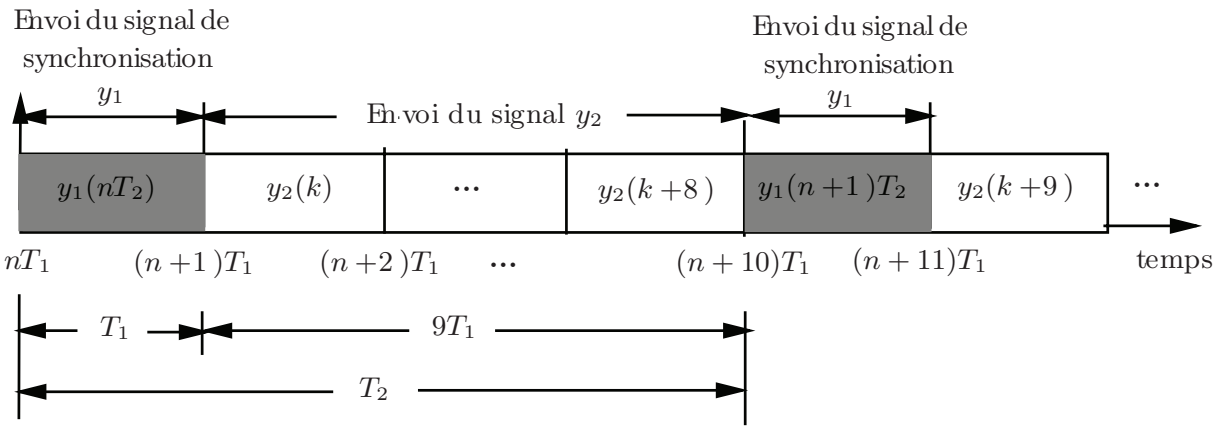


FIGURE 6.11: Cycles de transmission des signaux y_1 et y_2

6.3.2 Récepteur

Le rôle du récepteur est d'assurer la synchronisation avec l'émetteur présenté dans le paragraphe 6.3.1 afin de reconstruire l'information utile noyée dans ce dernier. Il est constitué de deux types d'observateurs. Le premier observateur est de type impulsif, il consiste à récupérer tous les états du système chaotique en temps continu (6.5) de l'émetteur. Cette méthode de synchronisation a montré une grande efficacité dans les applications de communication utilisant le chaos car elle maintient la synchronisation par des impulsions de petite taille. Dans la synchronisation impulsive, la transmission se fait à des instants temps discret. Cela permettra d'économiser la capacité du canal de communication pour la transmission des messages (Yang1997), (Khaled2012). En outre, du fait que ces impulsions sont discrètes, la redondance de l'information de synchronisation dans le canal sera réduite et donc la sécurité du système de communication va augmenter. Le second observateur est un observateur en temps discret (dit retardé étape par étape), simple à

concevoir ayant pour rôle la récupération des états du système chaotique en temps discret (6.9) de l'émetteur ainsi que l'information discrète noyée dans ce dernier.

6.3.2.1 Observateur chaotique en temps continu

L'observateur en temps continu est un observateur impulsif classique. Il sera utilisé pour récupérer les états du système en temps continu (6.5). Il utilisera la sortie y_1 du système (6.5), introduite dans le paragraphe 6.3.1.3, pour se synchroniser avec ce dernier. La conception de l'observateur est inspirée des travaux présentés dans (Yang1997) sur la stabilisation impulsive pour la commande et la synchronisation des systèmes chaotiques. Considérons le système (6.5) avec la sortie mesurée $y_1 = z_2$. L'observateur proposé pour ce système est de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 & = & a_1(-\exp(-\hat{z}_2) + 1 + \hat{z}_3) \\ \dot{\hat{z}}_2 & = & a_2\hat{z}_3 \\ \dot{\hat{z}}_3 & = & -a_3(\hat{z}_1 + \hat{z}_2) - a_4\hat{z}_3 \\ \hat{z}_2(\kappa_i^+) & = & z_2(\kappa_i) \end{cases} \tag{6.10}$$

On définit les erreurs d'observation entre les systèmes (6.5) et (6.10) :

$$e_1 = z_1 - \hat{z}_1, \quad e_2 = z_2 - \hat{z}_2, \quad e_3 = z_3 - \hat{z}_3 \tag{6.11}$$

Les dynamiques des erreurs (6.11) sont :

$$\begin{cases} \dot{e_1} & = & a_1 \exp(-z_2)(\exp(e_2) - 1) + a_1 e_3 \\ \dot{e_2} & = & a_2 e_3 \\ \dot{e_3} & = & -a_3(e_1 + e_2) - a_4 e_3 \\ e_2(\kappa_i) & = & 0 \end{cases} \tag{6.12}$$

Comme la sortie du système est échantillonnée à la période T_2, l'objectif est alors de déterminer la période des impulsions T_2 permettant d'assurer la stabilité asymptotique du système (6.12). Pour ce faire, on va commencer par négliger les termes d'ordre supérieurs dans la série de Taylor de l'expression $\exp(e_2)$, le système (6.12) devient :

$$\begin{cases} \dot{e_1} & = & a_1(\exp(-z_2)e_2 + e_3) \\ \dot{e_2} & = & a_2 e_3 \\ \dot{e_3} & = & -a_3(e_1 + e_2) - a_4 e_3 \\ e_2(\kappa_i) & = & 0 \end{cases} \tag{6.13}$$

qui peut être réécrit sous la forme compacte suivante :

$$\dot{E} = A'(t)E \tag{6.14}$$

où

$$A'(t) = \begin{pmatrix} 0 & a_1 \exp(-z_2(t)) & a_1 \\ 0 & 0 & a_2 \\ -a_3 & -a_3 & -a_4 \end{pmatrix} \tag{6.15}$$

et $E = (e_1 \;\; e_2 \;\; e_3)^T$.

Afin d'avoir une approximation du système en temps discret (6.14) homogène et déterminer la limite de T_2 pour lequel l'observateur est valide, il est nécessaire de considérer l'approximation de $z_2(t)$ donnée par :

$$z_2(t) = z_2(0) + \dot{z}_2(0)t + O(t^2) \tag{6.16}$$

On considère ensuite la série de Taylor du premier ordre de $\exp(-z_2(t))$. Alors l'approximation homogène de $\exp(-z_2(t))$ est donnée par :

$$\exp(-z_2(t)) = \exp(-z_2(0)) - \exp(-z_2(0))\dot{z}_2(t)t + O(t^2) \tag{6.17}$$

Par conséquence, la solution de $\int_0^{T_2} \exp(-z_2(t))dt$ devient :

$$\int_0^{T_2} \exp(-z_2(t))dt = \exp(-z_2(0))T_2 - \dot{z}_2(0)\exp(-z_2(0))\frac{T_2^2}{2} + O(T_2^3) \tag{6.18}$$

Maintenant soit la solution de (6.14) donnée par :

$$E(t) = E(0)\exp(\int_0^{T_2} \exp(A'(t))dt) \tag{6.19}$$

En exploitant les expressions de (6.15), (6.18) et (6.19) on obtient le système d'erreur suivant :

$$E[(k+1)T_2] = \exp(\tilde{A})E(kT_2) \tag{6.20}$$

avec

$$\tilde{A} = \begin{pmatrix} 0 & a_1[\exp(-z_2(0))T_2 - \dot{z}_2(0)\exp(-z_2(0))\frac{T_2^2}{2}] & a_1T_2 \\ 0 & 0 & a_2T_2 \\ -a_3T_2 & -a_3T_2 & -a_4T_2 \end{pmatrix} \tag{6.21}$$

Afin de garantir la convergence du système (6.20), une condition suffisante est établie par le Théorème qui suit :

Théorème 7 *Le système (6.20) est asymptotiquement stable si et seulement si pour toute matrice $Q = Q^T > 0$, il existe une matrice unique $P = P^T > 0$ telle que l'égalité suivante :*

$$M\exp(\tilde{A})M^TPM\exp(\tilde{A})M^T - P = -Q \tag{6.22}$$

est satisfaite.
où P est une matrice de dimension 2×2 et M une matrice de dimension 2×3 égale à :

$$M = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Etant donné que $e_2(k)$ est initialisée à chaque instant $t = \kappa_i$, seule la dynamique des erreurs $e_1(k+1)$ et $e_3(k+1)$ sera étudiée. A cet effet, l'ajout de la matrice M permet de construire $e_1(k+1)$ et $e_3(k+1)$.

Preuve 8 *A l'instant de réinitialisation $t = \kappa_i$, on considère la fonction de Lyapunov candidate en temps discret k :*

$$V(kT_2) = E(kT_2)^T M^T PME(kT_2)$$

$$\Delta V(kT_2) = V[(k+1)T_2] - V(kT_2)$$

Il en résulte

$$\Delta V(kT_2) = E[(k+1)T_2]^T M^T PME[(k+1)T_2] - E(kT_2)^T M^T PME(kT_2)$$

$$\begin{aligned} \Delta V(kT_2) &= E(kT_2)^T M^T [M \exp(\tilde{A}) M^T PM \exp(\tilde{A}) M^T - P] ME(kT_2) \\ &= E(kT_2)^T M^T (-Q) ME(kT_2) \end{aligned}$$

De l'expression (6.22), on peut remarquer que la détermination de l'intervalle T_2 de manière analytique est difficile car il faut résoudre une équation avec deux paramètres inconnus, P et T_2. Afin de surmonter cette difficulté, le calcul est fait numériquement en faisant plusieurs tests. Le premier test consiste à prendre une valeur de T_2 faible de l'ordre $0.001s$, ensuite de faire augmenter cette valeur graduellement jusqu'à la perte de la stabilité asymptotique du système (6.20).

Après quelques tests, on trouve que le système (6.20) est asymptotiquement stable si la condition suivante (6.23) est satisfaite.

$$0 \leq T_2 \leq 0.4s. \tag{6.23}$$

6.3.2.2 Observateur chaotique du système en temps discret

L'observateur en temps discret étape par étape développé dans (Belmouhoub2005) est utilisé pour reconstruire les états ainsi que le message du système en temps discret à retard variable, soit le système (6.9).

Etape 1 : Reconstruction de l'état $\hat{x}_1$

A partir du système (6.9), on a : $\hat{x}_2(k+1) = \hat{x}_1(k)$

En appliquant un retard sur la sortie, on déduit l'état $\hat{x}_1$ comme suit :

$$\hat{x}_1(k-1) = y_2(k) \tag{6.24}$$

Etape 2 : Reconstruction de l'état $\hat{x}_3$

Du système (6.9), on a également :

$$\hat{x}_3(k) = \frac{a - \hat{x}_1(k+1) - \hat{x}_2^2(k)}{b}$$

En appliquant deux retards sur la sortie et en utilisant l'équation (6.24), on obtient l'état $\hat{x}_3$:

$$\hat{x}_3(k-2) = \frac{a - y_2(k) - y_2^2(k-2)}{b} \tag{6.25}$$

Etape 3 : Reconstruction du message $\hat{m}$

Du système (6.9), on peut écrire :

$$\hat{m}(k) = \frac{\hat{x}_3(k+1) - \hat{x}_2(k) - A\hat{z}_1(nT_1 - \tau_1) - B\hat{z}_3(nT_1 - \tau_2)}{c}$$

En appliquant trois retards sur la sortie et en utilisant l'équation (6.25), on aura :

$$\begin{aligned} \hat{m}(k-3) &= \frac{a - y_2(k) - y_2^2(k-2)}{bc} \\ &- \frac{y_2(k-3) + A\hat{z}_1(nT_1 - \tau_1 - 3T_1) + B\hat{z}_3(nT_1 - \tau_2 - 3T_1)}{c}. \end{aligned} \tag{6.26}$$

On obtient ainsi les équations de l'observateur :

$$\begin{cases} \hat{x}_1(k-1) = y_2(k) \\ \hat{x}_3(k-2) = \dfrac{a - y_2(k) - y_2^2(k-2)}{b} \\ \hat{m}(k-3) = \dfrac{a - y_2(k) - y_2^2(k-2)}{bc} \\ \qquad - \dfrac{y_2(k-3) + A\hat{z}_1(nT_1 - \tau_1 - 3T_1) + B\hat{z}_3(nT_1 - \tau_2 - 3T_1)}{c} \end{cases} \tag{6.27}$$

Quand les deux systèmes (6.5) et (6.10) sont synchronisés, l'équation (6.26) permet de reconstruire le message m avec un retard de trois cycles. Il est à noter que les trois équations de (6.27) sont des filtres non récursifs (RIF).

6.3.2.3 Bloc de démultiplexage

Le signal reçu au niveau du récepteur est démultiplexé en deux signaux y_1 et y_2. Le signal y_1 de synchronisation qui n'est accessible que durant la période T_1 est mémorisé sur une période $T_2 = 10T_1$ (voir figure 6.11) et introduit ensuite dans l'observateur en temps continu. Quant au signal y_2 qui contient l'information utile, qui est accessible pendant 9 cycles et change tous les cycles, est introduit dans l'observateur en temps discret à retard variable.

6.3.3 Résultats de simulation : transmission d'un signal

Les résultats de la synchronisation des deux systèmes en temps discret ((6.5) et (6.27)) sont présentés dans ce paragraphe. On considère dans ces simulations que le canal est idéal, sans retard dans la transmission et non bruité.

Les résultats de simulations sont donnés dans les deux cas où la condition (6.23) sur la période de transmission du signal y_2 contenant l'information utile et permettant de garantir la synchronisation des deux systèmes en temps continus ((6.5) et (6.10)), est vérifiée pour $T_2 = 0.4s$ et non vérifiée pour $T_2 = 0.5s$.

6.3.3.1 Cas 1 : $T_2 = 0.4s$

6.3.3.1.1 Résultats sur la synchronisation des deux systèmes en temps continu Les conditions initiales choisies pour l'observateur (6.10) sont : $\hat{z}_1(0) = 1.8$, $\hat{z}_3(0) = 0$ et la condition initiale de $\hat{z}_2(0)$ est donnée par la sortie y_1 du système (6.10). Les conditions initiales du système en temps continu (6.5) sont données lors de sa présentation. Les états des systèmes en temps continu (6.5) et (6.10) sont échantillonnés avec un pas d'échantillonnage $T_1 = 0.04s$. Les éléments passifs du Colpitts sont donnés dans la figure 6.8. Sa fréquence d'oscillation est alors $f_0 = \frac{1}{2\Pi\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_2}{C_1+C_2}}} = 10.38KHz$.

Les figures 6.12, 6.14, 6.16 et 6.13, 6.15, 6.17 montrent respectivement les états et leurs erreurs de synchronisation. De même, que dans le cas sans retard, on constate que les erreurs de synchronisation (e_1, e_2 et e_3) convergent vers zéro à partir de $t = 9s$.

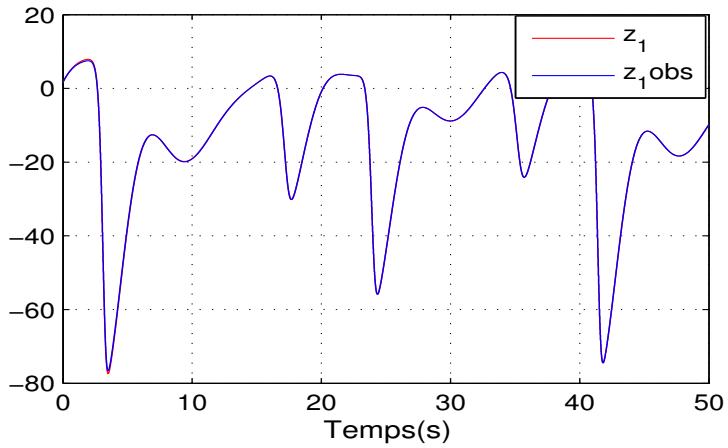


FIGURE 6.12: z_1 et $\hat{z}_1$

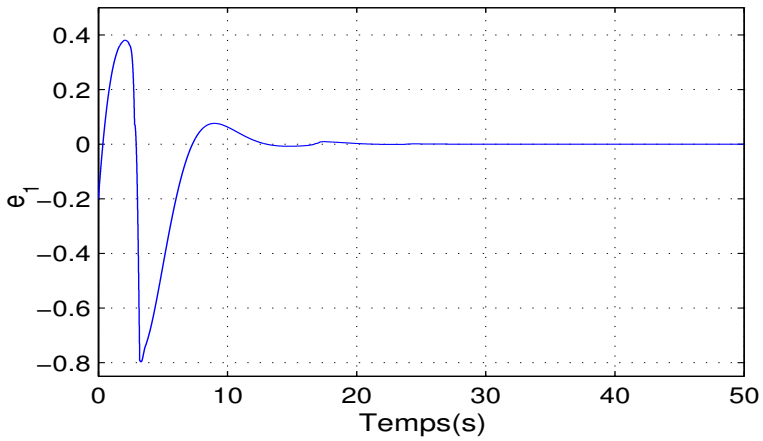


FIGURE 6.13: Erreur de synchronisation e_1

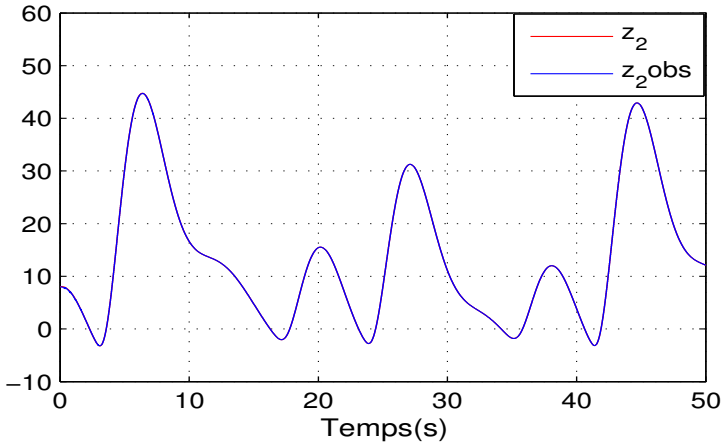


FIGURE 6.14: z_2 et $\hat{z}_2$

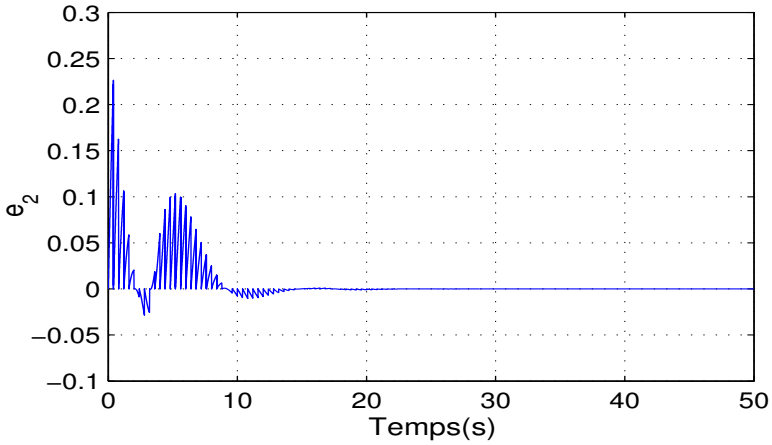


FIGURE 6.15: Erreur de synchronisation e_2

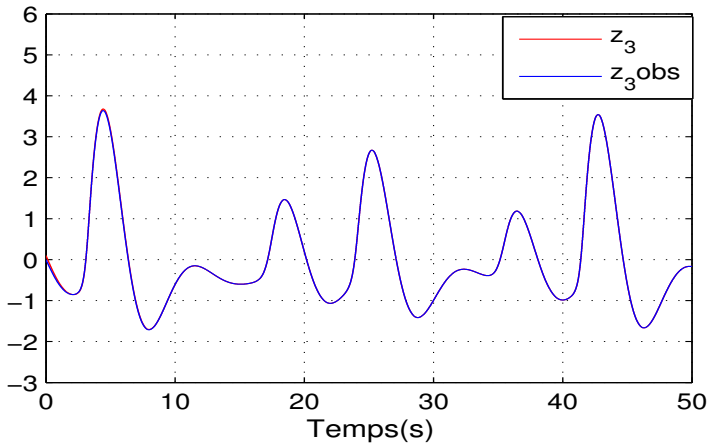


FIGURE 6.16: z_3 et $\hat{z}_3$

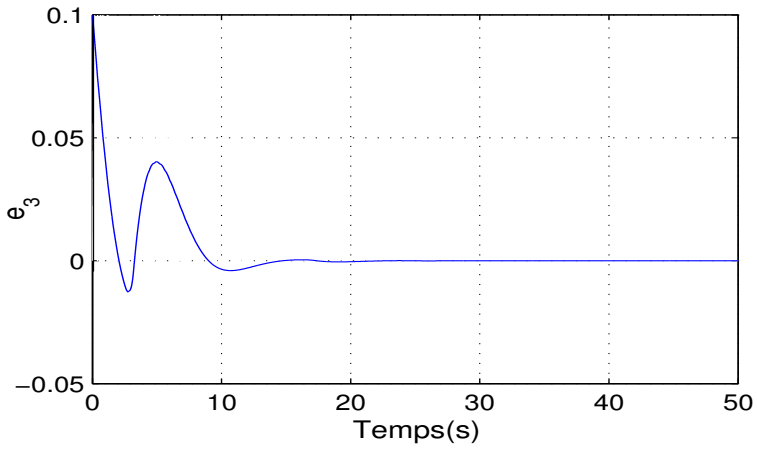
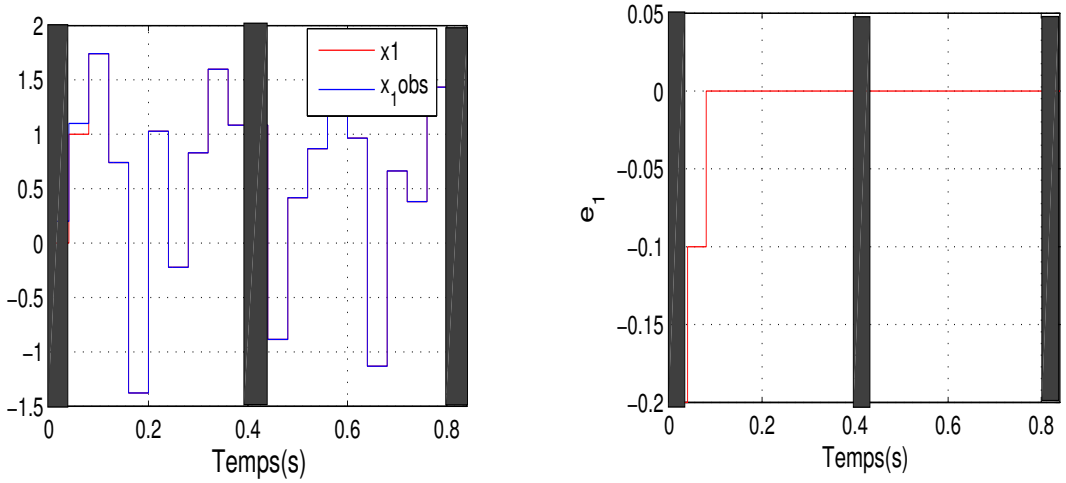


FIGURE 6.17: Erreur de synchronisation e_3

6.3.3.1.2 Résultats sur la synchronisation des deux systèmes en temps discret

Soit τ_{1i} (pour $i = 1, ..., 9$) les retards introduits comme nouveaux paramètres du système (6.9). Pour les simulations, on a choisi les valeurs numériques suivantes : $\tau_{11} = \tau_{12} = \tau_{13} = \tau_{14} = 0.01s$, $\tau_{15} = \tau_{16} = \tau_{17} = \tau_{18} = 0.02s$ et $\tau_{19} = 0.03s$. Il est à noter que ces valeurs peuvent être changées à chaque période T_2. Dans le cas considéré ici, on garde les mêmes valeurs des retards durant tout le temps de la simulation. Les résultats de synchronisation des états ainsi que leurs erreurs de synchronisation sont données respectivement par les figures (6.18a, 6.19a) et (6.18b, 6.19b). Au travers de ces figures, on constate que l'erreur e_1 s'annule après un pas $T_1 = 0.04s$ et l'erreur e_3 s'annule après deux pas $2T_1 = 0.08s$. Cette conclusion sur l'estimation des états x_1 et x_3 permet de valider les équations (6.24) et (6.24) de l'observateur en temps discret 6.3.2.2.

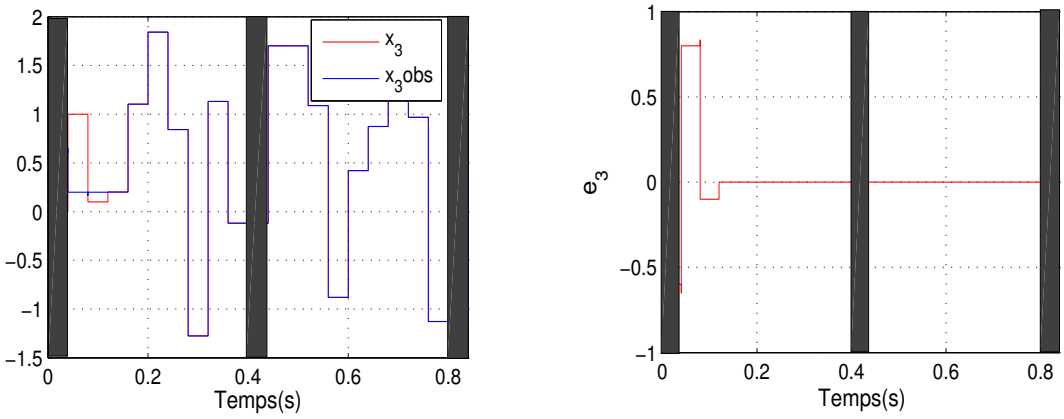
On peut également remarquer que le message m est reconstruit à partir de l'instant $t = 9s$, ce qui correspond au temps de synchronisation des deux systèmes (6.5) et (6.10) et permet donc de valider l'équation (6.26) de l'observateur en temps discret 6.3.2.2.



(a) (x_1 et $\hat{x}_1$)

(b) Erreur de synchronisation de l'état x_1

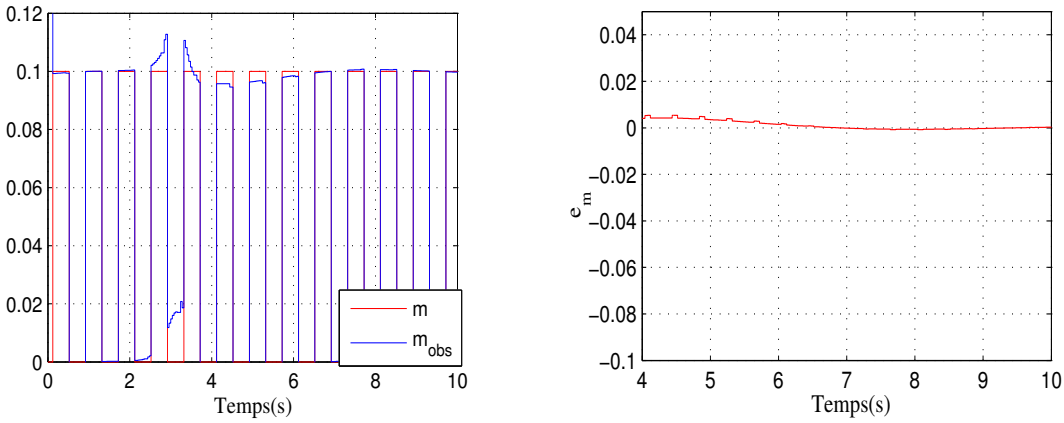
FIGURE 6.18: x_1 et $\hat{x}_1$



(a) (x_3 et $\hat{x}_3$)

(b) Erreur de synchronisation de l'état x_3

FIGURE 6.19: x_3 et $\hat{x}_3$



(a) Messages: m et $\hat{m}$

(b) Zoom sur l'erreur de synchronisation du message m

FIGURE 6.20: m et $\hat{m}$

6.3.3.2 Cas 2 : $T_2 = 0.5s$

6.3.3.2.1 Résultats sur la synchronisation des deux systèmes en temps continu On garde les mêmes paramètres de simulation que ceux donnés dans le cas précédent (6.3.3.1)

Les états et leurs erreurs de synchronisation des deux systèmes continus (6.10) et (6.5) sont représentés respectivement par les figures 6.21, 6.23, 6.25 et 6.22, 6.24, 6.26. D'après ces figures, on remarque que les erreurs e_1, e_2 et e_3 ne convergent pas vers zéro. Autrement dit, les deux systèmes en temps continu restent désynchronisés. Ceci est expliqué par le fait que la valeur de T_2 ne satisfait pas la condition (6.23).

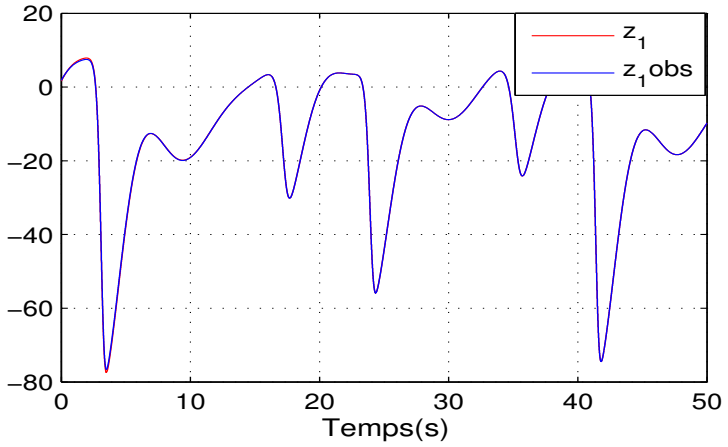


FIGURE 6.21: z_1 et $\hat{z}_1$

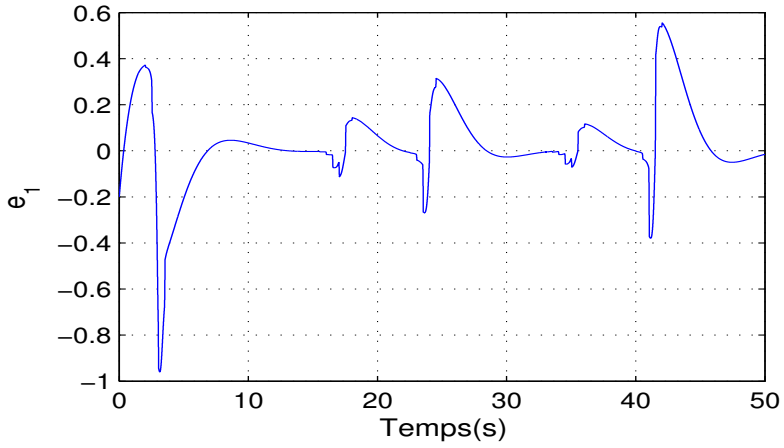


FIGURE 6.22: Erreur de synchronisation e_1

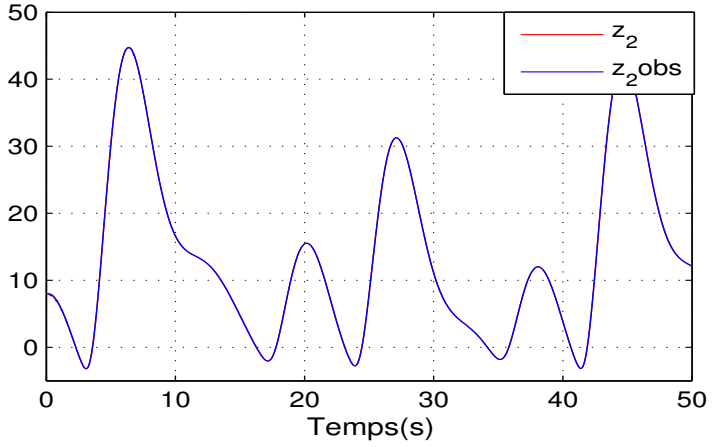


FIGURE 6.23: z_2 et $\hat{z}_2$

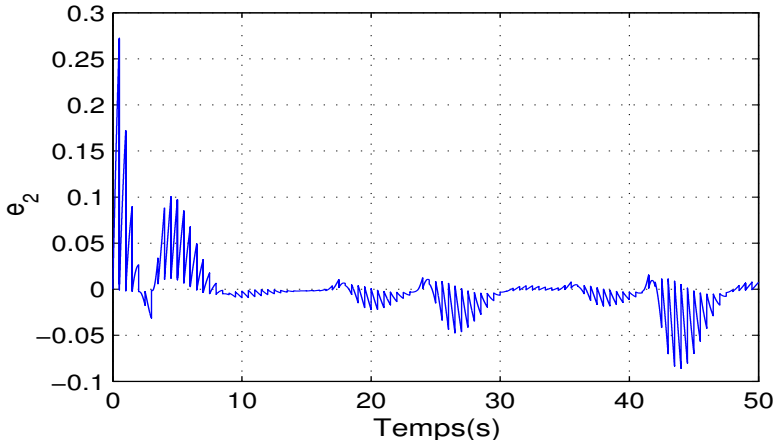


FIGURE 6.24: Erreur de synchronisation e_2

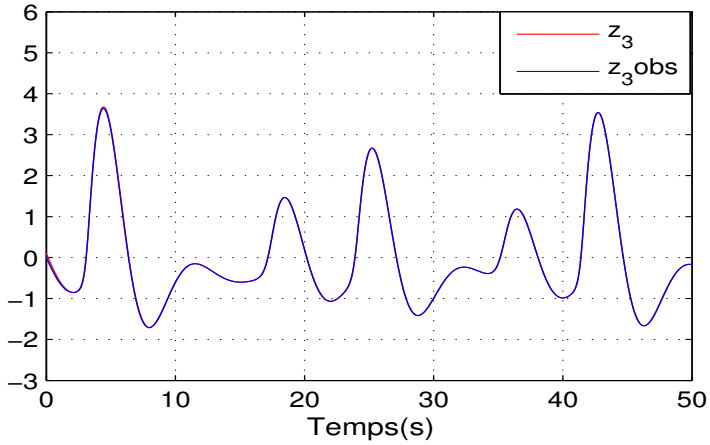


FIGURE 6.25: z_3 et $\hat{z}_3$

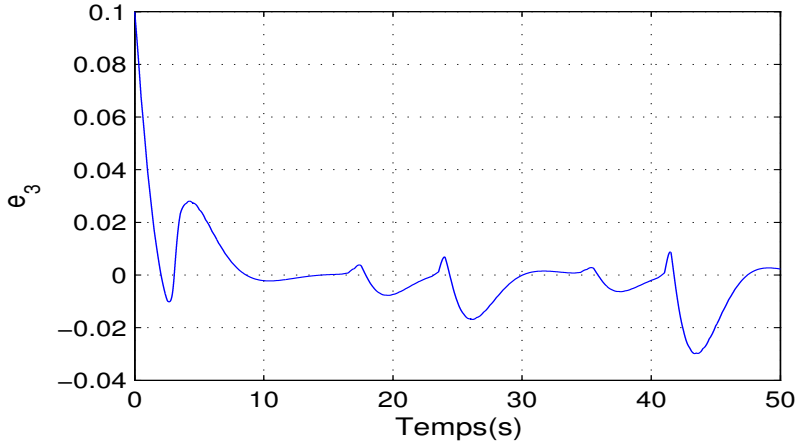
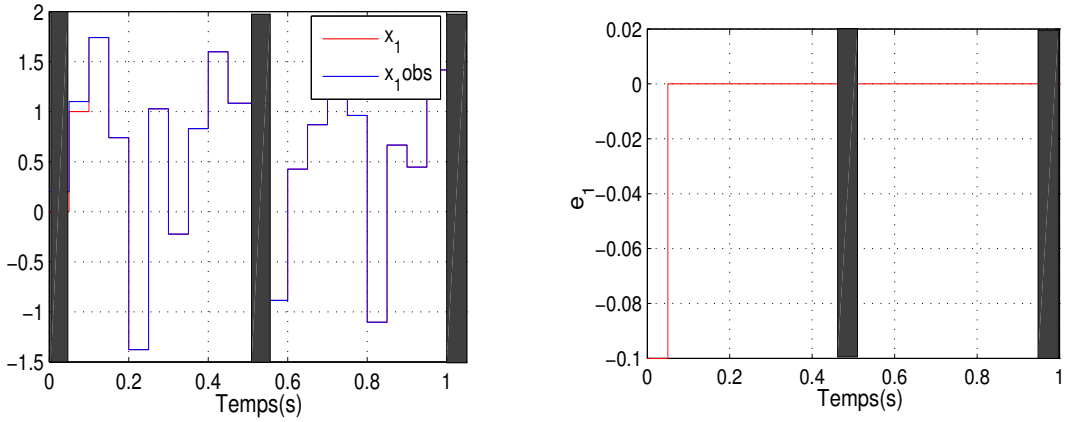


FIGURE 6.26: Erreur de synchronisation e_3

6.3.3.2.2 Résultats sur la synchronisation des deux systèmes en temps discret

Les figures 6.27a et 6.28a montrent les états des deux systèmes en temps discret, tandis que les erreurs de synchronisation sont affichées par les figures 6.27b et 6.28b. On peut

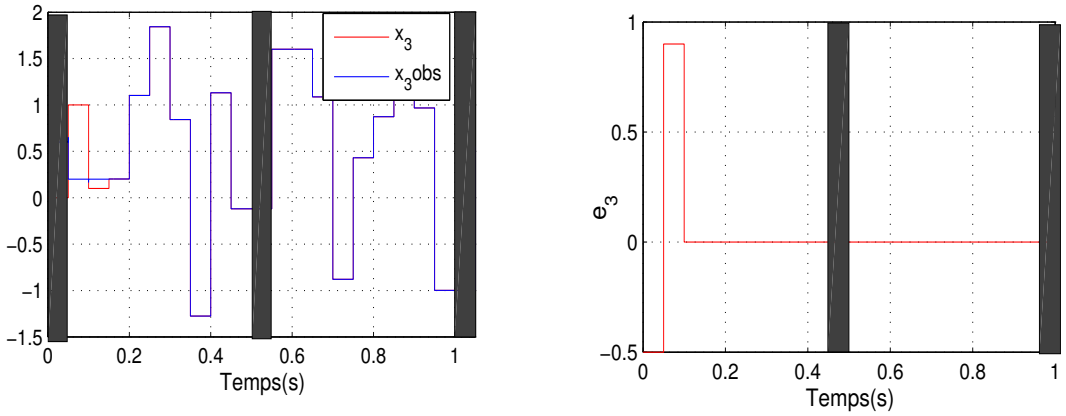
noter que l'erreur e_1 s'annule après un pas $T_1 = 0.05s$ et l'erreur e_3 est nulle après deux pas $2T_1 = 0.1s$. D'après les figures précédentes (figures 6.21, 6.23, 6.25 et 6.22, 6.24, 6.26), les deux systèmes en temps continu (6.5) et (6.10) ne sont pas synchronisés. En conséquence, le message m n'est pas reconstitué comme il est montré par les figures 6.29a et 6.29b.



(a) (x_1 et $\hat{x}_1$)

(b) Erreur de synchronisation de l'état x_1

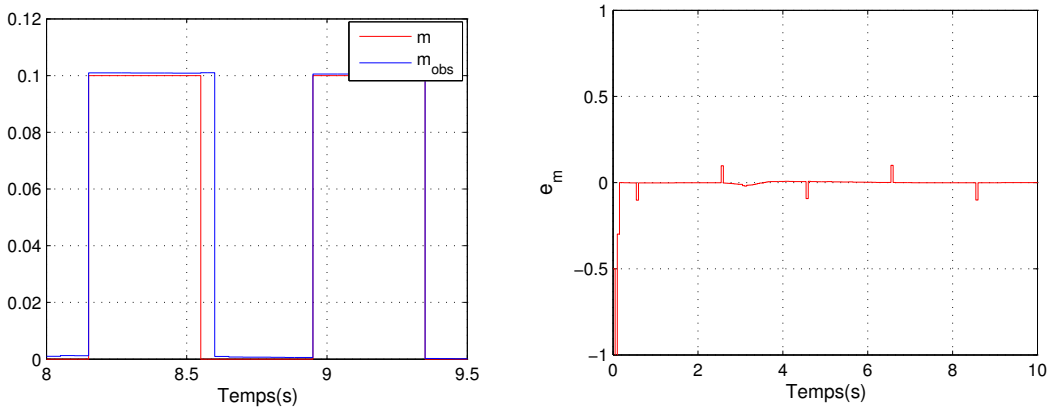
FIGURE 6.27: x_1 et $\hat{x}_1$



(a) (x_3 et $\hat{x}_3$)

(b) Erreur de synchronisation de l'état x_3

FIGURE 6.28: x_3 et $\hat{x}_3$



(a) Messages: m et $\hat{m}$

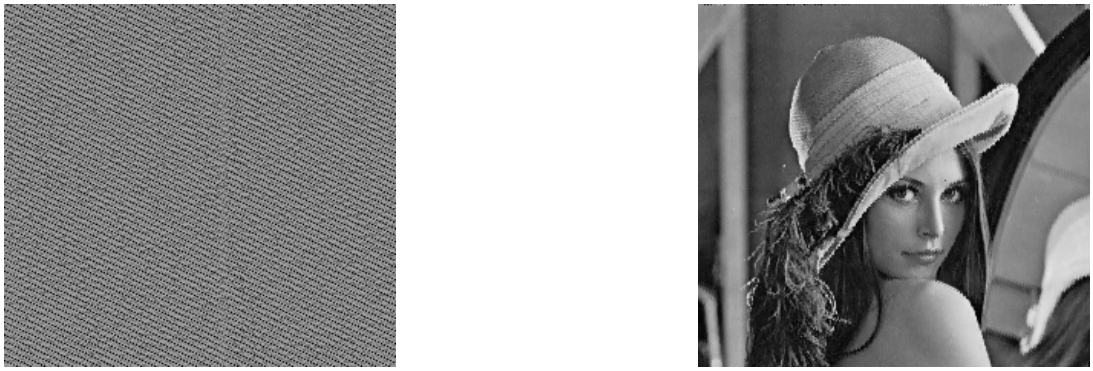
(b) Zoom sur l'erreur de synchronisation du message m

FIGURE 6.29: m et $\hat{m}$

FIGURE 6.30: Image originale

6.3.4 Résultats de simulation : transmission d'une image

On garde les mêmes paramètres de simulation que ceux donnés à la section précédente. On prend comme exemple l'image originale de Lena en noir et blanc donnée par la figure 6.30. Elle est définie comme une matrice de 256 lignes et 256 colonnes, qui sera convertie en un vecteur de 65535 pixels. A partir de cette image, nous générons un signal à une dimension.
On remarque que dans le cas 1 du bon choix de T_2 ($T_2 = 0.4s$), l'image reconstruite (figure 6.31b) (décryptée) au niveau du récepteur est presque identique à celle transmise au niveau de l'émetteur (figure 6.31) cryptée). Elle présente seulement quelques pixels incorrects dans les premiers points (en haut) de l'image.

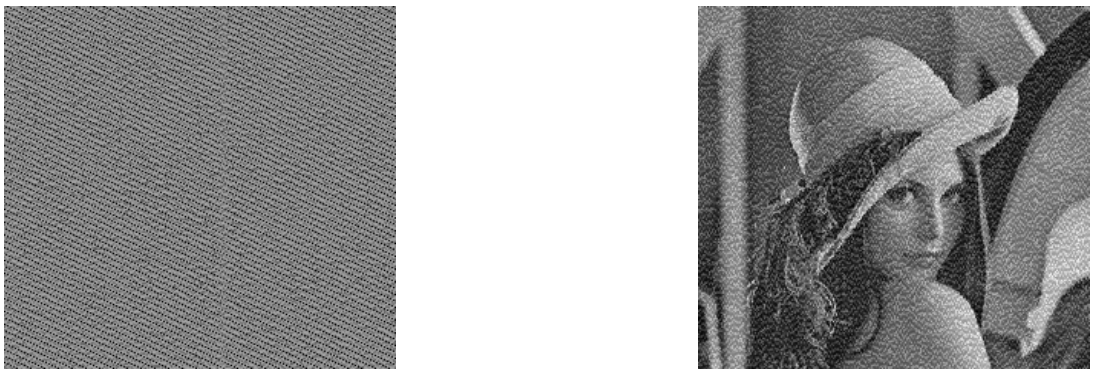


(a) Image cryptée (b) Image décryptée

FIGURE 6.31: Reconstruction de l'image : $T_2 = 0.4s$

Par contre dans le cas 2 où T_2 est mal choisie ($T_2 = 0.5s$), l'image (figure 6.32b) n'est pas totalement reconstruite au niveau du récepteur. Si on augmente d'avantage la valeur de la période T_2, c'est à dire si on s'éloigne plus de la condition (6.23), l'image reconstruite

sera encore plus dégradée.



(a) Image cryptée (b) Image décryptée

FIGURE 6.32: Reconstruction de l'image : $T_2 = 0.5s$

6.4 Conclusion

La première partie de ce chapitre a été dédiée à l'application de l'observateur adaptatif présenté dans la section 3.5 pour les systèmes mis sous forme cascade dans le cadre de la synchronisation du système chaotique de Rössler. L'observateur est utilisé comme récepteur pour reconstruire d'une manière simultanée l'état et les paramètres (clé de cryptage) du système chaotique de Rössler utilisé comme émetteur.
La deuxième partie du chapitre a présenté un système de transmission en temps discret à retard variable pour les communications privées. Ce système est constitué de deux parties, l'émetteur et le récepteur. L'émetteur est composé d'un système chaotique en temps continu (Colpitts) et d'un système chaotique en temps discret (Hénon modifié). Afin de rendre la structure de l'émetteur en temps discret plus complexe, on a introduit après échantillonnage les états du système en temps continu retardés dans les dynamiques du système en temps discret. Ceci permet de rendre le système de transmission robuste contre les attaques à textes clairs connus. Les retards ajoutés sur le système en temps continu constituent des clés supplémentaires qui renforcent la sécurité du système. Quant au récepteur, il est constitué de deux types d'observateurs, le premier est de type impulsif, il permet de récupérer tous les états du système en temps continu. Le deuxième observateur a pour rôle de récupérer tous les états ainsi que le message camouflé dans l'émetteur en temps discret. Les choix de ces deux types d'observateurs ont été justifiés dans ce chapitre.

Le schéma de transmission sécurisé proposé a été testé en simulation par l'envoi des messages confidentiels qui sont dans cette application un signal carré et une image. Les résultats de simulation obtenus montrent que la récupération du message confidentiel passe d'abord par la synchronisation des deux systèmes en temps continu.
De plus la méthode proposée offre la possibilité d'une resynchronisation (les deux systèmes en temps continu peuvent se resynchroniser), en cas de perte de paquets d'informations due à une désynchronisation.
Par ailleurs, l'étude de robustesse de la méthode de transmission proposée, qui n'est pas présentée dans ce chapitre, est menée dans (Hamiche2012ST) contre les attaques

à textes clairs connus. Deux cas sont considérés : cas d'un système de transmission en temps discret sans retard et d'un système de transmission en temps discret à retards variables. On a montré que dans le premier cas, les paramètres de l'émetteur peuvent être facilement identifiés. Par conséquent, le système de transmission n'est pas robuste contre des attaques à textes clairs connus. Par contre dans le second cas, l'ajout des retards permet de rendre le système de transmission robuste, car les paramètres de l'émetteur ne sont pas identifiables avec la méthode de cryptanalyse utilisée. Cependant d'autres méthodes de cryptanalyses doivent être considérées afin de conclure à la robustesse du système de transmission proposé contre des attaques à textes clairs connus.

Chapitre 7

Conclusions et Perspectives

Les travaux présentés dans ce mémoire retracent les activités d'enseignant-chercheur que j'ai exercées depuis ma nomination sur le poste de Maître de Conférences en septembre 2006 à l'ENSEA. Ces activités peuvent se décliner en trois parties : recherche, enseignement et gestion.

D'un point de vue enseignement, mes activités sont fortement centrées sur le génie électrique et l'automatique. Je suis responsable de trois cours en formation initiale de l'ENSEA ; en première année (conversion d'énergie), en deuxième année (option asservissement) et en troisième année en option "Automatique et Electronique Industrielle" (identification et commande avancée). Chaque fois qu'il est possible, le contenu de ces cours est mis à jour en liaision avec mes relations industrielles et mes activités de recherche. J'ai eu l'occasion de m'investir fortement dans la rénovation de plateforme de travaux pratiques de ces cours et j'ai participé à l'évolution du cours d'asservissement de première année de la formation initiale en proposant des nouveaux textes de TD et de TP. Je m'investis souvent dans l'encadrement des stages industriels (PFE, Apprentissage, Internationaux). Ces stages sont d'une importance capitale pour établir par exemple des relations avec les partenaires industriels.

Au niveau de la gestion, la responsabilité du département Automatique de l'ENSEA que j'occupe depuis novembre 2008 est une expérience très enrichissante. J'ai acquis de l'expérience dans la gestion du personnel et des laboratoires. J'organise et je rédige les comptes rendus de réunions du département et je propose et maintient l'évolution des enseignements en automatique et en génie électrique en collaboration avec mes collègues du département. Par ailleurs, je participe aux autres instances de l'ENSEA (comité de direction, conseil d'enseignement, conseil de perfectionnement) et je fais le liens entre le département et le conseil d'enseignement. Par ailleurs, suite à la construction de nouveaux laboratoires d'électrotechniques en 2011, j'ai géré l'acquisition, dans le cadre d'un marché public, de nouveaux transformateurs, de nouvelles machines tournantes, de nouvelles maquettes de redresseurs, du matériel informatique, et du mobilier.

Du point de vue recherche, les travaux menés s'insèrent directement dans ceux développés par le laboratoire ECS-Lab et sont soutenus par les groupes de travail nationaux ; le GT CSE (dont je suis le co-animateur) de l'inter GDR MACS-SEEDS, le GT SDH du GDR MACS et le GT Sync de l'inter GDR MACS-DYCOEC. Elles sont orientées principale-

ment vers l'observation des systèmes dynamiques non linéaires avec des applications dans les domaines du génie électrique et de la synchronisation des systèmes chaotiques. Ma recherche est basée sur une démarche d'analyse et de synthèse qui consiste à se nourrir des applications pour alimenter les aspects théoriques.
A travers ces travaux, j'ai pu collaboré avec de nombreux partenaires académiques et industriels tant au niveau national qu'international. Les partenaires académiques concernés sont principalement : LSS et LGEP (voir paragraphe 2.3.5.1), AMPERE (voir paragraphes 2.1.3.2.1.3 et 2.1.3.2.1.2), IRCCyN (voir paragraphe 2.1.3.2.1.1), Université de Jijel, Algérie (voir paragraphe 2.3.5.2), Université de Tizi-Ouzou, Algérie (voir paragraphes 2.2.2.2 et 2.2.2.3), UANL de Monterrey, Mexique (voir paragraphes 2.3.8 et 2.1.3.1.2), UNAM de Mexico, Mexique (voir paragraphe 2.3.8) et ENIG de Gabès, Tunisie (voir paragraphe 2.2.2.1).
Quand aux partenaires industriels, j'ai collaboré et je collabore principalement avec les entreprises GS Maintenance (voir paragraphe 2.3.5.4) et SDI (voir paragraphe 2.3.5.3). Dans ce cadre, je suis responsable de deux contrats CIFRE avec l'entreprise GS Maintenance et j'ai participé au projet Agrégation avec l'entreprise SDI dans le cadre du FUI.
L'ensemble de ces activités ont donnés lieu, depuis ma nomination, à 1 chapitre de livre, 11 revues internationales et 26 conférences internationales (voir section 2.4 pour plus de détails).

Au regard des activités de recherche effectuées, les suites envisageables à donner à ces travaux s'articulent autour des axes suivants :

Observation et commande des systèmes dynamiques hybrides :
Dans le cadre de l'observation, il s'agit de donner une formulation théorique des observateurs interconnectés présentés dans la section 3.4 pour une classe des systèmes dynamiques hybrides présentant des singularités d'observation. Ce travail de perspective sera inspiré de mes travaux au sein du laboratoire sur le convertisseur multicellulaire (cas particulier d'un système hybride) présentés dans la section 5.4. Dans un premier temps, on fera l'hypothèse que la trajectoire temporelle hybride (une séquence finie ou infinie d'intervalles de temps) est connue, c-à-d en connaissant les instants de commutation et le sous système actif durant l'intervalle de temps entre deux instants de commutation. A plus long terme, on fera l'hypothèse de la non connaissance de cette trajectoire temporelle hybride. A moyen et long termes on envisage d'étendre ce travail à l'estimation simultanée de l'état et des paramètres (estimation en temps réel) du système non linéaire sous une forme affine en l'état et d'entendre ensuite ce résultat au cas des systèmes en cascades présentés dans la section 3.5.
Dans le cadre de la commande, Il s'agit de développer des aspects de commande méthodologiques pour les systèmes dynamiques hybrides en tenant compte de la dynamique continue et de l'événement discret du système.
Pour ce faire on mènera l'étude dans le cadre du convertisseur multicellulaire série. Les commandes que l'on souhaite développer dans l'avenir pour ce type de convertisseur seront celles qui permettront d'améliorer les performances des commandes classiques (de type MLI par exemple). De ce point de vue un premier travail a commencé en avril 2011

dans le cadre de la thèse CIFRE de L. AMET [1]. Une commande directe basée sur un algorithme de priorité est proposée afin de palier aux problèmes de dynamiques lentes (inhérents aux commandes classiques MLI) mais aussi faire en sorte que la commande soit suffisamment persistante et d'avoir un fonctionnement viable dans le cas de la perte d'une ou plusieurs cellules. De plus d'un point de vue industriel c'est une stratégie qui n'est pas très couteuse en termes de temps de calculs. Des perspectives envisagées à ce travail est l'extension au cas du convertisseur DC-AC.
D'autre part, une modélisation de type événementielle des lois de commandes pour ce type de convertisseur est souhaitable. Afin de tenir compte des deux dynamiques, continue et événementielle du convertisseur, un premier travail est en cours dans le cadre de la thèse de F. Salinas [2]. Ce travail est basé sur la modélisation de la commande rapprochée par réseaux de Petri (David1992), (Cassandras2007) qui est parmi les solutions les plus adaptées à ce type de système dynamique hybride. Des discussions avec les collègues de l'université du Nuevo Leon (Monterrey, Mexique) sont en cours afin de définir un sujet de thèse dans le cadre des programmes de financement du CONACYT. Des comparaisons avec les commandes existantes seront menées afin de comparer les avantages et inconvénients de ce type de commande. A court/moyen terme on associera cette modélisation par réseaux de Petri de la commande rapprochée aux techniques d'observation déjà développées au sein du laboratoire afin de traiter le problème de la commande basée sur l'observateur.

Observation et commande des systèmes à retard :
Dans le chapitre 4, une méthode d'observation de type grand gain est proposée pour une classe de systèmes non linéaires à retard. Dans cette méthode des retards inconnus variables mais identiques sur l'état et l'entrée ont été considérés. Une extension sera ensuite menée pour les systèmes avec des retards sur la sortie. Des retards différents sur l'état, l'entrée et la sortie seront considérés. Un premier travail dans cette direction est en cours en collaboration avec l'université du Nuevo Leon de Monterrey. Ces méthodes d'observation seront étendues à d'autres classes de systèmes non linéaires telles que les systèmes interconnectés et en cascade présentés dans les sections 3.4 et 3.5 sans et avec les singularités d'observation. A court/moyen terme, on traitera le problème de la commande des systèmes non linéaires à retard basée sur les observateurs développés.

Observation et commande de l'actionneur synchrone :
Dans le cadre de la thèse en cotutelle de D. Zaltni (voir paragraphe 2.2.2.1 et section 5.3), on a présenté des conditions suffisantes et nécessaires d'observabilité des moteurs synchrone à pôles lisses et enterrés. Il a été montré que dans le cas où le moteur à pôles lisses fonctionne à très basse vitesse (zéro vitesse) la position du moteur n'est pas observable à partir des mesures des courants statoriques et de leur dérivées d'ordre supérieur. Une structure d'observation est alors proposée afin d'estimer les états du moteur à pôles lisses (vitesse, position) sur toute la plage de vitesse (y compris le zéro vitesse). Cette structure est testée expérimentalement sur le banc de machines électriques à l'IRCCyN en boucle ouverte. A court terme, on envisage de tester cette structure d'observation en boucle fermée avec des commandes robustes (de types modes glissants, backstpepping, etc...). Une

1. Voir paragraphe 2.2.1.2
2. Voir paragraphe 2.5.3.4

comparaison avec d'autres méthodes d'observation de cette machine seront menées. On envisage par exemple de comparer notre méthode avec celle proposée dans (Zgorski2012) qui est basée sur un Filtre de Kalman Étendu associé à une technique d'injection de signal haute fréquence.
Ce sujet est encore très ouvert comme le témoigne la réunion du 14 juin 2012 du groupe de travail CSE, que je co-anime (voir paragraphe 2.3.3). Suite à l'intervention du représentant de Leroy Somer, le groupe de travail envisage de travailler sur les moteurs synchrones à réluctance magnétique (aimants montés à l'intérieur du rotor). Il s'agit de s'intéresser aux problèmes de commande et d'observation des machines synchrones à réluctance magnétique pour palier au problème du prix élevé des aimants permanents. La problématique est plus importante car les effets de saillance seront plus importants, ce qui rend le modèle de cette machine fortement non linéaire, et compliquerai par conséquence la conception des lois de commande et les méthodes d'observation. Le représentant de Leroy Somer a proposé au groupe de mettre à disposition les paramètres de cette machine et éventuellement de permettre aux personnes qui travailleront sur cette activité de valider leurs algorithmes de commande et d'observation au sein de son entreprise. Dans ce cadre j'envisage de proposer un sujet de thèse dans cette direction qui porterait principalement sur les aspects de commande dans un premier temps. Des contacts avancés sont en cours pour définir un sujet de thèse dans le cadre d'une cotutelle entre l'université de Cergy-Pontoise et l'Ecole Supérieure des Sciences et Techniques de Tunis.
Par ailleurs à court/moyen terme, dans la continuité de mes collaborations industrielles avec l'entreprise GS Maintenance, on envisage de travailler dans le cadre de contrats CIFRE sur les machines synchrones double étoiles pour répondre aux besoins de l'entreprise pour des applications de fortes puissance.

Observation et commande de l'actionneur asynchrone :
Dans le cadre de la machine asynchrone, les perspectives consistent à donner une suite au travail de thèse de S. Solvar (voir paragraphes 2.2.1.1 et 5.2.4) en collaboration avec l'entreprise GS Maintenance. On a montré dans le cadre de cette thèse que les résultats de l'observateur proposé restent acceptables sur une plage de fonctionnement statique allant de 20% à 100% de la vitesse nominale quelque soit le sens de rotation. A court/moyen terme, on envisage de proposer un sujet de thèse CIFRE qui sera dédié à la réalisation d'un variateur de vitesse permettant de couvrir toutes les plages de fonctionnement y compris la plage allant de 0% à 20%.

Gestion d'énérgie à base de piles à combustible :
Dans la section 5.5, on a présenté une commande aux perturbations singulières pour la gestion de l'énergie du système PàC/SCs avec des résultats expérimentaux sur banc expérimental académique, développés au sein du laboratoire LGEP. Ce travail est inscrit dans le cadre du projet PEPS GESE [3]. D'autres types de commandes ont été également développées dans le cadre de ce PEPS comme la commande passive et la commande échantillonnée (Hilairet2012) (Tefense2012). Des travaux sur l'observation des pertes des convertisseurs associés à la PàC et aux SCs sont en cours. Un travail préliminaire fournissant des résultats encourageant a été présenté dans la section 5.5, on souhaite le poursuivre vers une estimation en ligne des pertes afin de rendre la solution plus

3. voir paragraphe 2.3.5.1

robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques et ainsi permettre aux commandes développées de les prendre en charge en vue de l'obtention d'une meilleure régulation du bus continu de la charge.
Dans ces travaux seuls les modèles statiques de la PàC ont été considérés. A court terme les perspectives envisagées pour cette activité sont la discrétisation des lois de commande développées avec l'estimation des pertes convertisseurs en vue de leur implémentation en temps réel.
A court/moyen terme, ce travail sera mené en prenant en compte les modèles dynamiques de la pile à combustible et on envisage de déposer un projet collaboratif afin de donner suite au projet du PEPS (voir 2.3.5.1).

Observation et commande des systèmes chaotiques :
Au travers des travaux présentés dans le chapitre 6, on envisage à court terme de procéder à l'expérimentation en temps réel des systèmes de transmission chaotiques proposés. Dans le cas du système de transmission en temps discret à retard variable, comme le circuit de Colpitts (système continu) est réalisé en analogique, il faudrait construire les autres blocs en utilisant des microcontrôleurs. Comme pour tout système physique, on peut supposer que les valeurs des paramètres des différents composants électroniques possèdent une marge d'incertitude. Cela ouvre la voie à une réflexion sur la synchronisation des systèmes chaotiques incertains.

On souhaite également, à moyenne échéance, proposer un oscillateur de Colpitts qui travaille à une fréquence supérieure à $10Khz$. Il sera très intéressant de monter en fréquence afin d'élargir le spectre de fréquence de l'oscillateur. Les compétences en chaos et en électronique hyperfréquences disponibles au sein du groupe Electronique ultra-rapide du laboratoire ECS-Lab, permettront de poursuivre ces activités et tendre vers l'étude de faisabilité de systèmes hyper-chaotiques en hyperfréquences. Les objectifs visés sont, d'une part, de développer des applications permettant d'accroître conjointement la sécurisation des données transmises et les vitesses de transmission actuelles, et, d'autre part, d'étudier les problèmes de compatibilité, dans le domaine des hyperfréquences, entre les systèmes électroniques et l'utilisation de signaux hyperchaotiques de forte puissance.

Les deux voies de recherche évoquées ci-dessus sont en cours d'études dans le cadre du projet PNR (voir paragraphe 2.3.5.2).

Par ailleurs, à court/moyen terme, on souhaite s'intéresser aux récents développements de la théorie du contrôle du chaos pour stabiliser les convertisseurs statiques ou les machines tournantes en zones chaotiques. De ce point de vue, une thèse de doctorat consacrée à la stabilisation des convertisseurs statiques, de type multicellulaires, en région chaotiques est en cours de mise en place (début de la thèse prévue pour le mois d'octobre 2012).

Activités multi technologies :
Depuis 2007 le laboratoire ECS-Lab n'a pas cessé d'avoir une activité avec de nombreux partenaires industriels et universitaires. Dans les années à venir, on va s'orienter fortement vers les aspects commande multi technologies (exemple : pneumatique et électrique) et les aspects de prise en compte du contrôle et de l'estimation lors de la conception des systèmes.
L'un de nos objectifs à moyenne échéance est notamment de comparer en termes de performance, de fiabilité, de compatibilité et de commande des vérins électriques et pneu-

matiques dans un système mécanique. Dans ce cadre on envisage de déposer des projets collaboratifs avec les collègues de l'IRCCyN et d'AMPERE. Ces projets permettraient de donner une suite au projet Agrégation (accepté dans le cadre du FUI) mené dans cette direction (voir paragraphe 2.3.5.3).
A plus longue échéance, on envisage de faire une étude similaire entre des vérins hydrauliques et électriques.

Bibliographie

[Amghar2011] B. Amghar, M. Darcherif, and J-P. Barbot. Observability analysis for parallel muticell chopper. *Proceedings of IEEE SSD'11*, 2011.

[Anguelova2008] M. Anguelova and B. Wennberga. State elimination and identiability of the delay parameter for nonlinear time delay systems. *Automatica*, 44(5) :1373–1378, 2008.

[Anthonis2007] J. Anthonis, A. Seuret, J-P. Richard, and H. Ramon. Design of a pressure control system with band time delay. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2007.

[Attia2005] S. Attia. *Sur la commande des systèmes non linéaires à dynamique hybride.* Thèse de doctorat soutenue à L'INPG, 2005.

[Aurora2009] C. Aurora and A. Ferrara. A sliding mode observer for sensorless induction motor speed regulation. *International Journal of Systems Science*, 38 :913–929, 2009.

[Azib2009] B. Davat, S. Astier, T. Azib, and O. Bethoux. Fuel cell-based hybrid systems. *International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives*, 2009.

[Azib2010] T. Azib, O. Bethoux, G. Remy, and C. Marchand. An innovative control strategy of a single converter for hybrid fuel cell/supercapacitor power source. *IEEE TIE*, 57(12) :4024 – 4031, 2010.

[Azib2011] T. Azib, G. Remy, O. Bethoux, and C. Marchand. Saturation management of a controlled fuel cell/ultracapacitors hybrid vehicule. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60(9) :4127–4138, 2009.

[Babaali2005] Babaali M and Pappas G.J. *Observability of switched linear systems in continuous time*, volume 3414. Hybrid Systems. Computation and Control. Lecture Notes in Computer Science. Springer Berlin/Heidelberg, 2005.

[Balluchi2003] O. Balluchi, M.D. Di Benedetto, L. Benvenuti, and A.L. Sangiovanni-Vincentelli. Observability for hybrid systems. *IEEE Conference on Decision and Control, Maui, Hawaii*, 2003.

[Barbot2009] J-P. Barbot, D. Boutat, and T. Floquet. An observation algorithm for nonlinear systems with unknown inputs. *Automatica*, 45(8) :1970–1974, 2009.

[Becherif2006] M. Becherif. Passivity-based control of hybrid sources : fuel cell and battery. *IFAC Symposium on Control in Transportation Systems*, 2006.

[Belkoura2009] L. Belkoura, J-P. Richard, and M. Fliess. Parameters estimation of systems with delayed and structured entries. *Automatica*, 45(5) :1117–1125, 2009.

[Belmouhoub2005] I. Belmouhoub, M. Djemai, and J.P. Barbot. Observability quadtatic normal form for discrete-time systems. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 50(7) :1031–1038, 2005.

[Benjak2010a] O. Benjak and D. Gerling. Review of position estimation methods for ipmsm drives without a position sensor part i : nonadaptive methods. *International Conference on Electrical Machines - ICEM*, 2010.

[Benjak2010b] O. Benjak and D. Gerling. Review of position estimation methods for ipmsm drives without a position sensor part ii : adaptive methods. *International Conference on Electrical Machines - ICEM*, 2010.

[Benmansour2009] K. Benmansour. *Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série : approche hybride.* Thèse de doctorat soutenue à l'Université de Cergy-Pontoise, 2009.

[Bensaid2001] R. Bensaid and M. Fadel. Sliding modes observer for multicell choppers. *IFAC NOLCOS*, 2001.

[Besancon1999] G. Besançon. *A Viewpoint on Observability and Observer Design for Nonlinear Systems.* in New Directions in Nonlinear Observer Design, H. Nijmeijer and T. Fossen Eds, Springer Verlag, 1999.

[Bethoux2008] O. Bethoux, JP. Barbot, and M. Hilairet. Multicell actuator based on a sliding mode control. *Eur. Phys. J. Appl. Phys*, 43(2) :217–223, 2008.

[Bethoux2010] M. Hilairet, O. Bethoux, T. Azib, and R. Talj. Interconnection and damping assignment passivity-based control of a fuel cell system. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010.

[Bethoux2011] T. Azib, M. Hilairet, O. Bethoux, and R. Talj. Experimental validation of a passivity-based controller for coordination of converters in a fuel cell system. *Fundamentals and Developments of Fuel Cells*, 2011.

[Bhat1976] K. Bhat and H. Koivo. An observer theory for time delay systems. *IEEE TAC*, 1976.

[Bolognani2001] S. Bolognani, M. Zigliotto, and M. Zordan. Extended-range pmsm sensorless speed drive based on stochastic filtering. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 16 :110–117, 2001.

[Bornard1993] G. Bornard, F. Celle-Couenne, and G. Gilles. Observabilité et observateurs. *Systèmes non linéaires, Proc. of the Colloque International en Automatique Non Linéaire*, pages 177–221, 1993.

[Boutayeb2001] M. Boutayeb. Observers design for linear time-delay systems. *Systems & Control Letters*, 44(2) :103–109, 2001.

[Brahma2000] A. Brahma, Y. Guezennec, and G. Rizzoni. Optimal energy management in series hybrid electric vehicles. *American Control Conference*, 2010.

[Burke2007] B. Burke. Batteries and ultracapacitors for electric, hybrid, and fuel cell vehicules. *Proceedings of the IEEE*, 95(4) :806–820, 2007.

[Busawon2003] K. Busawon, R. W. Jones, and Ming T. Tham. An observer for linear time-delay systems. In *Modelling, Identification and Control*, pages 34–39, 2003.

[Cacciato2004] M. Cacciato, F. Caricchi, and E. Santini. A critical evaluation and design of bi-directional dc/dc converters for supercapacitors interfacing in fuel cell applications. *IEEE Industry Applications Conference*, 2004.

[Campbell2007] M.L. Campbell, J. Chiasson, M. Bodson, and L.M. Tolbert. Speed sensorless identification of the rotor time constant in induction machines. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 52(4) :758–763, 2007.

[Cassandras2007] C.G. Cassandras and S. Lafortune. *Introduction to Discrete Event Systems*. Springer, 2007.

[Chen2003] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma. An extended electromotive force model for sensor-less control of interior permanent-magnet synchronous motors. *IEEE trans. Ind. Elect.*, 50(2) :288–295, 2003.

[Chi2009] S. Chi, Z. Zheng, and L. Xu. Sliding-mode sensorless control of direct-drive pm synchronous motors for washing machine applications. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 45 :582–590, 2009.

[Chiasson2005] J. Chiasson. *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*. IEEE Series on Power Engineering, Wiley-Interscience, 2005.

[Cho2005] H. Ch. Cho and J. H. Park. Stable bilateral teleoperation under a time delay using a robust impedance control. *Mechatronics*, 15(5) :611–625, 2005.

[Choi1996] H. H. Choi and M. J. Chung. Observer-based h∞ controller design for state delayed linear systems. *Automatica*, 32(7) :1073–1075, 1996.

[Cocquempot2003] V. Cocquempot, M. Staroswiecki, and T. El Mezyani. Switching time estimation and fault detection for hybrid systems using structured parity residuals. *Proceedings of IFAC Symposium Safeprocess*, 2003.

[Conte1999] G. Conte, C.H. Moog, and A.M. Perdon. *Nonlinear Control Systems - An Algebraic Setting*. Springer-Verlag, London, 1999.

[Corbo2009] P. Corbo, F. Migliardinia, and O. Veneri. Pefc stacks as power sources for hybrid propulsion systems. *International Journal of Hydrogen Energy*, 34(10) :4635–4644, 2009.

[Darouach2001] D. Darouach. Linear functional observers for systems with delays in the state variables. *IEEE TAC*, 46(3) :491–497, 2001.

[David1992] R. David and H. Alla. *Du Grafcet aux Réseaux de Petri, Deuxième édition revue et augmentée, Traité des nouvelles technologies.* Série Automatique, Editions Hermès, 1992.

[DeSantis2003] E. DeSantis, M. Di Benedetto, and G. Pola. On observability and detectability of continuous-time linear switching systems. *IEEE Conference on Decision and Control, Maui, Hawaii*, pages 5777–5782, 2003.

[Defay2008] F. Defay, A.M. Llor, and M. Fadel. A predictive control with flying capacitor balancing of a multicell active power filter. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 55(9) :3212–3220, 2008.

[Defoort2011] M. Defoort, M. Djemai, T. Floquet, and W. Perruquetti.

[Dib2011] A. Dib, M. farza, M. M'Saad, Ph. Dorleans, and J. F. Massieu. High gain observer for sensorless induction motor. *IFAC World Congress*, 2011.

[Djemai2005] M. Djemai, J-P. Barbot, and D. Boutat. New type of data transmission using a synchronization of chaotics systems. *New type of data transmission using a synchronization of chaotics systems*, pages 11–15, 2005.

[Dmitriev2002] A.S Dmitriev, G.A Kassian, and A.D Khilinsky. Chaotic synchronization of henon mappings : The information approach. *Technical Physics Letters*, 28(5) :371–373, 2002.

[Ezzat2010] M. Ezzat, F. Plestan, and A. Glumineau. *International Workshop on Variable Structure Systems.*

[Fadel1996] M. Fadel and T.A. Meynard. Equilibrage des tensions dans les convertisseurs statiques multicellulaires série : Modélisation. *EPF Grenoble*, pages 115–120, 1996.

[Farza2010] M. Farza, A. Sboui, E. Cherrier, and M. M'Saad. High-gain observer for a class of time-delay nonlinear systems. *Int. J. Control*, 83(2) :273–280, 2001.

[Fliess1998] M. Fliess and H. Mounier. Controllability and observability of linear delay systems : an algebraic approach. *ESAIM Control Optim. Calc. Var.*, 3 :301–314, 1998.

[Fliess2010] M. Fliess, C. Join, and M. Mboup. Algebraic change-point detection. *Applicable Algebra in Engineering, Communication, and Computing*, 21(2) :131–143, 2010.

[Floquet2007] T. Floquet and J.P Barbot. Super twisting algorithm based step-by-step sliding mode observers for nonlinear systems with unknown inputs. *International Journal of Systems Science*, Vol.38, 2007.

[Fonde2006] J-E. Fonde. *Delay differential equation models in mathematical biology.* PHD, University of Michigan, 2005.

[Fridman2003] E. Fridman, F. Gouaisbaut, M. Dambrine, and J-P. Richard. A descriptor approach to sliding mode control of systems with time-varying delays. *International Journal of Systems Science*, 34(8-9) :553–559, 2003.

[Fridman2006] E. Fridman. Stability of systems with uncertain delays : a new 'complete' lyapunov-krasovskii functional. *IEEE TAC*, 51(5) :885–890, 2006.

[Gateau2002] G. Gateau, M. Fadel, P. Maussion, R. Bensaid, and T. Meynard. Multicell choppers : active control and observation of flying-capacitor voltages. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 49(5) :998–1008, 2002.

[Gauthier1981] J-P. Gauthier and G. Bornard. Observability for any u(t) of a class of nonlinear systems. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 26(4) :922–926, 1981.

[Gauthier1992] J.P. Gauthier, H. Hammouri, and S. Othman. A simple observer for nonlinear systems. applications to bioreactors. *IEEE TAC*, 37(6) :875–880, 1992.

[Germani2001] A. Germani, C. Manes, and P. Pepe. An asymptotic state observer for a class of nonlinear delay systems. *Kybernetika*, 37(4) :459–478, 2001.

[Ghanes2011] M. Ghanes, M. Hilairet, J.P. Barbot, and O. Bethoux. Singular perturbation control for coordination of converters in a fuel cell system. *Electrimacs*, 2011.

[Goebel2009] R. Goebel, R. Sanfelice, and AR. Teel. Hybrid dynamical systems. *IEEE Control Systems*, 2009.

[Gumus2007] B. Gumus, M.S. Ozerdem, and M. Ozdemir. permanent magnet synchronous motor's sensorless vector control with artificial neural network observer. *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, 2007.

[Halder2010] K.K. Halder, N.K. Roy, and B.C. Ghosh. A high performance position sensorless surface permanent magnet synchronous motor drive based on flux angle. *IEEE-ICECE*, pages 78–81, 2010.

[Hammouri1990] H. Hammouri and J. DeLeon. Observer synthesis for state-affine systems. *IEEE Conference on Decision and Control*, pages 784–785, 1990.

[Hammouri2002] H. Hammouri, B. Targui, and F. Armanet. High gain observer based on a triangular structure. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 12(6) :497–518, 2002.

[Hermann1977] R. Hermann and A.J. Krener. Nonlinear controllability and observability. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 22(5) :728–740, 1977.

[Hernault2007] M. L'Hernault. *Faisabilité d'un Système d'Emission-Réception Analogique pour les Communications Sécurisées par le Chaos*. Thèse de doctorat soutenue à l'Université de Pierre et Marie Curie, 2007.

[Hilairet2009] M. Hilairet, F. Auger, and E. Berthelot. Speed and rotor flux estimation of induction machine using a two-stage extended kalman filter. *Automatica*, 45(8) :1819–1827, 2009.

[Hilairet2010] M. Hilairet, O. Bethoux, T. Azib, and R. Talj. Commande non-linéaire d'un système pile à combustible/supercondensateur. *CIFA*, 2010.

[Hilairet2011] M. Hilairet and O. Bethoux. A passive controller-observer for coordination of converters in a fuel cell system. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2011.

[Hissel2008] D. Hissel, C. Turpin, S. Astier, and L. Boulon. A review on existing modeling methodologies for pem fuel cell systems. *Fundamentals and developments of fuel cells cenference*, 2008.

[Holtz2006] J. Holtz. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, (2).

[Hou2002] M. Hou and R. T. Patton. An observer design for linear time-delay systems. *IEEE TAC*, 47(1) :121–125, 2002.

[Ibrir2009] S. Ibrir. Adaptive observers for time delay nonlinear systems in triangular form. *Automatica*, 45(10) :2392–2399, 2009.

[Isidori1995] A. Isidori. *Nonlinear control systems.* 3rd edition, Springer, Berlin, 1995.

[Jiang2006] J. Jiang and R.A. Dougal. A compact digitally controlled fuel cell/battery hybrid power source. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(4), 2006.

[Junfeng2004] X. Junfeng, W. Fengyan, X. Shaofeng, X. Jianping, and F. Jianghua. A new control method for permanent magnet synchronous machines with observer. *IEEE Pow. Elect. Specialists Conf*, pages 1004–1408, 2004.

[Kailath1980] T. Kailath. *Linear Systems.* Prentice-Hall, Englewood, New Jersey, 1980.

[Kang2009] W. Kang, JP. Barbot, and L. Xu. *On the Observability of Nonlinear and Switched Systems.* Springer issue on 'Emergent Problems in Nonlinear Systems and Control', 2009.

[Khaled2012] Y. Khaled, J-P. Barbot, D. Benmerzouk, and K. Busawon. A new type of impulsive observer for hyperchaotic system analysis and control of chaotic systems. In *IFAC Conference on Analysis and Control of Chaotic Systems*, pages 212–216, 2012.

[Khalil2009] H.K. Khalil, E.G. Strangas, and S. Jurkovic. Speed observer and reduced nonlinear model for sensorless control of induction motors. *IEEE Trans. Contr. Sys.Tech.*, 17(2) :327–339, 2009.

[Khalil96] H.K. Khalil. *Nonlinear systems, 2nd edition.* Printice-Hall, 1996.

[Kisacikoglu2009] M.C. Kisacikoglu, M. Uzunoglu, and M.S. Alam. Load sharing using fuzzy logic control in a fuel cell/ultracapacitor hybrid vehicule. *International Journal of Hydrogen Energy*, 34 :1497–1507, 2009.

[Kokotovic1986] P. V. Kokotovic, H.K. Khalil, and J. O'Reilly. *Singular Perturbation Methods in control : Analysis and design.* Academic Press, New York, 1986.

[Krasovskii2004] N.N. Krasovskii. On the analytical construction of an optimal control in a system with time lags. *J. Appl. Math. Mech.*, 26(1) :50–67, 1962.

[Lachaize2005] S. Caux, J. Lachaize, M. Fadel, P. Shott, and L. Nicod. Modelling and control of a fuel cell system and storage elements in transport applications. *Journal of Process Control*, 15 :481–491, 2005.

[Laskhmikanthan1990] V. Laskhmikanthan, S. Leila, and A.A. Martynyuk. *Practical stability of nonlinear systems.* Word Scientific. ISBN 978-9810203566, 1990.

[Laval2008] L. Laval. Authentication process based on the synchronization of chaotic oscillator networks. *International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing*, pages 11–15, 2008.

[Lee2012] H. Lee and J. Lee. Design of an iterative sliding mode observer for sensorless pmsm control. *To appear in IEEE Transaction on Contr. Syst. Technologie*, 2012.

[Leela1990] V. Laskhmikanthan, S. Leela, and A. Martynyuk. *Practical stability of nonlinear systems.* Word Scientific, 1990.

[Leon2008] J.I. Leon, R. Portillo, S. Vazquez, J.J. Padilla, L.G. Franquelo, and J.M. Carrasco. Simple unified approach to develop a time-domain modulation strategy for single-phase multilevel choppers. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 55(9) :3239–3248, 2008.

[Levant1998] A. Levant. Robust exact differentiation via sliding mode technique. *Automatica*, 34(3) :379–384, 1998.

[Lezana2007] P. Lezana, C.A. Silva, J. Rodriguez, and M.A. Perez. Zero-steady-state-error input-current controller for regenerative multilevel choppers based on single-phase cells. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 54(2) :733–740, 2002.

[Liberzon2003] D. Liberzon. *Switching in Systems and Control.* Systems & Control : Foundations & Applications, Birkhauser, 2003.

[Lubineau1999] D. Lubineau. *Commande non linéaire de moteurs asynchrone avec observateurs.* Thèse de doctorat soutenue à l'INPG, 1999.

[Luenberger1971] D.G. Luenberger. An introduction to observers. *IEEE, Trans. Autom. Contr.*, 16(6) :596–602, 1971.

[Lygeros2003] J. Lygeros, HK. Johansson, SN. Sinć, and J. Sastry. Dynamical properties of hybrid automata. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 48(1) :2–17, 2003.

[MacDonald1978] N. MacDonald. Time lags in biological models. *In Lecture Notes in Biomath. Springer*, 1978.

[Maggio1997] G.M Maggio and M.P. Kennedy. Experimental manifestations of chaos in the colpitts oscillator. *Proceeding of ICECS, Seville*, pages 194–204, 1997.

[Maggio1999] G.M. Maggio, O.D. Feo, and M.P. Kennedy. Nonlinear analysis of the colpitts oscillator and application to design. *IEEE Transactions on Circuits and Systems : Fundamantal Theory and Applications*, 46(9) :1118–30, 1999.

[Maiti2012] S. Maiti, V. Verma, C. Chakraborty, and Y. Hori. An adaptive speed sensorless induction motor drive with artificial neural network for stability enhancement. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2012.

[Marino1985] R. Marino. High-gain feedback in non-linear control systems. *International Journal of Control*, 42, 1985.

[Marquez2002] L.A. Marquez-Martinez, C.H. Moog, and V.V. Martin. Observability and observers for nonlinear systems with time delays. *Kybernetika*, 38(4) :445–456, 2002.

[Mengwei2006] L. Mengwei, J. Chiasson, M. Bodson, and L.M. Tolbert. A differential-algebraic approach to speed estimation in an induction motor. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 51(7) :1172 – 1177, 2006.

[Meynard2002] T.A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, and M. Nahrstaedt. Multi-cell choppers : basic concepts and industry applications. *IEEE Transaction on Industrial Applications*, 49(5) :955–964, 2002.

[Monaco2011] R. Monaco, D. Normand-Cyrot, and F. Tiefensee. Sampled-data energetic management of a fuel cell/capacitor system. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 56(4) :907–912, 2011.

[Mondie2008] R. Villafuerte, S. Mondie, and Z. Poznyak. Practical stability of time delay systems : Lmi's approach. *IEEE CDC*, 2008.

[Morand2005] F. Morand. *Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones.* Thèse de doctorat soutenue à l'INSA Lyon, 2005.

[Mounier1998] H. Mounier and J. Rudolph. Flatness based control of nonlinear delay systems : A chemical reactor example. *Int. J. Control*, 71(5) :871–890, 1998.

[Narendra1987] K.S. Narendra and A.M. Annaswamy. Persistent excitation in adpative systems. *International Journal of Control*, 45(1) :127–160, 1987.

[Natori2008] K. Natori and K. Ohnishi. A design method of communication disturbance observer for time-delay compensation, taking the dynamic property of network disturbance into account. *IEEE T. Indus. Electronics*, 55(5) :2152–2168, 2008.

[Niculescu1998] S-I. Niculescu, C-E. de Souza, L. Dugard, and J-M. Dion. Robust exponential stability of uncertain systems with time-varying delays. *IEEE TAC*, 43(5) :743–748, 1998.

[Niculescu2001] S-I. Niculescu. *Delay effects on stability : A robust control approach.* Springer LNCIS, 2001.

[Nijmeijer1997] H. Nijmeijer. On synchronization of chaotic systems. *IEEE CDC*, 1997.

[Padilla2010] J. Arellano-Padilla, C. Gerada, G. Asher, and M. Sumner. Inductance characteristics of pmsms and their impact on saliency-based sensorless control. *International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC*, pages 1–9, 2010.

[Paladini2007] V. Paladini, T. Donateo, A. de Risi, and D. Laforgia. Super-capacitors fuel-cell hybrid electric vehicle optimization and control strategy development. *Energy Conversion and Management*, 48(11) :3001–3008, 2007.

[Pecora1990] L.M. Pecora and T.L. Carroll. Synchronization in chaotic systems. *Physicals Review and Letters*, 64(8) :821–824, 1990.

[Pierfederici2008] A. Payman, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar. Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source. energy conversion and management. *Energy Conversion and Management*, 49(6) :1637–1644, 2008.

[Pierfederici2010]

[Rael2009] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat. Supercapacitors as an energy storage for fuel cell automotive hybrid electrical system. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 3(1), 2009.

[Richard2001] J-P. Richard, F. Gouaisbaut, and W. Perruquetti. Sliding mode control in the presence of delay. *Kybernetica*, 37(4) :277–294, 2001.

[Richard2003] J-P. Richard. Time-delay systems : an overview of some recent advances and open problems. *Automatica*, 39(10) :1667–1694, 2003.

[Rodatz2005] P. Rodatz, G. Paganelli, A. Sciarretta, L. de Risi, and D. Guzzella. Optimal power management of an experimental fuel cell/supercapacitor-powered hybrid vehicle. *Control Engineering Practice*, 13(1) :41–53, 2005.

[Rodriguez2002] T.A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, and M. Nahrstaedt. Multilevel inverters : a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 49(4) :724–738, 2002.

[Rubezic1999] V. Rubezic and R. Ostojic. Synchronization of colpitts oscillator with application to binary communications. *IEEE Transactions on Circuit and Systems*, 64(8) :821–824, 1999.

[Saheb2004] T. Saheb. *Commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone.* Thèse de doctorat soutenue à l'IREENA, 2004.

[Schauder1992] C. Schauder. Adaptative speed identification for vector control of induction motors without rotational tranducers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(5) :1054–1061, 1992.

[Schreier2001] G. Schreier, J. DeLeon, A. Glumineau, and R. Boisliveau. Cascade nonlinear observers : Application to an experimental induction motor benchmark. *IEE Proceeding-Control Theory and Applications*, 148(6) :509–515, 2001.

[Sename2001] O. Sename. New trends in design of observers for time-delay systems. *Kybernetica*, 37(4) :427–458, 2001.

[Sename2007] O. Sename and C. Briat. H1 observer design for uncertain time-delay systems. *IEEE ECC*, 2007.

[Seuret2007] A. Seuret, T. Floquet, J.-P. Richard, and S.K. Spurgeon. A sliding mode observer for linear systems with unknown time-varying delay. *IEEE ACC*, 2007.

[Seuret2008] A. Seuret, T. Floquet, J.-P. Richard, and S.K. Spurgeon. *Topics in Time-Delay Systems : Analysis, Algorithms and Control.* Springer Verlag (Ed.), 2008.

[Shustin2008] E. Shustin, L. Fridman, E. Fridman, and F. Castaños. Robust semiglobal stabilization of the second order system by relay feedback with an uncertain variable time delay. *Kybernetica*, 47 :196–217, 2008.

[Tanasa2012] V. Tanasa and D. Normand-Cyrot. Sur la gestion échantillonnée de l'énergie d'un système pile à combustible-super condensateurs. *CIFA*, 2012.

[Thounthong2005] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat. Supercapacitors as an energy storage for fuel cell automotive hybrid electrical system. *International Journal of Electrical Engineering in Transportation*, 1(1), 2005.

[Thounthong2009] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat. Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications. *Journal of Power Sources*, 193(1) :376–385, 2009.

[Tiefensee2010] F. Tiefensee, D. Normand-Cyrot M. Hilairet, and O. Bethoux. Sampled-data energetic management of a fuel cell/capacitor system. *IEEE-VPPC-Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2010.

[Tikhonov1970] A. N. Tikhonov, A.B. Vasil'eva, and V.M. Volosov. *Ordinary differential equations.* Springer-Verlag, New York, 1970.

[Trabelsi2008] M. Trabelsi, J.M. Retif, X. Lin-Shi, X. Brun, M. Morel, and P. Bevilacqua. Hybrid control of a three-cell chopper associated to an inductive load. *Power Electronics Specialists Conference, IEEE PESC*, pages 3519–3525, 2008.

[Traore2008] D. Traore. *Commande non lineaire sans capteur de la machine asynchrone.* Thèse de doctorat soutenue à l'IRCCyN, 2008.

[Traore2009] D. Traoré, J. De Leon, A. Glumineau, and L. loron. Adaptive interconnected observer for sensorless induction motor. *International Journal of Control*, 82(9) :1627–1640, 2009.

[Vahidi2006] A. Vahidi, A. Stefanopoulou, and H. Peng. Current management in a hybrid fuel cell power system : a model-predictive control approach. *IEEE TCST*, 14(6), 2006.

[Vas1998] P. Vas. *Sensorless Vector and Direct Torque Control.* Oxford University Press, ISBN 0-19-856465-1, 1998.

[Vasileva1963] A.B. Vasil'eva. Asymptotic behavior of solutions to certain problems involving nonlinear differential equations containing a small parameter multipling the highest derivatives. *Russian Mathematical Surveys*, 18(3) :13–18, 1963.

[Vesely2000] K. Vesely and J. Podolsky. Chaos in a modified henon- heiles system describing geodesics in gravitational waves. *Technical Physics Letters*, 271(5-6) :368–371, 2002.

[Vidal2003] R. Vidal, A. Chiuso, S. Soatto, and S. Sastry. Observability of linear hybrid systems. *Hybrid Systems : Computation and Control. Prague, The Czech Republic*, pages 3519–3525, 2003.

[Wang1999] Z. Wang, B. Huang, and H. Unbehausen. Robust h_∞ observer design for uncertain time-delay systems :(i) the continuous case. *In IFAC 14-th world congress, Beijing, China*, 47 :231–236, 1999.

[Wei2006] Wei−Der Chang. Parameter identification of rossler's chaotic system by an evolutionary algorithm. *Chaos, Solitons and Fractals*, 29(5) :1047–1053, 2006.

[Wonham1985] W. M. Wonham. *Linear Multivariable Control - A Geometric Approach.* Springer-Verlag, 1985.

[Yang1997] T. Yang and L.O. Chua. Impulsive stabilization for control and synchronization of chaotic systems : theory and application to secure communication. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I : Fundamenatal Theory and Applications*, 44(10) :976–978, 1997.

[Yu2009] X. Yu and O. Kaynak. sliding-mode control with soft computing : a survey. *IEEE Transaction on Indus. Electronics*, 56 :3275–3283, 2001.

[Zgorski2012] A. Zgorski, F. Abry, X. Lin-Shi, and J-M. Retif. Commande en position sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents à pôles lisses. *CIFA*, 2012.

[Zhang2006] J. Zhang, X. Xia, and C.H. Moog. Parameter identifiability of nonlinear systems with time-delay. *IEEE TAC*, 47 :371–375, 2006.

[Zheng2006] G. Zheng. *Formes normales d'observabilité paraméetrées par les sorties : Applications au cryptage par synchronisation de systèmes chaotiques*. Thèse de doctorat soutenue à l'ENSEA, 2006.

[Zheng2011] G. Zheng, J P Barbot, D. Boutat, T. Floquet, and J P Richard. On obserability of nonlinear time-delay systems with unknown inputs. *IEEE TAC*, 56(8) :1973–1978, 2011.

[web2003] A. Glumineau, R. Boisliveau (IRCCyN), and L. Loron (IREENA).

Annexe A

Annexes : chapitre 4 et chapitre 5

A.1 Chapitre 4 : Définition de la stabilité pratique et Résultat technique

A.1.1 Stabilité pratique

La définition suivante est introduite pour démontrer que la stabilité pratique (voir (Leela1990) pour les systèmes sans retard et (Mondie2008) pour les systèmes avec retard) est une notion plus adaptée aux systèmes réels. Soit le système à retard suivant

$$\begin{cases} \dot{x} = f(t, x, x(t-\tau)), \ \ t > 0 \\ \\ x(s) = \Phi(s), \forall s \in [-\tau, 0], \ \ -\tau \leq t < 0 \end{cases} \tag{A.1}$$

où $x(t, \Phi)$ est une solution du système avec comme fonction initiale vérifiant $x(s, \Phi) = \Phi(s), \forall s \in [-\tau, 0]$, Φ est une fonction continue dans l'espace de Banach $C_{n,\tau} := C([-\tau, 0], R_n)$ avec $\|\Phi\|_\tau := \max_{s\in[-\tau,0]} \|\Phi(s)\|$, $f : R_+ \times R^n \times R^n \to R^n$ est continue par morceaux par rapport à t et localement Lipschitz par rapport à x et τ est le retard.

Définition 1 *(Stabilité pratique pour les systèmes à retard)*
Le système (A.1) est dit ζ -pratiquement stable, si pour $\zeta > 0$, il existe $T_0 = T_0(\zeta, \Phi)$, tel que

$$\|x(t)\| \leq K exp^{-\beta T_0} \|\Phi\|_\tau + r \leq \zeta, \ \forall t \geq T_0$$

avec $K > 0$ et $\beta > 0$.

Remarque 16 *En d'autres termes, la stabilité pratique signifie que le système (A.1) est uniformément exponentiellement convergeant vers une boule B_r de rayon $r > 0$.*

A.1.2 Résulat technique

Lemme 1 *Soit la fonction*

$$\int_{t-\tau^*}^{t} exp^{-\frac{\alpha}{2\tau^*}(t-\sigma)} \|e(\sigma)\|^2 d\sigma > 0 \tag{A.2}$$

Cette inégalité satisfait l'inégalité suivante

$$\int_{t-\tau^*}^{t} exp^{-\frac{\alpha}{2\tau^*}(t-\sigma)}\|e(\sigma)\|^2 d\sigma < \delta_M(\alpha,\tau^*) \max_{s\in[t-\tau^*,t]} \|e(s)\|^2$$

Preuve 9 *Soit la fonction (4.7) et en utilisant l'inégalité de Hölder on obtient*

$$\int_{t-\tau^*}^{t} exp^{-\frac{\alpha}{2\tau^*}(t-\sigma)}\|e(\sigma)\|^2 d\sigma \leq \max_{s\in[t-\tau^*,t]} \|e(s)\|^2 \int_{t-\tau^*}^{t} exp^{-\frac{\alpha}{2\tau^*}(t-\sigma)} d\sigma. \tag{A.3}$$

De plus, avec $\delta_M(\alpha,\tau^*)$ défini dans (4.18), l'inégalité (A.3) est vérifiée.

A.2 Chapitre 5 : Matrice $\Re_j(t)$ définie positive et différente de zéro

Consider the expressions of $\dot{\Re}_j$, $j = 1, 2$ given by observer (5.33) in a compact form with $q_3 = q_1$:

$$\dot{\Re}_j = -\rho_j \Re_j + |q_j|(1 - |q_{j+1}|)[-A^T(q_j)\Re_j - \Re_j A(q_j) + 2\bar{C}^T\bar{C}] \tag{A.4}$$

We denote by $\Phi_j(T_c, r)$ the unique solution of :

$$\dot{\Phi}_j(T_c, r) = \frac{d\Phi_j(T_c, r)}{dr} = A(q_j)\Phi_j(T_c, r) \tag{A.5}$$

such that

$$\Phi_j(T_c, T_c) = I \tag{A.6}$$

where I is the identity matrix and r vary from 0 to T_c. T_c is defined in assumption 6.

Two cases are considered :

1) Case where $|q_j| = 1$ $r \in [0, \alpha_j T_c]$: observable time interval

Multiplying each term of (A.4) by $\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T$ in left side and by $\Phi_j(\alpha_j T_c, r)$ in right side, we get

$$\begin{aligned}&\begin{pmatrix}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T \dot{\Re}_j(r)\Phi_j(\alpha_j T_c, r) + \rho_j \Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T \Re_j(r)\Phi_j(\alpha_j T_c, r)\\ +\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T A^T(q_j)\Re_j(r)\Phi_j(\alpha_j T_c, r)\\ +\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T \Re_j(r)A(q_j)\Phi_j(\alpha_j T_c, r)\end{pmatrix}\\ &= \Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T 2\bar{C}^T\bar{C}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)\end{aligned} \tag{A.7}$$

By multiplying both sides of (A.7) by $e^{\rho_j r}$ it follows :

$$\begin{pmatrix}e^{\rho_j r}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T \dot{\Re}_j(r)\Phi_j(\alpha_j T_c, r)\\ +\rho_j e^{\rho_j r}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T \Re_j(r)\Phi_j(\alpha_j T_c, r)\\ +e^{\rho_j r}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T A^T(q_j)\Re_j(r)\Phi_j(\alpha_j T_c, r)\\ +e^{\rho_j r}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T \Re_j(r)A(q_j)\Phi_j(\alpha_j T_c, r)\end{pmatrix} = e^{\rho_j r}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T 2\bar{C}^T\bar{C}\Phi_j(\alpha_j T_c, r) \tag{A.8}$$

It can be remarked that the left side of (A.8) is the derivative of $e^{\rho_j r}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T \Re_j(r)\Phi_j(\alpha_j T_c, r)$ with respect to r. Then we can write :

$$\overbrace{\left(e^{\rho_j r}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T \Re_j(r)\Phi_j(\alpha_j T_c, r)\right)}^{\dot{}} = e^{\rho_j r}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T 2\bar{C}^T\bar{C}\Phi_j(\alpha_j T_c, r) \tag{A.9}$$

The solution $\Re_j(\alpha_j T_c)$ is obtained by integrating the equation (A.9) with r vary from 0 to $\alpha_j T_c$ as

$$\int_0^{\alpha_j T_c} \overbrace{\left(e^{\rho_j r}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T \Re_j(r)\Phi_j(\alpha_j T_c, r)\right)}^{\dot{}} dr = \int_0^{\alpha_j T_c} e^{\rho_j r}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T 2\bar{C}^T\bar{C}\Phi_j(\alpha_j T_c, r) dr \tag{A.10}$$

Then, equation (A.10) gives

$$e^{\rho_j \alpha_j T_c}\Phi_j(\alpha_j T_c, \alpha_j T_c)^T \Re_j(\alpha_j T_c)\Phi_j(\alpha_j T_c, \alpha_j T_c) - \Phi_j(\alpha_j T_c, 0)^T \Re_j(0)\Phi_j(\alpha_j T_c, 0) \tag{A.11}$$

$$= \int_0^{\alpha_j T_c} e^{\rho_j r}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T 2\bar{C}^T\bar{C}\Phi_j(\alpha_j T_c, r) dr \tag{A.12}$$

Finally, by using the property (A.6) in equation (A.11), the solution $\Re_j(\alpha_j T_c)$ yields

$$\begin{aligned} \Re_j(\alpha_j T_c) &= e^{-\rho_j \alpha_j T_c}\Phi_j(\alpha_j T_c, 0)^T \Re_j(0)\Phi_j(\alpha_j T_c, 0) \\ &+ \int_0^{\alpha_j T_c} e^{-\rho_j(\alpha_j T_c - r)}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T 2\bar{C}^T\bar{C}\Phi_j(\alpha_j T_c, r) dr \end{aligned} \tag{A.13}$$

2) Case where $|q_j| = 0$, $r \in [\alpha_j T_c, T_c]$: unobservable time interval

Equation (A.4) becomes :

$$\dot{\Re}_j(r) = -\rho_j \Re_j, j = 1, 2. \tag{A.14}$$

By integrating equation (A.14) with r varying from $\alpha_j T_c$ to T_c, we get

$$\Re_j(T_c) = e^{-\rho_j(T_c - \alpha_j T_c)}\Re_j(\alpha_j T_c) \tag{A.15}$$

Considering equation (A.13), which is only valid when the flying capacitor voltages associated to $\Re_j$ are observable. Assumption 6 ensures that in worth case where T_c is composed by first observable time sub-interval and second unobservable one, and additionnaly considering $\Re_j(0) \simeq 0$ we have at the end of cycle T_c

$$\Re_j(T_c) = e^{-\rho_j(T_c - \alpha_j T_c)} \int_0^{\alpha_j T_c} e^{-\rho_j(\alpha_j T_c - r)}\Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T 2\bar{C}^T\bar{C}\Phi_j(\alpha_j T_c, r) dr \tag{A.16}$$

Set $\rho_j T_c << 1$ [1] to approximate the exponential function by 1. Consequently (A.16) becomes

$$\Re_j(T_c) = \int_0^{\alpha_j T_c} \Phi_j(\alpha_j T_c, r)^T 2\bar{C}^T\bar{C}\Phi_j(\alpha_j T_c, r) dr$$

which is the observability gramian.
Then the observability gramian is positive definite and bounded away from zero due to the fact that [2] $0.05 < \alpha_j$ and $\alpha_1 T_c + \alpha_2 T_c \leq T_c$.

1. in our application we have chosen $\rho_j \leq \frac{1}{3T_c}$, c.f. assumption 6
2. 0.05 : is chosen arbitrarly to ensure the boundedness from zero of the gramian observability

Annexe B

Publications jointes

(Ghanes2008), (Kemih2009), (Ghanes2009), (Bejerano2010), (Ghanes2010), (Hamiche2011), (Zaltni2012), (Solvar2012)