

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique
Laboratoire de Commande des Processus



THESE

Présentée au Laboratoire de Commande des Processus
En vue de l'obtention du titre de Docteur en Sciences en
Automatique

Présenté par :

Khaled HALBAOUI

Magister de l'Université de Médéa

Intitulé

COMMANDE HYBRIDE APPLIQUEE AUX SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Soutenance prévue le 28 mai 2012 devant le jury:

Président :	M. TADJINE	Professeur à l'ENP
Directeur de thèse:	D. BOUKHETALA	Professeur à l'ENP
Codirecteur de thèse :	F. BOUDJEMA	Professeur à l'ENP
Examineurs :	M. DJEMAI	Professeur à l'UVHC France
	A. BENALIA	Maitre de conférence A à l'Université de Laghouat
	H. HABBI	Maitre de conférence A à l'Université de Boumerdès

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique
Laboratoire de Commande des Processus



THESE

Présentée au Laboratoire de Commande des Processus
En vue de l'obtention du titre de Docteur en Sciences en
Automatique

Présenté par :

Khaled HALBAOUI

Magister de l'Université de Médéa

Intitulé

COMMANDE HYBRIDE APPLIQUEE AUX SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Soutenance prévue le 28 mai 2012 devant le jury:

Président :	M. TADJINE	Professeur à l'ENP
Directeur de thèse:	D. BOUKHETALA	Professeur à l'ENP
Codirecteur de thèse :	F. BOUDJEMA	Professeur à l'ENP
Examineurs :	M. DJEMAI	Professeur à l'UVHC France
	A. BENALIA	Maitre de conférence A à l'Université de Laghouat
	H. HABBI	Maitre de conférence A à l'Université de Boumerdès

Cette thèse de doctorat est particulièrement dédiée :

A mes chers parents,

A ma femme,

A mes enfants ***Khaoula, Abdelmalek,
Féres, Marwa et Safa.***

A mes chers frères,

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à
la réalisation et à l'aboutissement de ce travail.

Remerciements

Cette thèse ne pourrait être menée à bien sans la confiance, la patience et la générosité de mes Directeurs de thèse : Monsieur **D. BOUKHETALA**, *Professeur à L'ENP* et Monsieur **F. BOUDJEMA**, *Professeur à L'ENP*, que je remercie particulièrement. Ils ont su m'aider, soutenir et orienter mes travaux aux bons moments, avec professionnalisme, rigueur et gentillesse. Je leur apporte ma plus sincère gratitude pour le temps précieux qu'ils m'ont accordé tout au long de ces années.

J'exprime également ma vive gratitude à Monsieur **M. TADJINE** *Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique*, pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury.

Je tien aussi à remercier **M. Mohamed DJEMAI**, *Professeur à l'Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis*, pour avoir accepté de participer au jury de cette thèse et aussi de m'avoir accepté dans son équipe pour la réalisation d'un stage dans le cadre de cette thèse. Il a su me faire partager ce qu'il savait, connaissances et expériences, et me manifester sa confiance en permanence et son soutien en de multiples occasions.

J'exprime ma grande gratitude à Monsieur **A. BENALIA**, *Maitre de conférence à l'Université de Laghouat*, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de faire partie de ce jury.

Je remercie également Monsieur **H. HABBI**, *Maitre de conférence à l'Université de Boumerdès*, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail en ma faisant l'honneur de participer à ce jury.

Je n'oublie pas non plus l'ensemble des chercheurs du Laboratoire de Commande des Processus **LCP**, dont j'ai pu, au cours de ces années, apprécier non seulement leur compétence scientifique mais aussi et surtout leurs qualités humaines.

J'adresse toute ma gratitude à **M. Sebastien DELPRAT**, du Groupe de Recherche Automatique et systèmes homme-machine de **LAMIH**, pour ses apports scientifiques notamment sur la partie modélisation du Véhicule Hybride.

Je veux également remercier toutes les personnes qui, comme **I. ABDELANI** *Directeur de la DEDIN*, **M. CHELALI**, **S. MAAMERI** ont lu les premiers brouillons de cette thèse pour corriger les nombreuses fautes d'orthographe ; ou tous mes amis de la DEDIN comme **A. BERRAHAL**, **F. BELAZREG**, **S. TOUATI**, **R. BENABID**, **C. BELARAGUEB**, **Y. BOUAICHAOUI**, **A. MESSAI**, **A. NOUR**, **S. BENHACINE**, **H. BABA AMER** et **S. CHANAI** parce que nous partageons le même concept de profiter du temps.

Merci aussi à tous mes amis de longue date qui se trouvent dispersés dans ce monde, mais qui ont toujours été près de moi, malgré les kilomètres qui nous séparent : **T. BENAÏSSA**, **A. ABDELALLI**, **A. TIOUA**, **B. BENCHICOU** et **A. MOUALDIA**.

تطبيق نظم التحكم الهجينة على الأنظمة الإلكترونية الميكانيكية

ملخص : تناولت هذه الأطروحة تطوير خوارزميات لتخفيض التعقيد في نظام التحكم الهجين للأنظمة الإلكترونية الميكانيكية. زيادة على تطبيقاتها على السيارات الهجينة أجريت تطبيقات مختلفة مثل ميكانيك الموائع و المحركات الكهربائية. اقترحت مخططات عامة للأنظمة التحكم الهجينة . المشكل الدائم و الدافع الرئيسي هو تخفيض التعقيد الخوارزمي لكل طريقة و الذي يتطلب عموما وقت مهم للحساب. تتكون الأطروحة من جزأين، الجزء الأول يتمحور حول نظام التحكم الهجين بدون معرفة نموذج الأنظمة المقصودة بالتحكم أي بدون معرفة مختلف الديناميات. بناء على هذا النهج اقترحنا خوارزميتين أساسيتين من أجل التحديد إحداهما مبنية على خوارزمية الأسس التربيعية الصغرى التراجعية ، و الأخرى تستعمل طرق جبرية للتقريب السريع للوسائط ، و تضمن تطبيقا الإستقرار إذا لم تكن التبديلات جد سريعة . أما الجزء الثاني فيتمحور حول نظام التحكم التنبؤي الهجين للأنظمة الإلكترونية الميكانيكية . في هذا الجزء ، قدمنا أيضا تقنيات تركيب نظام تحكم هجين مُراقب منبع هذا العمل هو نظرية Ramadge و Wonham اللذان اقترحا تركيب اتوماتيكي للأنظمة التحكم الهجينة للنظم منفصلة الحدث.

كلمات مفاتيح: التحكم الهجين ، خوارزمية ، نظام ديناميكي ، نظام منفصل الحوادث ، إلكتروميكانيكي

COMMANDE HYBRIDE APPLIQUEE AUX SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Résumé : Cette thèse concerne le développement d'algorithmes à complexité réduite pour la commande hybride des systèmes électromécaniques. Des applications aussi diverses que les véhicules hybrides, la mécanique des fluides et les entraînements électriques sont traitées. Des schémas généraux pour la commande de cette classe de systèmes sont proposés. Le souci permanent et la principale motivation, dans chaque méthode, résident dans la réduction de la complexité algorithmique qui exige généralement un temps de calcul très important. Le travail présenté dans cette thèse est organisé en deux parties. La première partie est consacrée à la commande hybride sans connaissance a priori de la dynamique des différents modes. En se basant sur cette approche, deux principaux algorithmes d'identification sont proposés ; un est basé sur l'algorithme des moindres carrés récursif classique, l'autre utilise des méthodes algébriques d'estimations paramétriques, assurant ainsi une convergence lorsque les commutations ne sont pas rapides. La seconde partie, concerne la Commande Prédictive Hybride des systèmes électromécaniques, où nous présentons les techniques de synthèse d'une Commande Hybride Supervisée. Cette dernière est fondée sur la théorie de Ramadge et Wonham qui proposent la synthèse automatique des superviseurs pour les Systèmes à Evénements Discrets.

Mots Clés : Commande Hybride, Algorithme, Système Dynamique, Système à Evénements Discrets, Electromécanique

HYBRID CONTROL APPLIED TO ELECTROMECHANICAL SYSTEMS

Abstract: This thesis concerns the development of reduced complexity hybrid controllers for electromechanical systems. Diverse applications like hybrid vehicles, fluid dynamics and electric drives are treated. Some general control schemes for these systems are proposed. The main motivation behind each method is the reduction of the algorithmic complexity which is generally time consuming. In this thesis, two main contributions can be distinguished. In the first one, the problem of the hybrid control is tackled without a complete description of the sub-dynamics and even without knowing the switching signal. Based on this methodology, two main algorithms are suggested; one is based upon the recursive least squares method, the second uses algebraic methods of rapid estimation parameters ensuring practical convergence if the commutations are not rapid. The second part is devoted to predictive hybrid control of electromechanical systems; we also present the synthesis techniques of hybrid supervised control. The origin of this work is Ramadge and Wonham theory who suggest the automatic synthesis of supervisors for Discrete Event Systems.

Key Words: Hybrid Control, Algorithm, Dynamic System, Discrete event system, Electromechanical

Liste des figures

Fig. 1.1	Représentation par schéma-blocs d'un modèle d'état.....	18
Fig. 1.2	Représentation par schéma-blocs d'un système modélisé par fonction de transfert.....	20
Fig. 1.3	Représentation à quatre blocs.....	22
Fig. 1.4	Exemple de commande avec un observateur.....	23
Fig. 1.5	Exemple de commande à modèle de référence.....	23
Fig. 1.6	Exemple de commande à modèle interne.....	24
Fig. 1.7	Exemple de commande à modèle de comportement.....	24
Fig. 1.8	Principe de la commande par modes glissants.....	25
Fig. 1.9	Le problème standard en automatique.....	26
Fig. 2.1	Schéma fonctionnel d'un thermostat d'ambiance à action tout-ou-rien équipé d'une résistance anticipatrice R	30
Fig. 2.2	Schéma de principe de la régulation de température d'un chauffage à gaz ou à fioul en fonction des indications d'un thermostat à anticipation.....	31
Fig. 2.3	Comportement dans le temps de la boucle de réglage.....	31
Fig. 2.4	Thermostat.....	32
Fig. 2.5	Unité de stockage de gaz.....	32
Fig. 2.6	Exemple général d'espace d'état réel de dimension 2 partitionné.....	33
Fig. 2.7	Schéma simplifié d'un ensemble onduleur-MSAP.....	34
Fig. 2.8	Un système de commande hybride selon Antsaklis.....	35
Fig. 2.9	Commande hybride selon Kohn/Nerode.....	37
Fig. 2.10	Introduction d'un "compteur" p	39
Fig. 2.11	Représentation des dynamiques dans le modèle de Brockett.....	40
Fig. 2.12	Automate hybride modélisant un système thermostatique.....	41
Fig. 3.1	Régime du moteur thermique.....	49
Fig. 3.2	Couple généré par les cardans.....	49
Fig. 3.3	Commutation roue libre.....	49
Fig. 3.4	Résultats expérimentaux.....	50
Fig. 3.5	L'automate hybride de la chaîne de traction du Berlingo.....	51
Fig. 3.6	Couple généré par les cardans.....	52
Fig. 3.7	Commutation réelle & identifiée.....	52

Fig. 3.8	Régime du moteur thermique.....	52
Fig. 3.9	Régime de l'arbre secondaire de la boîte à vitesse & des roues.....	52
Fig. 3.10	Couple de la machines électrique.....	52
Fig. 3.11	Paramètres estimés avec la présence d'un bruit blanc.....	57
Fig. 3.12	Signal de commutation.....	57
Fig. 3.13	Schéma global de la boucle d'essai.....	59
Fig. 3.14	Évolution de la température mesurée et estimée de la section d'essai.....	60
Fig. 3.15	Erreur entre la température riel et estimée de la section d'essai.....	60
Fig. 3.16	Débit de Fréon 11 dans la section d'essai.....	61
Fig. 3.17	État discret de la valve Ev_1	61
Fig. 4.1	Classe de système à topologie variable.....	65
Fig. 4.2	Schéma de principe de la commande prédictive hybride.....	66
Fig. 4.3	Exemple des directions possibles dans le plan (I_d, I_q)	71
Fig. 4.4	Angles entre les directions possibles et la direction de référence.....	72
Fig. 4.5	Distances entre les vecteurs d'état possibles et le point de référence	72
Fig. 4.6	Durée d'application de la configuration optimale	72
Fig. 4.7	Etude du régime permanent de la <i>DTC Classique</i>	73
Fig. 4.8	Etude du régime permanent de la <i>Commande Hybride</i>	73
Fig. 4.9	Etude du régime permanent de la <i>Commande Prédictive Hybride</i>	73
Fig. 4.10	Etude du régime transitoire de la <i>DTC Classique</i>	75
Fig. 4.11	Etude du régime transitoire de la <i>Commande Hybride</i>	75
Fig. 4.12	Etude du régime transitoire de la <i>Commande Prédictive Hybride</i>	76
Fig. 4.13	Evolution du couple en régime transitoire pour les trois commandes.....	76
Fig. 4.14	Schéma bloc de la commande HMRAC Appliquée à la MAS.....	78
Fig. 4.15	Système à événements discrets modélisant le système.....	80
Fig. 4.16	Automate représentant le contrôleur.....	82
Fig. 4.17	Evolution de la vitesse de la machine pour des différents niveaux de la consigne : (1) $\omega_r^* = 60 \text{ tr/min}$, (2) $\omega_r^* = 500, \text{ tr/min}$, (3) $\omega_r^* = 1000 \text{ tr/min}$	84
Fig. 4.18	Commande en vitesse avec application d'un couple résistant de 4,7Nm entre les instants 2s et 3s pour différentes valeurs de la consigne ($\omega_r^* = 60, 500, 800, 1000 \text{ tr/min}$).....	85
Fig. 4.19	Relevé expérimental lors de la variation de la résistance statorique (pour un couple résistant de 4,7Nm et différentes valeurs de la consigne ($\omega_r^* = 60, 500, 1000 \text{ tr/min}$)).....	86

Fig. 4.20	Réponse du système à une consigne sinusoïdale-triangulaire.....	87
Fig. A1.1	Commande à modèle interne.....	92
Fig. A2.1	Véhicule hybride du LAMIH.....	93
Fig. A2.2	Modes de fonctionnement de l'architecture hybride parallèle du Berlingo.....	95
Fig. A2.3	Traction hybride du Berlingo.....	97
Fig. A4.1	Photographie de l'installation.....	106
Fig. A4.2	Chaîne d'acquisition et de régulation.....	109
Fig. A4.3	Carte d'acquisition DaqTemp14A	110
Fig. A5.1	Vue Générale du Banc d'essai de machines électriques.....	112

Liste des tableaux

Tableau 4.1	Etats de commutation de l'onduleur.....	69
Tableau A2.1	Données et caractéristiques physiques de véhicule hybride considéré.....	102
Tableau A5.1	Paramètres de la MAS.....	112

Nomenclature

x	Vecteur d'état
u	Vecteur d'entrée (ou de commande)
y	Vecteur de sortie
y_{ref}	Vecteur de référence
$[A]$	Matrice dynamique
$[B]$	Matrice de commande
$[C]$	Matrice d'observation
$[D]$	Matrice de transmission directe
$Y(p)$	Transformée de Laplace associée à la sortie $y(t)$
$U_i(p)$	Transformée de Laplace associée à l'entrée $u_i(t)$,
$F_i(p)$	Fonction de transfert entre $y(t)$ et $u_i(t)$.
<i>GIC</i>	Graphe Informationnel Causal
<i>POG</i>	Power-Oriented Graphs
<i>PFD</i>	Power Flow Diagram
<i>MRAC</i>	Commande adaptative à modèle de référence
<i>CMI</i>	Commande à Modèle Interne
<i>CMC</i>	Commande à Modèle de Comportement
$S(x)$	Fonction de commutation
<i>LQ</i>	Linéaire Quadratique
<i>MSAP</i>	Machine synchrone à aimants permanents
<i>MAS</i>	Machine asynchrone
<i>SED</i>	Système à Evénements Discrets
<i>SDH</i>	Systèmes Dynamiques Hybrides
q	Variable discrète
θ_p	Température de la pièce
P_p, P_c	Pressions à l'entrée et à la sortie de l'unité de stockage de gaz
d_p, d_c	Débits à l'entrée et à la sortie de l'unité de stockage de gaz
P_{2-5}	Pressions dans différents points de l'unité de stockage de gaz
C_p, C_c	Compresseurs
\tilde{S}	Ensemble des états

\tilde{X}	Ensemble des symboles générés par le procédé
\tilde{R}	Ensemble des symboles générés par le contrôleur
δ	Fonction de transition d'état
n	L'instant d'occurrence des événements
\tilde{P}	L'ensemble des états
ψ	Relation de transition d'état
L	Ensemble des places
D	Application qui attribue une inclusion différentielle $D(l)$ à chaque place l
h_i	Espace d'état du procédé continu
σ_t	L'état discret du système
θ_i	Vecteur de paramètres
x_t	Vecteur de régression
$\varepsilon_i(t)$	L'erreur a priori
$\eta_i(t)$	L'erreur a posteriori
<i>GMP</i>	Groupe MotoPropulseur
<i>SARX</i>	Switching AutoRegressive with eXogenous inputs
λ	Facteur d'oubli
<i>CPH</i>	Commande Prédictive Hybride
<i>CHS</i>	Commande Hybride Supervisée
<i>HMARC</i>	Commande Hybride Adaptative à Modèle de Référence
<i>is</i>	Arbre primaire (input shaft)
<i>os</i>	Arbre secondaire (output shaft)
ρ	Rapport de réduction (machine électrique)
R_{bv}	Rapport de réduction (boite de vitesse)
k_{ds}	Raideur du cardan
C_{ds}	Amortissement du cardan
J_w	Inertie du véhicule ramenée à l'axe de rotation
k_f	Raideur du filtre
C_f	Amortissement du filtre
J_e	Inertie du moteur thermique
J_{rl}	Inertie de roue libre
J_m	Inertie de la machine électrique

T_{resist}	Couple résistant
$\dot{\vartheta}_e$	Régime du moteur thermique
$\dot{\vartheta}_{os}$	Régime de l'arbre secondaire (i.e. sortie) de la boîte de vitesse
T_e	Couple du moteur thermique
T_{ds}	Couple généré par les cardans
T_m	Couple de la machine électrique
T_w	Couple moteur appliqué sur les roues
I_d, I_q	Projections des courants statoriques sur les axes d et q
R, L	Résistances et inductances des enroulements statoriques
ω	Vitesse de rotation
V_d, V_q	Tensions statoriques exprimées dans le repère dq
ϕ	Flux créé par les aimants permanents

Table des matières

LISTE DES FIGURES	01
LISTE DES TABLEAUX	04
NOMENCLATURE	05
INTRODUCTION GENERALE	11
Chapitre 1 ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES	14
1.1 INTRODUCTION.....	14
1.2 PROBLEMATIQUE DE LA COMMANDE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES.....	14
1.2. 1 Problématique des systèmes électromécaniques.....	14
1.2. 2 Problématique de la commande.....	16
1.3 OUTILS DE MODELISATION DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES.....	17
1.3. 1 Approches traditionnelles.....	18
1.3.1.1 <i>Modèle d'état</i>	18
1.3.2.2 <i>Représentations par fonction de transfert</i>	19
1.3. 2. Approches par graphes.....	20
1.3.2.1 <i>Graphes de liens (ou Bond-Graph)</i>	20
1.3.2.2 <i>Graphe Informationnel Causal (GIC)</i>	21
1.3.2.3 <i>Autres outils graphiques</i>	21
1.4 COMMANDES DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES.....	21
1.4.1 Commandes à modèle.....	21
1.4.1.1 <i>Commande avec des reconSTRUCTEURS d'état</i>	22
1.4.1.2 <i>Commande adaptative</i>	23
1.4.1.3 <i>Commande à modèle interne</i>	24
1.4.1.4 <i>Commande à modèle de comportement (CMC)</i>	24
1.4.2 Autres types de commandes	25
1.5 CONCLUSION, OBJECTIFS ET MOTIVATIONS DE NOTRE TRAVAIL.....	27

Chapitre 2	PRESENTATION DES SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES	28
2.1	INTRODUCTION.....	28
2.2	PHENOMENES HYBRIDES.....	29
2.2.1	Exemples de phénomènes hybrides	29
2.3	QUELQUES EXEMPLES DE PROCEDES HYBRIDES.....	30
2.3.1	<i>Exemple 1</i> : Régulation de température.....	30
2.3.2	<i>Exemple 2</i> : Unité de stockage de gaz.....	32
2.3.3	<i>Exemple 3</i> : Commande des machines.....	33
2.4	MODELSATION DES SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES.....	34
2.4.1	Approche de modélisation événementielle.....	34
2.4.1.1	<i>Le modèle discret du procédé continu</i>	36
2.4.2	Approche de modélisation continue.....	38
2.4.2.1	<i>Introduction d'une variable "compteur"</i>	38
2.4.3	Approche de modélisation mixte	40
2.4.3.1	<i>Les automates hybrides</i>	41
2.5	CONCLUSION.....	42
Chapitre 3	IDENTIFICATION EN VUE DE LA COMMANDE HYBRIDE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES	44
3.1.	INTRODUCTION.....	44
3.2	FORMULATION DU PROBLEME.....	45
3.3	STRATEGIE D'IDENTIFICATION BASEE SUR LES MOINDRES CARRES RECURSIFS.....	45
3.3.1	Choix d'un critère de décision.....	46
3.3.2	Exemple de validation.....	48
3.3.2.1	<i>Position du problème</i>	49
3.3.2.2	<i>Résolution de problème</i>	50
3.4	STRATEGIE D'IDENTIFICATION BASEE SUR UNE APPROCHE ALGEBRIQUE...	53
3.4.1	Simulation et résultats expérimentaux.....	55
3.5	CONCLUSION.....	62

Chapitre 4	COMMANDES HYBRIDE APPLIQUÉES AUX SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES	63
4.1	INTRODUCTION.....	63
4.2	COMMANDE PREDICTIVE HYBRIDE (CPH).....	64
4.2.1	Principe	64
4.2.2	Application de l'approche Prédictive Hybride a la commande du couple de la MSAP.....	66
4.2.2.1	Modèle hybride.....	66
4.2.2.2	Algorithme de la commande prédictive hybride.....	70
4.2.2.3	Détermination des directions	71
4.2.2.4	Stratégie de choix de la configuration optimale.....	71
4.2.2.5	Résultats de simulation.....	72
4.3	COMMANDE SUPERVISEE.....	77
4.3.1	Construction du générateur	77
4.3.2	Conception d'un contrôleur	78
4.3.3	Application de la Commande Hybride Adaptative à Modèle de Référence (HMRAC) à la MAS	78
4.3.3.1	Résultats expérimentaux	83
4.4	CONCLUSION.....	88
	CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	89
	ANNEXE 1 : COMMANDE A MODELE INTERNE	92
	ANNEXE 2 : MODELISATION DE LA CHAINE DE TRACTION HYBRIDE DU VEHICULE BERLINGO (PROTOTYPE HYBRIDE DU LAMIH)	93
	ANNEXE 3 : DEMARCHES A SUIVRE POUR LA DETERMINATION DES PARAMETRES « APPROCHE ALGEBRIQUE »	103
	ANNEXE 4 : DESCRIPTION DE L'INSTRUMENTATION ASSOCIEE A L'INSTALLATION « BOUCLE A FREON »	106
	ANNEXE 5 : PRESENTATION DE LA PLATE FORME EXPERIMENTALE	111
	REFERENCES	115

Introduction générale

Depuis longtemps, les automaticiens se sont intéressés à deux problèmes distincts rencontrés dans le monde industriel, créant ainsi deux communautés qui ont évolué séparément.

Une première communauté s'est intéressée aux problèmes concernant la succession des différentes étapes de fabrication depuis l'arrivée de la matière première jusqu'au produit fini lui-même, soit toute la chaîne de fabrication dont l'évolution est descriptible par une séquence d'événements, ou plus généralement à tout comportement marqué par des événements comme dans les systèmes informatiques. Jusqu'à nos jours, cette communauté s'est essentiellement intéressée à des successions d'étapes enchaînées pour certains produits. Les produits concernés sont assimilables à des entités pour lesquelles elle a développé la théorie des Systèmes à Evénements Discrets (DES), ceci en proposant des outils de modélisation basés sur des représentations graphiques (graphe d'état, automate à états finis, réseau de Petri...) ; des méthodes d'analyse et de commande parmi lesquelles on peut citer la théorie de Supervision initiée par Ramadge et Wonham [1], reposant sur la théorie des langages des automates, et le Grafcet qui est un outil de spécification et de commande des applications séquentielles [2].

La seconde communauté d'automaticiens s'est focalisée sur les problèmes concernant des procédés gérant des flux de matière continus tels qu'on peut en rencontrer dans les industries pétrochimiques , biologiques, agro-alimentaires ... , ou plus généralement tout système ayant une évolution continue que ce soit des systèmes mécaniques, électriques, thermiques... . La théorie des systèmes continus instaurée par cette communauté propose des méthodes de modélisation basées sur des outils mathématiques (équations différentielles, équations récurrentes ...), des concepts de stabilité, de commandabilité et d'observabilité, nécessaires pour concevoir des lois de commande dont les techniques les plus récentes sont de type adaptatif, prédictif, optimal, à structure variable,... .

Chacune de ces deux théories est donc adaptée soit à un comportement de type continu, soit à un comportement de type événementiel. Les deux communautés ont récemment commencé à s'intéresser l'une à l'autre pour étudier les systèmes industriels dans leur globalité et dans toute leur complexité, en considérant tout d'abord qu'il peut exister une structure hiérarchique dont le niveau haut regroupe tous les mécanismes de décisions logiques qui s'apparentent à

un comportement événementiel, et dont le niveau bas correspond au comportement continu.

Commencent alors à apparaître dans une même structure des évolutions à caractère continu et événementiel, créant un nouveau besoin de modélisation pour mettre en évidence la nature "hybride" de ces systèmes. La première démarche entreprise fut de chercher à supprimer cette nature "hybride" en se ramenant, selon la communauté concernée, soit à un problème purement continu, soit à un problème purement événementiel, en considérant dans la structure, uniquement l'information d'une seule des caractéristiques du système.

La première référence connue où sont étudiés les Systèmes Dynamiques Hybrides (SDH) concerne le travail de H. Witsenhausen [3]. L'approche de modélisation proposée est vue comme une extension de la modélisation des systèmes continus. Dans cette étude, l'auteur propose également une commande optimale s'appliquant au modèle.

Depuis, les deux communautés tentent de mettre en commun leurs théories respectives pour proposer des méthodes de modélisation hybride (automate différentiel, réseau de Petri hybride, automate hybride ...) dont un bon nombre est présenté dans [4], pour établir des concepts de stabilité, de commandabilité et d'observabilité [5] et ainsi développer des techniques de commande utilisant les approches les plus récentes [6] . C'est dans ce contexte que se situe notre travail de thèse qui a pour objectif principal d'apporter notre contribution au développement et à l'application de ces techniques hybrides pour la commande des systèmes électromécaniques.

Ainsi, ce mémoire de thèse débutera par un état de l'art sur la commande des systèmes électromécaniques, suivi d'un chapitre introductif sur les SDH et les contributions de ce travail seront résumées dans deux chapitres. L'ensemble est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, nous commençons par un bilan sommaire des techniques utilisées pour la commande des systèmes électromécaniques et des modélisations préalablement réalisées dans ce but, afin de situer notre travail de thèse.

Le second chapitre sera consacré à la présentation des notions sur les systèmes dynamiques hybrides allant de la définition de ces derniers à la description et la classification des aspects hybrides. Après une brève introduction sur la problématique de l'étude des systèmes hybrides, les classes de phénomènes hybrides seront présentés. Parmi les approches de modélisation existantes, les principales méthodes de modélisation axées sur une approche essentiellement continue seront d'abord illustrées. Ensuite, le principe de modélisation événementielle d'un système hybride en vue de la supervision discrète sera discuté. Puis

nous détaillons une approche de modélisation dite mixte dans la mesure où elle tient compte des informations continues et discrètes dans la même structure.

Dans le troisième chapitre, nous présentons deux stratégies d'identification applicables en commande hybride en temps réel des systèmes électromécaniques. La première se construit autour d'une idée qui consiste à coupler les tâches de classification et d'estimation des paramètres. La deuxième approche est basée sur des techniques algébriques. Elle a été développée dans un premier temps pour des problèmes d'identification paramétrique de systèmes linéaires, par suite, elle a été étendue pour la commande des systèmes hybrides.

Le dernier chapitre est dédié à la proposition d'algorithmes de commande hybride des systèmes électromécaniques. Dans ce contexte, deux schémas de commande sont proposés, la première est une version améliorée d'une commande hybride développée par des chercheurs du laboratoire Ampère du CNRS ECL-INSA-UCBL. La seconde, est la Commande Hybride Supervisée (CHS). Cette dernière est construite à partir de celle de Ramadge et Wonham (R/W). Après une brève présentation du principe de la commande proposée, nous utilisons la CHS pour réaliser une Commande Hybride Adaptative à Modèle de Référence d'une Machine Asynchrone (HMRAC).

Une conclusion générale clôturera cette thèse et des annexes viendront approfondir certains aspects.

Chapitre - 1

État de l'art sur la commande des systèmes électromécaniques

1.1 INTRODUCTION

Ce premier chapitre a pour objet de faire un bref récapitulatif des techniques utilisées pour la modélisation et la commande des systèmes électromécaniques. Il est composé de trois parties : la première expose la problématique de la commande des systèmes électromécaniques, par la suite, divers outils utilisés pour développer une modélisation en vue de la commande sont rappelés, et la dernière partie présente des commandes plus ou moins classiques de tels systèmes en électrotechnique. Ces divers outils ont fait leurs preuves dans les cas classiques, Néanmoins, de nos jours, avec l'apparition des approches hybrides, une nouvelle vision est née et sera traitée au paragraphe (§ 1.5). Ainsi, ce chapitre présente l'état de l'art qui va permettre de situer notre travail et servira aussi de contexte aux outils proposés pour la commande hybride de ces systèmes sujet de notre thèse.

1.2 PROBLEMATIQUE DE LA COMMANDE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Ce paragraphe a pour objet de rappeler les difficultés rencontrées lors de la commande des systèmes électromécaniques. Cette partie, quoique relativement classique, doit permettre de juger de la pertinence des outils utilisés pour modéliser et commander de tels systèmes.

Dans un premier temps, les caractéristiques des systèmes électromécaniques sont rappelées afin de définir le cahier des charges de leur commande. Dans un second temps, les phases de mise en œuvre de la commande sont analysées.

1.2.1 Problématique des systèmes électromécaniques

La plupart des systèmes électromécaniques ont été initialement considérés linéaires, continus, stationnaires, avec des paramètres bien connus. Cette vision idéale a permis de développer des structures de commande relativement simples. Cependant, les hypothèses simplificatrices induites par ces modélisations ont dû être revues pour améliorer les performances des entraînements.

Systemes pluridisciplinaires — Les systèmes électromécaniques sont pluridisciplinaires par excellence. La commande de tels systèmes est un défi ambitieux ; en effet, elle doit répondre à la gestion de la transformation énergétique qui s'opère au travers de plusieurs composantes

en interactions dans des domaines différentes de la physique (électronique, électrotechnique, mécanique,...). L'étape précédant le développement d'un algorithme de commande, conditionnant souvent son bon fonctionnement, est celle relative à la modélisation du système : pour agir au mieux, il faut bien connaître ce sur quoi l'on agit, d'où la nécessité d'une représentation adaptée du processus.

Systemes hybrides — Les méthodes de l'automatique reposent sur des modèles et représentations homogènes qui sont: les modèles d'équations différentielles pour les systèmes continus, les modèles états – transitions et les modèles markoviens des systèmes événementiels. Or, la plupart des systèmes réels sont des systèmes dynamiques hybrides, composés de sous – processus continus qui sont démarrés, reconfigurés et arrêtés par une commande logique – à états discrets – dont les entrées sont issues des horloges et des signaux de capteurs installés sur les processus continus [7]. Ainsi, l'analyse de ceux-ci a comme l'objectif la modélisation et d'en donner une formalisation homogène (et non une formalisation fractionnée par partie ou par modes de fonctionnement comme c'est souvent le cas).

Systemes non-linéaires — La majorité des systèmes électromécaniques appartient intrinsèquement à la classe des systèmes non linéaires [8]- [11]. Une première approche, pour structurer la commande, est de choisir un modèle simplifié de ce processus : ce modèle est lui, souvent choisi linéaire. Cette représentation lacunaire d'un processus est inévitable, eu égard au niveau non limité de complexité susceptible d'être retenu pour modéliser un système en vue de sa commande. Si cette approche s'avère finalement acceptable dans un grand nombre de cas, il peut en résulter, quelquefois, une carence de contrôle en termes de robustesse si des dispositions particulières ne sont pas prises lors de l'élaboration des algorithmes.

Systemes non stationnaires — Les systèmes électromécaniques fonctionnent souvent en régime non-stationnaire. Pour les machines, leurs paramètres dépendent généralement du point de fonctionnement et varient soit avec la température (résistance), soit avec l'état magnétique de la machine (inductance), sans compter que la charge peut être variable. Ces variations paramétriques affectent les performances du système de commande lorsqu'on utilise un régulateur ou une loi de commande à paramètres fixes. Ainsi, le recours à des algorithmes de commande robuste [12] et adaptative [13] est souhaitable aussi bien en stabilisation qu'en poursuite [14].

Systemes bruités — La mise en œuvre d'une loi de commande sur un système électromécanique nécessite la connaissance de son état ou d'une partie de celle-ci. A chaque instant, en pratique, la connaissance partielle de l'état s'obtient grâce à des mesures effectuées avec des capteurs tels que les codeurs incrémentaux, génératrices

tachymétries, ...etc. Ces mesures sont souvent bruitées, ce qui dégrade les performances de la boucle de régulation.

Des structures stochastiques ont ainsi été développées pour prendre en compte ces phénomènes, notamment lors des phases d'estimation par Filtre de Kalman par exemple [15].

1.2.2 Problématique de la commande

La mise en œuvre de la commande d'un système fait appel à des interfaces spécialisées (capteurs, convertisseurs, timers...) et des organes de commande. Malheureusement, cette mise en œuvre pose un certain nombre de problèmes qui nuisent à la qualité de la commande, soit pour des raisons technologiques ou de minimisation des coûts.

Discrétisation et quantification — La commande numérique a remplacé avantageusement la commande analogique pour les systèmes complexes ou présentant une gestion délicate. Cependant, le temps de calcul, inhérent à la réalisation numérique de tout algorithme, impose un retard entre la mesure et l'application de la commande. Ce temps de retard peut parfois être incompatible avec les dynamiques propres du système. Une autre solution de mise en œuvre est alors à trouver. La commande est donc discrétisée, ce qui peut faire appel à d'autres techniques de synthèse que celles dédiées aux processus continus [16].

De plus, toute grandeur de commande est l'objet d'un codage. Le traitement numérique de l'information fait ainsi appel à la quantification des diverses grandeurs. Ce découpage en amplitude influe naturellement sur la précision des variables, donc sur les résultats. Lors de l'acquisition, la quantification des grandeurs est un facteur prépondérant qui dépend de la qualité et du coût des capteurs que l'on est prêt à utiliser.

Mesures et estimations — Certaines grandeurs nécessaires à la commande ne sont pas mesurées, soit parce que la grandeur n'est pas mesurable, ou qu'un capteur fiable sans coût prohibitif ne peut pas être utilisé, ou qu'une politique de réduction des coûts mène à une réduction du nombre de capteurs. Dans ce cas, la théorie de l'estimation offre un cadre formel pour résoudre ce type de problème. Plus particulièrement, dans le cas de l'estimation paramétrique, l'utilisateur établit un modèle d'observation basé sur des connaissances a priori du processus physique et dépendant de paramètres d'intérêts. Puis, grâce à une règle préétablie (estimateur) et basée sur ce modèle, ces paramètres sont estimés à l'aide de mesures. La règle d'estimation obtenue se doit de répondre à de nombreuses contraintes opérationnelles que sont entre autre la précision et la complexité numérique.

De nombreuses techniques ont été utilisées dans cet esprit pour la commande des machines : estimateurs ou observateurs de flux [15], commandes sans capteurs mécaniques [17]. Ces algorithmes d'estimation induisent des erreurs supplémentaires, surtout s'ils sont basés sur des modèles construits avec des hypothèses simplificatrices.

Notion de robustesse — La robustesse des méthodes de synthèse de commande constitue depuis deux décennies un objectif fondamental. Cette notion de robustesse définit l'insensibilité ou la quasi-insensibilité de la commande aux variations paramétriques ou aux dynamiques non modélisées du procédé [12]. On ne considère pas uniquement la robustesse en stabilité mais aussi la robustesse en performance, qui est beaucoup plus générale.

L'analyse de la robustesse en stabilité consiste à établir si le système demeure stable malgré les variations attendues des paramètres. L'analyse de la stabilité en performance cherche à établir si le système maintient les performances prévues pour les variations attendues des paramètres.

1.3 OUTILS DE MODELISATION DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

L'objet de l'Automatique est de déterminer les propriétés d'un système et d'utiliser cette connaissance pour obtenir du système à la fois les performances voulues par l'utilisateur et une immunité accrue aux perturbations. La première tâche consiste à caractériser le système. Sa modélisation peut être obtenue par l'écriture des lois de la physique, lorsque les paramètres du système sont relativement bien connus. Alternativement, en particulier lorsque l'on ne sait pas mettre le système en équation, on a recours à l'étude de la réponse du système à diverses excitations, pour en construire un modèle par identification. Dans les deux cas, à partir du modèle obtenu, la phase d'analyse consiste à déduire les différentes propriétés caractéristiques du système. Ceci permet finalement d'asservir le système, c'est-à-dire d'élaborer son entrée afin que sa sortie ait les propriétés temporelles et fréquentielles requises. Le calcul d'un correcteur remplissant cette fonction et sa mise en œuvre sont appelés commande du système [18].

La réalisation d'une bonne commande dépend donc de la qualité du modèle utilisé qui se trouve étroitement attachée aux hypothèses simplificatrices qui lui sont associées. De plus, l'identification des paramètres du modèle est une phase importante pour définir sa qualité [16]. C'est en revenant sur ces simplifications de modèle et sur la précision de l'identification que l'on pourra améliorer les performances de la commande.

En fait deux types de modèles peuvent être utilisés dans une démarche de commande. Un premier modèle suffisamment simplifié permettant de réaliser une commande dont le temps d'exécution est compatible avec les dynamiques du système étudié et avec les organes de mise en œuvre à disposition.

Un second modèle plus précis peut être utilisé en simulation est construit en faisant un certain nombre d'hypothèses (distribution stochastique, hypothèse simplificatrice, etc) pour déterminer la robustesse de la commande développée par rapport aux phénomènes négligés.

Les hypothèses de modélisation définies, plusieurs types de représentation peuvent être mis en application pour modéliser un même système, des expressions mathématiques aux descriptions purement graphiques. Nous nous intéressons dans ce paragraphe à ces divers

outils de représentation en vue d'analyser leur utilisation pour développer une loi de commande.

1.3.1 Approches traditionnelles

Les approches classiques partent d'une modélisation mathématique issue des lois de la physique qui régissent les divers constituants du système. Ces équations mathématiques sont ensuite organisées d'une certaine manière afin de représenter l'association des diverses composantes. Il est clair que les modèles continus linéaires et stationnaires sont les plus simples à représenter par des équations.

1.3.1.1 Modèle d'état — L'analyse par variables d'état est une approche moderne d'étude des systèmes née dans les années 60. Parmi les domaines d'application de cette théorie, l'automatique prend une place privilégiée : les représentations d'état sont à l'origine de méthodes puissantes d'analyse et de commande des systèmes facilement adaptables aux calculateurs numériques.

L'idée de base des représentations d'état est que le futur d'un système dépend de son passé, de son présent et de ses entrées : le futur peut alors être décrit à partir d'un ensemble de variables bien choisies. Contrairement à l'analyse classique des systèmes qui fait appel à la représentation de Laplace, dans le cas des représentations d'état, l'analyse a lieu dans le domaine temporel. De fait, au cadre de l'analyse des fonctions de la variable complexe se substitue le cadre de l'algèbre matricielle.

La représentation d'un tel système correspond à des équations matricielles associées à une description par schémas blocs (Figure. 1.1) [16] [19] :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}x = [A].x + [B].u \\ y = [C].x + [D].u \end{cases} \quad (1.1)$$

Avec x le vecteur d'état, u le vecteur d'entrée (ou de commande), y le vecteur de sortie, $[A]$ la matrice dynamique, $[B]$ la matrice de commande, $[C]$ la matrice d'observation et $[D]$ la matrice de transmission directe (nulle dans la réalité des systèmes physiques).

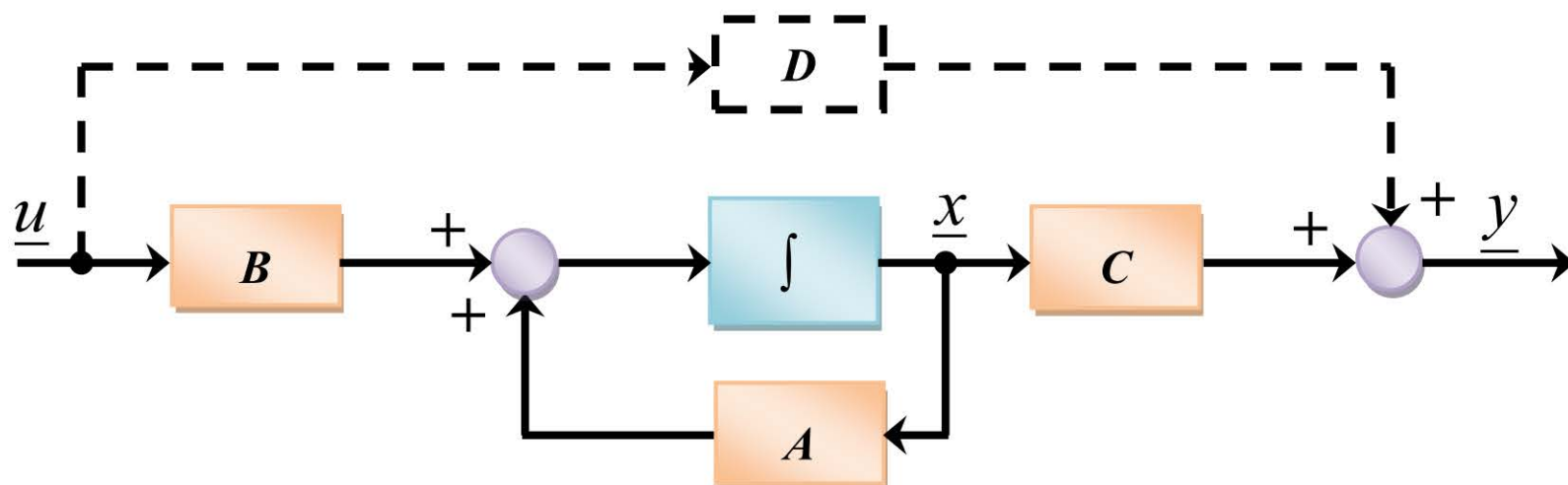


Fig. 1.1 : Représentation par schéma-blocs d'un modèle d'état

Dans cette représentation les variables d'état ne sont en fait que des variables intermédiaires qui font le lien entre celles d'entrée et de sortie. Leurs évolutions conditionnent ainsi l'évolution des sorties en fonction des sollicitations des entrées, car ces variables d'état sont liées à l'énergie et constituent ainsi la mémoire du système. Ce choix nécessite l'expertise préalable du système, et n'est pas dénué de subjectivité de la part du modélisateur. Il faut remarquer que la modélisation d'état est basée implicitement sur le principe de la causalité intégrale : une sortie ne peut être qu'une fonction intégrale des entrées. Ces notions fondatrices du GIC seront analysées dans l'un des paragraphes suivants. Ces deux notions, relations entrée – sortie et causalité intégrale, sont d'ailleurs mises en exergue dans la représentation par schéma bloc.

Cette modélisation offre une vision globale du système, qui se focalise surtout sur les variables d'entrée et de sortie. Les variables d'état peuvent en effet être choisies en dehors de considérations physiques du moment que l'ordre du système est respecté. Plusieurs solutions sont ainsi possibles et, là encore, le choix du modélisateur est prépondérant [7]. Cette vision globale caractérise la puissance de l'outil. En effet, à l'aide de propriétés mathématiques de ces systèmes d'état, de nombreuses informations peuvent être déduites du modèle : comportement dynamique, stabilité, commandabilité, observabilité... Mais, d'un autre côté, cette vision globale peut conduire à une perte de la réalité physique dans le cas d'un système d'ordre élevé.

Une utilisation de ce type de représentation pour modéliser des systèmes électromécaniques exige une interaction entre l'automatique et le génie électrique (interdisciplinarité) afin d'obtenir une modélisation juste, sans contresens physique. Concernant les systèmes électromécaniques, la représentation d'état est souvent utilisée pour les modèles des machines à courant alternatif afin d'en étudier le comportement dynamique et la robustesse [16].

1.3.1.2 Représentations par fonction de transfert — La représentation par fonction de transfert est un outil mathématique puissant qui permet de manipuler de manière simple les relations entre variables, indépendamment du domaine dans lequel ils sont utilisés (fréquentiel ou temporel), afin d'en étudier les interactions et les évolutions [16].

Les sorties du système sont exprimées en fonction des entrées au travers d'une fonction appelée fonction de transfert :

$$Y(s) = F_1(s).U_1(s) + F_2(s).U_2(s) \quad (1.2)$$

Avec $Y(s)$ la transformée de Laplace associée à la sortie $y(t)$, $U_i(s)$ celle associée à l'entrée $u_i(t)$, et $F_i(s)$ la fonction de transfert entre $y(t)$ et $u_i(t)$.

Une représentation par schéma-blocs est aussi associée à ce type de modélisation (Figure. 1.2).

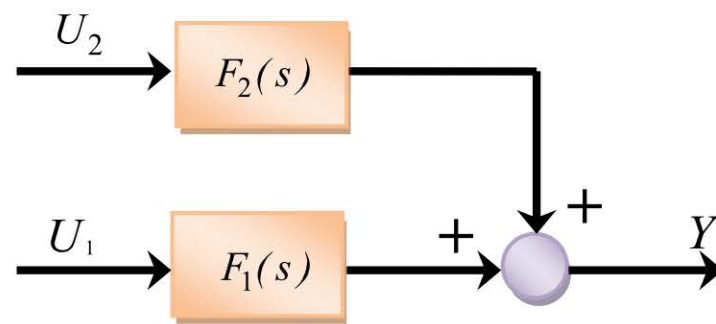


Fig. 1.2 : Représentation par schéma-blocs d'un système modélisé par fonction de transfert

Cette représentation est bien connue au niveau des systèmes SISO (u et y scalaires), elle peut bien évidemment s'étendre aux cas des systèmes MIMO, U et Y étant alors des vecteurs. L'équation différentielle est alors remplacée par un système d'équations différentielles couplées comportant autant d'équations que de composantes dans le vecteur de sortie, pour définir complètement le processus ; la fonction de transfert $F(s)$ est remplacée par une matrice de transfert $Z(s)$ dont chaque élément est une fonction de transfert liant une composante du vecteur d'entrée à une composante du vecteur de sortie.

Ces relations ne permettent toutefois pas, connaissant les commandes U appliquées sur un intervalle $[t_0, t]$, de déterminer le comportement du système sur cet intervalle ; car l'on sait que, pour un système défini par une équation différentielle par exemple, les conditions initiales conditionnent le comportement des sorties à partir de l'instant t_0 de l'application de la commande.

Il faut souligner que l'utilisation des fonctions de transfert est plus généralisée que celle des représentations d'état dans le domaine du Génie Electrique. En effet leur manipulation est plus simple quand on prend les hypothèses les plus simplificatrices et lorsque le nombre d'entrées et de sorties n'est pas trop élevé, c'est le cas des systèmes électromécaniques.

1.3.2 Approches par graphes

Les approches classiques donnent des informations tant quantitatives que qualitatives sur les systèmes à modéliser. Dans le cas de systèmes complexes, d'autres approches ont été développées pour se focaliser sur l'aspect qualitatif. La notion de graphe apparaît alors naturelle pour informer sur les relations de cause à effet entre les variables du processus.

1.3.2.1 Graphes de liens (ou Bond-Graph) — L'outil bond graph (parfois appelé « graphe à liens » ou « graphe de liaisons ») imaginé par H. Paynter du MIT Boston [20], se situe comme intermédiaire entre le système physique et les modèles mathématiques qui lui sont associés (matrice de transfert dans le cas linéaire, équation d'état linéaire ou non linéaire, systèmes d'équation différentielles d'ordre 2).

Cette approche causale est basée sur la première loi de la thermodynamique. Il s'est développé dans les années 60 pour mettre en exergue les échanges énergétiques entre les composantes d'un système [21]. Il permet une description des systèmes physiques (électriques, mécaniques, hydrauliques...) très bien adaptée à la modélisation des transferts de puissance, avec un langage unique quelque soit le domaine physique concerné [20].

Le modèle obtenu par cet outil peut être un bon modèle de connaissance, car le principe même de sa construction en fait une « boîte grise » par opposition aux modèles « boîte noire » obtenus par identification : la structure du modèle est toujours connue même si les paramètres sont parfois à déterminer expérimentalement.

1.3.2.2 Graphe Informationnel Causal (GIC) — Le graphe informationnel causal est une méthodologie de modélisation graphique, fonctionnelle et causale mais l'approche n'est pas énergétique [22]. Il est basé sur l'idée principale que chaque système peut être décrit par un ensemble de sous-systèmes avec une entrée et une sortie.

De manière simplifiée, il s'agit de modéliser un processus en respectant d'emblée la causalité naturelle et physique propre à chacun des objets constitutifs [23]. Cette causalité est forcément de type intégral et rend compte, pour les systèmes étudiés, du caractère nécessairement limité des bandes passantes des fonctions de transfert mises en jeu. Le choix de la causalité intégrale implique également une modélisation basée sur la résolution d'équations différentielles ordinaires par opposition aux équations différentielles algébriques nécessaires à la modélisation de systèmes représentés avec des causalités dérivées. Les problèmes numériques liés la résolution de ces équations sont bien connus [24] : temps de simulation plus longs, problèmes de convergence, risques de résultats erronés etc.

Enfin, cette méthodologie de modélisation n'est pas limitée aux relations linéaires continues, il permet aussi d'avoir une représentation globale simplifiées et homogène du processus et de sa commande, indépendamment de la nature de la relation caractérisant chaque objet et des domaines physiques considérés.

1.3.2.3 Autres outils graphiques — Il existe aussi d'autres représentations graphiques spécifiques qui peuvent s'adapter à l'analyse d'un système électromécanique, comme le Power-Oriented Graphs (POG), Power Flow Diagram (PFD), Puzzles énergétiques. Une présentation synthétique de ces outils graphiques est écrite dans [25].

Eu égard à l'inadaptation de ces outils à la conception de la commande, leur présentation ne figurera pas au présent chapitre de la thèse.

1.4 COMMANDE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

L'objectif de ce paragraphe est de donner une vue d'ensemble des commandes souvent mises en œuvre pour la commande des systèmes électromécaniques. Il ne s'agit pas là d'une description exhaustive ou d'un classement, d'autant plus qu'on se limite aux commandes les plus utilisées dans la commande des systèmes électromécaniques.

1.4.1 Commandes à modèle

L'étude des caractéristiques des commandes à modèle peut être généralisée grâce à une présentation partant de quatre blocs fonctionnels bien définis (Figure. 1.3).

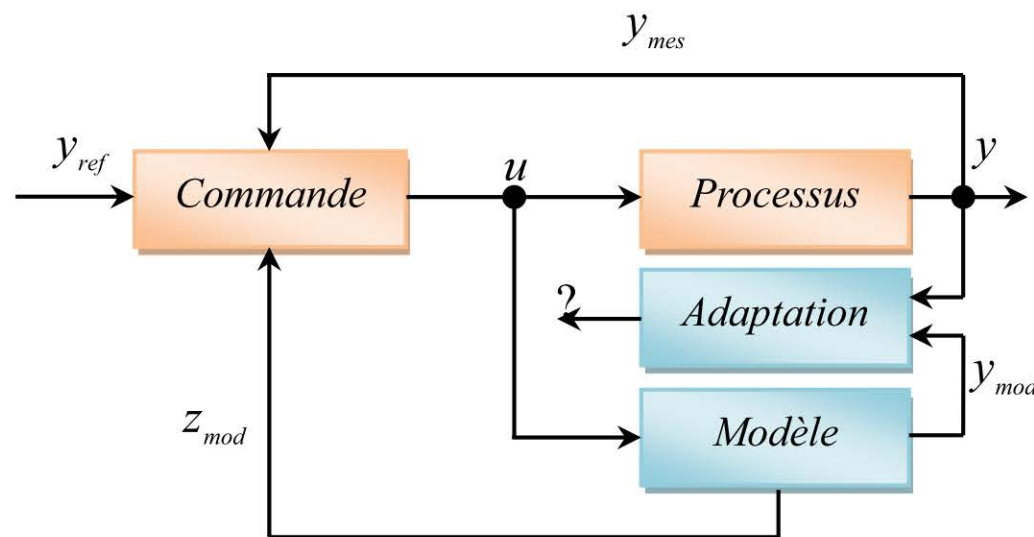


Fig. 1.3 : Représentation à quatre blocs

Le bloc « processus » correspond au processus réel. Il est caractérisé par le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y .

Le bloc « commande » définit la variable de contrôle u , pour que le processus suive le vecteur de référence y_{ref} . D'autres entrées peuvent agir au niveau de ce bloc : le vecteur des sorties du processus (comme retour) et celui des variables estimées z_{mod} .

Le bloc « modèle » est la simulation du processus, soit un modèle simplifié et idéalisé du processus, bâti selon les hypothèses d'analyse. Souvent, l'entrée de ce bloc est la même que celle du processus. Les sorties, z_{mod} et y_{mod} , sont utilisées par la commande et par le bloc d'adaptation.

La différence entre la sortie du processus et celle du modèle est gérée par le bloc « d'adaptation ». En fonction de l'utilisation de cette sortie par les autres blocs, on distingue plusieurs commandes : commande avec des reconSTRUCTEURS d'état (estimateur/observateur), commande adaptative, plus particulièrement commande à modèle de référence (MRAC), commande à modèle interne (CMI) et la commande à modèle de comportement (CMC).

1.4.1.1 Commande avec des reconSTRUCTEURS d'état

On inclut les observateurs parmi les commandes à modèle car leurs estimations peuvent servir à rendre un contrôle robuste.

Un observateur est un reconSTRUCTEUR d'état qui impose au modèle de suivre le processus (voir Figure.1.4). On peut non seulement reconSTRUCTURE un état, mais aussi des paramètres du processus (par exemple la constante de temps rotorique d'une machine asynchrone). Dans ce cas, on parle d'un observateur étendu. D'autre part il y a l'observateur d'ordre réduit, car il n'estime pas tous les états du processus. Les observateurs sont soit déterministes soit stochastiques (filtres de Kalman) [26].

Par rapport à un simple estimateur (une simulation en boucle ouverte), l'observateur est « bouclé » par le bloc d'adaptation, dont la sortie agit sur le modèle. L'erreur entre le modèle et

le processus va permettre au modèle de converger vers le processus grâce au traitement par le mécanisme d'adaptation. Dans la plupart des cas ce mécanisme peut être un simple gain (ou un correcteur linéaire), mais il peut également être défini par une loi non-linéaire [27].

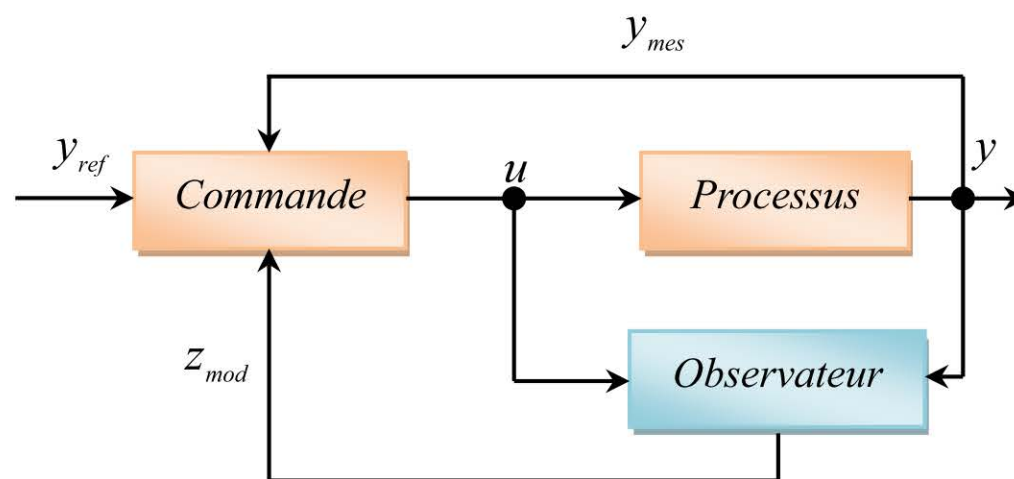


Fig. 1.4 : Exemple de commande avec un observateur

1.4.1.2 Commande adaptative

La commande adaptative ([13], [28]- [30]) correspond à plusieurs techniques de commande qui ont en commun la propriété de l'adaptation en temps réel des paramètres des correcteurs ou du modèle utilisé. On peut citer les correcteurs adaptatifs, les correcteurs à gain programmé et la commande adaptative à modèle de référence (MRAC).

La MRAC (Figure.1.5) est la commande adaptative la plus rencontrée dans les publications portant sur le contrôle des machines électriques. D'après [31], les deux autres sont davantage mises en œuvre dans les applications industrielles.

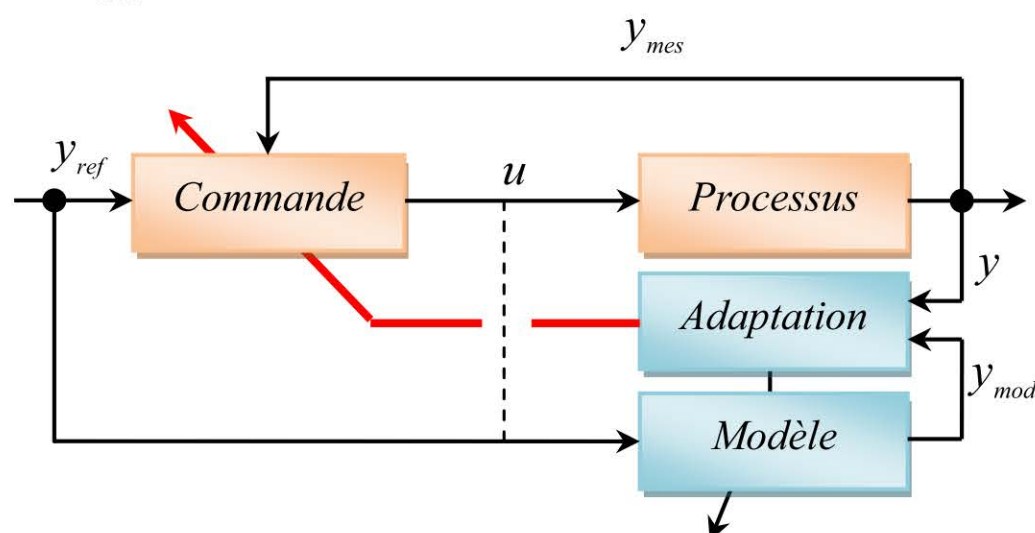


Fig. 1.5 : Exemple de commande à modèle de référence

L'erreur entre le modèle et le processus sert à agir directement sur la commande (les paramètres des correcteurs sont recalculés en temps réel en fonction de cette erreur) [32] ; de la même manière l'erreur peut être la variable conduisant à l'adaptation en temps réel des paramètres du modèle [29]. Ces structures de commande sont utilisées soit pour l'estimation adaptative des paramètres des machines [33], soit pour l'estimation des variables d'état (comme la vitesse d'une machine asynchrone [29]).

1.4.1.3 Commande à modèle interne

La commande à modèle interne (Figure.1.6) [34] est un autre moyen d'augmenter la robustesse d'une commande. Ses origines se trouvent dans la commande des processus chimiques qui sont particulièrement difficiles à modéliser.

Tout écart par rapport au modèle est ramené à l'entrée du bloc de commande. Cet écart est vu comme une perturbation équivalente à compenser, le bloc de commande agit alors simultanément sur le processus et le modèle pour annuler l'écart. En effet, la commande à modèle interne présente une action intégrale implicite.

Le mécanisme d'adaptation est un simple gain unitaire. Les grandeurs mesurées ne sont pas utilisées directement dans la commande ($y_{mes}=0$). On garde cette entrée dans un souci d'homogénéité avec les autres types de commande.

La commande (voir **Annexe 1**) est un correcteur (l'inverse de la partie inversible du processus) augmentée d'un filtre. Ce filtre est appelé « filtre de robustesse » par Morari, car il est l'élément qui contrôle la robustesse de la commande. On trouve bien la dualité performance - robustesse dans le réglage du seul paramètre de réglage de ce correcteur [35].

La CMI a été appliquée à la commande des machines synchrones et asynchrones [36] et dans les convertisseurs statiques de puissance [37].

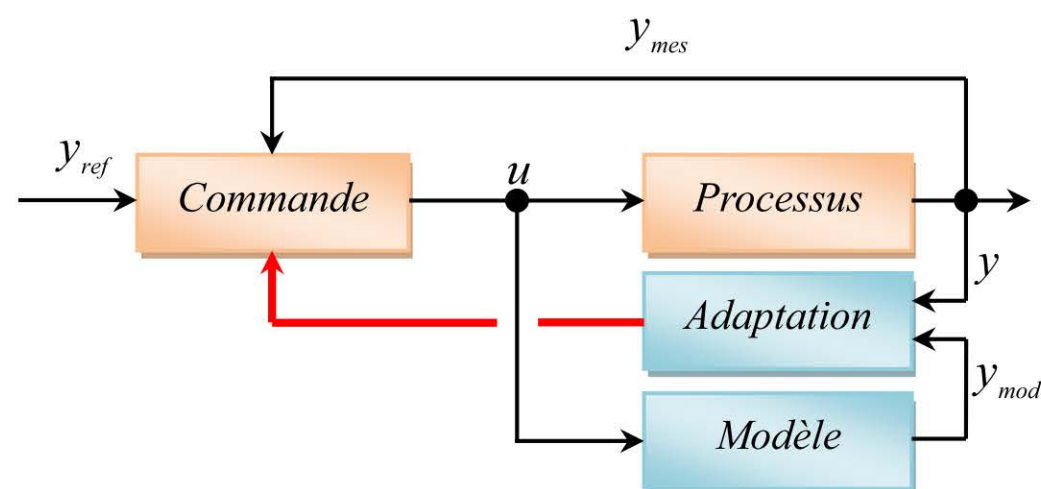


Fig. 1.6 : Exemple de commande à modèle interne

1.4.1.4 Commande à modèle de comportement (CMC)

En utilisant la même représentation à quatre blocs, le principe de la CMC est illustré par la Figure 1.7 :

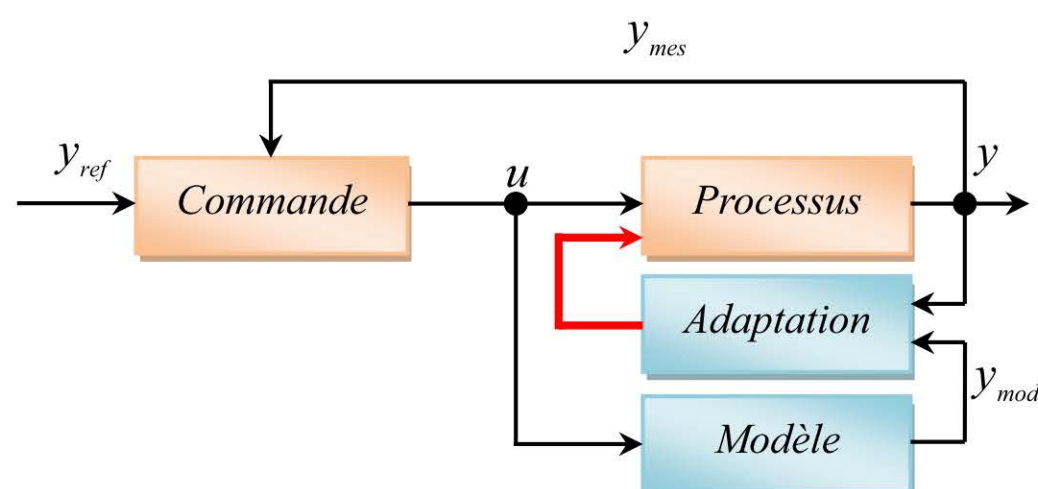


Fig. 1.7 : Exemple de commande à modèle de comportement

L'idée est d'exploiter l'écart entre le modèle et le processus pour modifier les actions du processus réel afin de le « forcer » à suivre le modèle. Ainsi, on rend robuste la représentation du processus.

Le bloc d'adaptation traite l'écart de comportement et élabore une action corrective alors superposée à la grandeur d'entrée commune au modèle et au processus. Il faut remarquer que cette action agit seulement au niveau du processus et pas au niveau du modèle.

L'algorithme du bloc d'adaptation doit faire converger vers zéro l'écart de comportement en toutes circonstances, ce qui a bien pour effet de rendre l'évolution du processus conforme à son modèle. Toute perturbation, variation paramétrique et perturbation externe, doit voir son effet sinon annulé au moins fortement limité. Alors la commande sera nécessairement robuste et présentera toutes les performances souhaitées en terme de stabilité et de précision pour tout point de fonctionnement. Toutefois, le concept de robustesse se trouve dans la représentation du processus et non dans l'asservissement des trajectoires de sortie.

Sur le choix du modèle il y a plusieurs options, mais la plus courante est celle d'un modèle stationnaire, linéaire, à dynamique proche de celle du processus, même dans le cas des systèmes non-linéaires.

Cette commande a été implicitement appliquée à la commande de machines synchrones [38] et asynchrones [39] pour prendre en compte le couple résistant, mais plus explicitement pour la commande des axes souples [40]. La commande d'une machine à courant continu a aussi été rendue robuste à l'aide de la CMC [41].

De la même manière cette commande s'applique dans le domaine des commandes de processus non-linéaires, comportant notamment des éléments électromagnétiques [42] ou mécaniques [43] (cas du contact roue - rail dans une application de traction ferroviaire).

1.4.2 Autres types de commandes

Une des commandes bien connue pour sa grande robustesse est la commande par modes glissants [44]. Son principe est illustré par la Figure 1.8

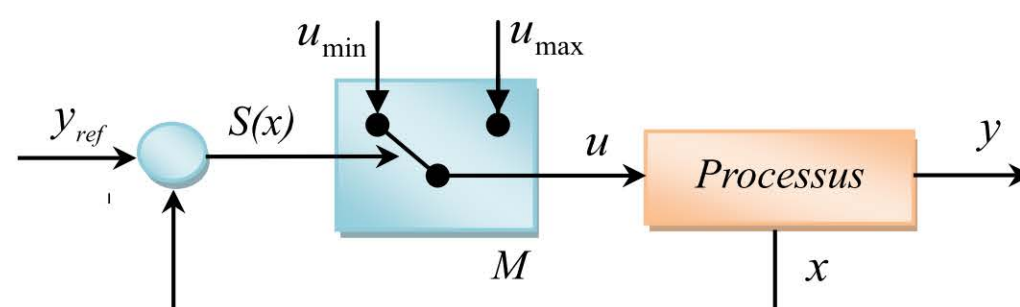


Fig. 1.8 : Principe de la commande par modes glissants

La sortie de la commande u est discrète, le niveau $\{u_{min}, u_{max}\}$ à l'entrée du processus est une fonction du signe de la fonction de commutation $S(x)$. Cette fonction dépend d'un état du processus et, dans la plupart des cas, elle correspond à un polynôme de 1^{er} ou 2^{ème} ordre.

Le processus est ainsi forcé à glisser sur une trajectoire dans l'espace d'état, malgré les variations paramétriques ou certaines perturbations externes.

L'inconvénient de cette commande est la fréquence de commutation du modulateur M . Elle n'est ni constante ni bornée. Parmi les différentes solutions qui permettent de contourner ce problème on rappelle l'injection d'un signal de synchronisation dans le modulateur ou l'utilisation d'un oscillateur [45].

Une autre commande, moins utilisée, est la commande multialgorithmique. Par commande multialgorithmique on comprend la commutation d'un algorithme de commande vers un autre ; une telle solution est souvent utile pour de larges plages de fonctionnement. Une logique de commande « supervise » ce passage. Par exemple, dans [27] un estimateur est utilisé en basse fréquence pour la reconstruction du flux rotorique de la machine asynchrone, et un autre est utilisé en haute fréquence. Ce passage est « géré » par un correcteur PI. Mais d'autres types de logique de supervision peuvent être utilisés, comme la logique floue ou les réseaux neuronaux en optimisation [46].

Plus utilisée en robotique et pour la commande des systèmes multivariables, la commande linéaire quadratique (LQ) est moins utilisée dans le « milieu électrotechnicien ». Des commandes robustes apparentées sont la commande LQG, l'optimisation H_2 ou H_∞ , la μ -analyse et la μ -synthèse [47].

Toutes ces commandes sont de type retour d'état. Un « problème standard » [48] est illustré à la Figure 1.9. Mathématiquement, le problème de la commande peut se définir comme la recherche d'un régulateur K qui annule, borne ou minimise les écarts z (entre les consignes et les grandeurs à contrôler). K doit rendre le système H stable et minimal au sens d'une norme (dans un sens à préciser).

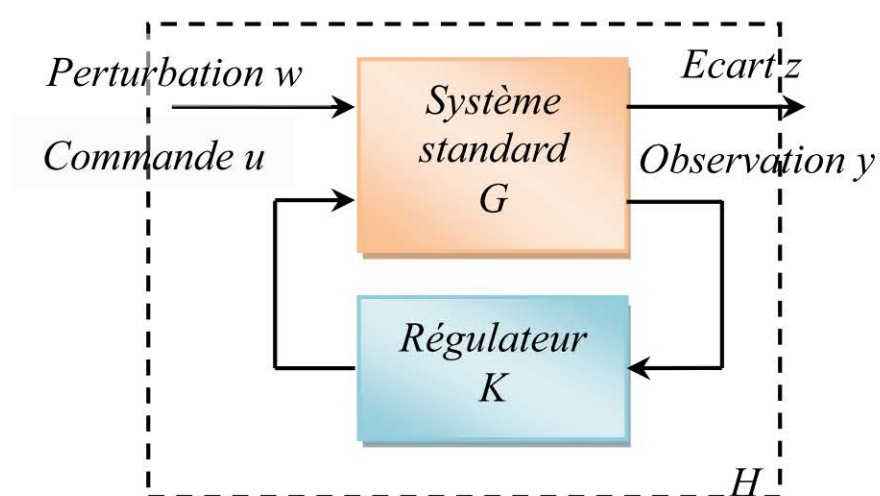


Fig. 1.9 : Le problème standard en automatique

Très utilisées en automatique, les commandes robustes cherchent plutôt à considérer la robustesse de la stabilité et pas spécialement la robustesse en performances au sens paramétrique [49].

1.5 CONCLUSION, OBJECTIFS ET MOTIVATIONS DE NOTRE TRAVAIL

Les divers outils de modélisation et de commande classique ont tous fait leurs preuves pour la commande des systèmes électromécaniques. Néanmoins, la majorité de ces systèmes sont composés de sous-processus continus (moteurs, systèmes de freinage) qui sont démarrés, reconfigurés et arrêtés par une commande logique, à états discrets (commutateur de puissance, ordinateur, automate programmable).

L'évolution d'un système électromécanique réel est donc à la fois continue et événementielle. Les tendances nouvelles d'exploitation proche des limites de fonctionnement et la complexité naturelle de ces systèmes nécessitent de développer de nouvelles approches et méthodes d'analyse et de commande. Ainsi, dans [50] les auteurs ont développé une commande d'un ensemble MSAP-onduleur, nommée «commande hybride», dans le sens où, le comportement « discret » de l'onduleur de tension triphasé et le comportement « continu » de la machine sont pris en compte de manière unifiée. Cette commande a été améliorée par la suite dans [51]. Pour le même système d'autres commandes hybrides ont aussi été développées comme dans ([52]; [53]) où, à chaque période d'application, la commande appliquée directement sur les interrupteurs de l'onduleur est déterminée par optimisation d'un critère local. Ce critère, qui est fonction de l'état réel du système, détermine laquelle des 2^n combinaisons d'état des interrupteurs sera appliquée pendant la période suivante. Il donne de bonnes performances sur différents types de machines synchrones, d'un onduleur multiniveaux, et même, dans un autre domaine pour des actionneurs électropneumatiques [54]. Dans [55], K. Benmansour a proposé une modélisation hybride d'un convertisseur série à cellules de commutation imbriquées. Il a mis en évidence le fonctionnement de cette structure hybride en utilisant le modèle des différents modes en choisissant une loi de commutation et en imposant des conditions de transition assurant la stabilité et la sûreté du convertisseur. Les résultats obtenus ont été jugés très satisfaisants. Ainsi, l'objectif principal de la thèse est d'apporter notre contribution à l'application de ces approches hybrides pour la commande des systèmes électromécaniques. La prise en compte des aspects dynamiques hybrides dans les problèmes de commande des systèmes électromécaniques est très récente, quelques années seulement. De même, les méthodologies issues de l'automatique hybride sont relativement jeunes et si les résultats sont nombreux dans le domaine de la modélisation et de la simulation, l'émergence de techniques de commande hybride est prometteuse.

Ces considérations ont constitué une motivation forte pour entreprendre ce travail de recherche. C'est à la rencontre de ces nouveaux besoins et de ces nouvelles méthodologies que notre sujet est né.

Chapitre - 2

Présentation des systèmes dynamiques hybrides

2.1 INTRODUCTION

D'une façon générale, un Système Dynamique Hybride (SDH) est un système qui comporte plusieurs dynamiques de natures différentes. Le terme Dynamique signifie qu'il y a une évolution dans le temps du système. Le terme Hybride spécifie que ces évolutions sont du type continu et événementiel. Traditionnellement, les phénomènes physiques sont décrits par des modèles mathématiques qui utilisent :

- des variables continues si la nature de l'état qui caractérise le système évolue dans un intervalle de nombres réels, on parlera de système à dynamique continue où le temps est une variable continue;
- des variables discrètes ou symboliques si l'état est élément d'un ensemble fini caractérisant l'évolution par événements de l'état du système, on parlera de Système à Evénements Discrets (SED).

Un Système à dynamique continue est modélisé par un ensemble d'équations différentielles où le temps est une variable continue. L'évolution d'un Système à temps discret est représenté par un ensemble d'équations aux différences dans lequel le temps est une variable discrète (échantillonnée). Un Système à événements discrets évolue de façon asynchrone en fonction de changements discret appelés événements. Deux types de modèles sont à distinguer: les modèles non temporisés où seul l'ordre d'occurrence des événements intervient ; et les modèles temporisés où la variable temps de nature discrète ou continue sert d'horloge sur laquelle est synchronisée l'occurrence des événements. Dans la plupart des cas, la nature du modèle à utiliser pour décrire un système s'impose par les phénomènes physiques qui régissent son fonctionnement et les conditions dans lesquelles il évolue. Les Systèmes Dynamiques Hybrides auxquels nous nous intéressons pourront être décrits par des modèles nécessitant à la fois des variables d'état continues et événementielles. Les variables continues, utiles pour représenter les dynamiques continues par des équations différentielles, peuvent illustrer des phénomènes correspondant à des évolutions de température, de concentration ou encore de volume... Un changement de comportement d'un procédé peut se traduire par une discontinuité de l'évolution continue de la variable mesurée. Pour marquer cette discontinuité, il peut être intéressant de distinguer ces deux évolutions en associant à chacune d'elles une variable discrète. La présence d'un capteur à l'emplacement d'une discontinuité la rend naturelle dans la modélisation.

Ces indicateurs signalent par une variable symbolique si l'état considéré est en dessous

ou en dessus de la valeur marquée. De plus, pour être capable d'intégrer les actionneurs discrets dans le procédé complet, sont utilisés des événements signifiant un changement d'état d'un tel composant. Ainsi le présent chapitre consiste en une brève introduction aux systèmes hybrides. L'ambition n'est nullement de répertorier tous les modèles disponibles, mais de donner un aperçu général de la richesse de ces systèmes.

2.2 PHENOMENES HYBRIDES :

La nature Hybride d'un système peut être inhérente aux phénomènes physiques qui le régissent. Un certain nombre de phénomènes physiques considérés comme hybrides ont été regroupés, dans des travaux antérieurs [56], en quatre catégories principales traduisant leur influence sur les modèles mathématiques utilisés pour décrire les différentes classes de systèmes. Rappelons brièvement que l'évolution d'un Système à dynamique continue est définie par un ensemble d'équations différentielles de la forme $\dot{x} = f(x,t)$, où $f(x,t)$ est appelé champ de vecteur avec $x(\cdot)$, l'état du système, et t , le temps, qui sont des variables continues.

- **Une commutation autonome** caractérise un phénomène où le champ de vecteur $f(x,t)$ change de façon discontinue quand l'état $x(\cdot)$ heurte certaines frontières. C'est le cas d'un système à hystérésis.
- **Un saut autonome** est un phénomène où l'état $x(\cdot)$ saute de façon discontinue lorsqu'il atteint certaines régions de l'espace. Ce phénomène peut être observé lors de l'évolution de la trajectoire d'une boule de billard heurtant les bandes du tapis ou d'une balle en chute libre rebondissant sur le sol de façon élastique [57].
- **Une commutation contrôlée** traduit un phénomène où le champ de vecteur $f(x,t)$ change de façon discontinue et instantanée en réponse à une entrée de commande.
- **Un saut contrôlé** décrit un changement discontinu de la valeur de l'état $x(\cdot)$ en réponse à une entrée de commande.

2.2.1 Exemples de phénomènes hybrides :

Une boîte de vitesse automatique est un exemple de système complexe où sont présents les différents déclenchements et actions des phénomènes hybrides présentés ci-dessus.

On considère, pour simplifier, que ce système possède comme variables discrètes trois vitesses : $v1$, $v2$ et $v3$ et deux modes de conduite : Ville avec les vitesses autorisées $v1$, $v2$ et Route où toutes les vitesses sont disponibles.

Le nombre de tours par minute du moteur noté $N(t)$ est la variable continue du système dont la dynamique est représentée par une équation différentielle.

Le passage d'une vitesse à une autre, lorsque la variable continue $N(t)$ atteint certaines valeurs, correspond à un phénomène hybride déclenché de manière autonome. Tandis que le

passage d'un mode de conduite à un autre est décidé par le conducteur, cela correspond à un phénomène hybride contrôlé.

Ces deux phénomènes agissent sur la variable continue $N(t)$; en effet lorsqu'on change de vitesse le nombre de tours par minute du moteur est réinitialisé, on a un saut de l'état. De plus, à chaque vitesse correspond une dynamique différente, on a donc également une commutation de modèle. [58]

2.3 QUELQUES EXEMPLES DE PROCÉDES HYBRIDES

Dans cette partie du chapitre, nous allons présenter quelques applications qui permettent de mieux saisir la nature hybride des systèmes étudiés, c'est-à-dire les interactions qui existent entre les phénomènes continus et discrets et de mettre en évidence différentes classes de SDH. Ces exemples sont issus des domaines les plus variés, tels que le génie des procédés ou l'électrotechnique.

2.3.1 Exemple 1 : Régulation de température.

Dans cet exemple nous avons choisi un système de régulation de température à base d'un thermostat, exemple simple et classique de SDH. En effet, de nombreuses approches proposées pour la description et l'analyse des SDH sont souvent illustrées à l'aide d'un système dont la fonction est de maintenir constante la température d'un local. Un thermostat d'ambiance est placé dans un local approprié, dit témoin. Son rôle est de maintenir la température de ce local constante.

Le régulateur de température utilisé est un thermostat d'ambiance (Fig. 2.1) à action tout ou rien équipé d'une résistance anticipatrice R . Quand la température du local témoin varie, les deux bandes de métal, qui forment le bilame, se dilatent ou se contractent en fonction de la consigne et ceci provoque l'ouverture ou la fermeture de l'interrupteur c . Pour une température inférieure à la consigne, le bilame se contracte et ferme l'interrupteur c . Ainsi, la résistance R est alimentée et commence à chauffer l'environnement du bilame. En même temps, un signal, constitué par le courant qui traverse la résistance, est envoyé vers l'organe de commande, c'est-à-dire que le brûleur est alimenté en gaz.

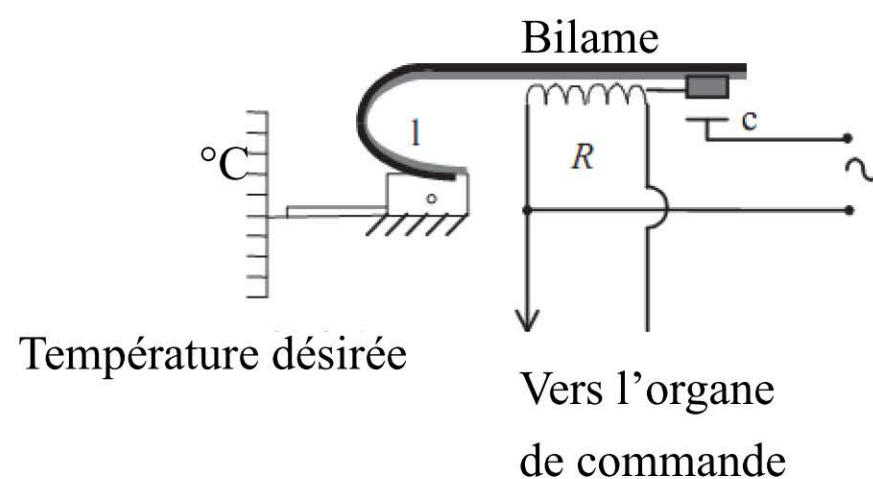


Fig. 2.1 : Schéma fonctionnel d'un thermostat d'ambiance à action tout-ou-rien équipé d'une résistance anticipatrice R .

La Figure 2.2 permet de comprendre le fonctionnement d'un tel système dans le cas d'une chaudière à gaz ou à fioul. Le thermostat d'ambiance (3) du local témoin pilote la marche ou l'arrêt du brûleur.

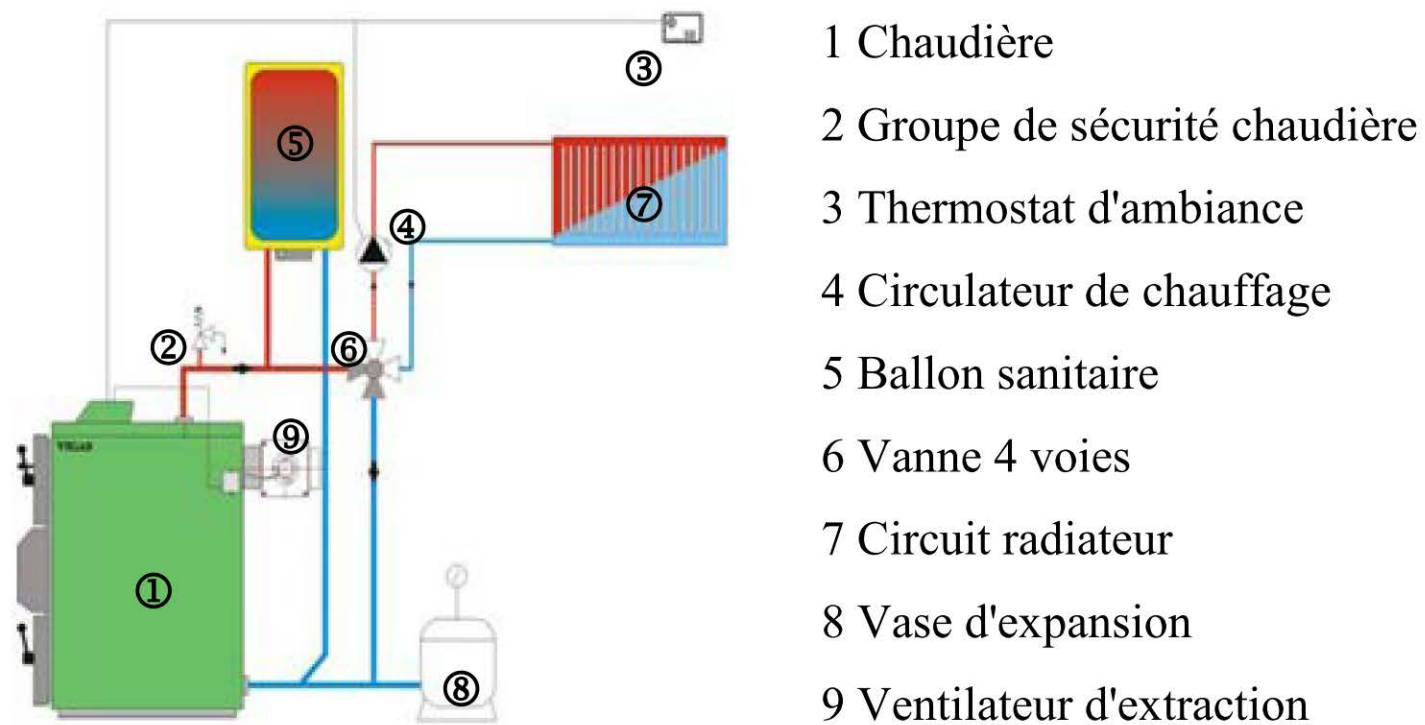


Fig. 2.2 : Schéma de principe de la régulation de température d'un chauffage à gaz ou à fioul en fonction des indications d'un thermostat à anticipation.

La variable discrète q , de type tout-ou-rien, prend ses valeurs en fonction des deux seuils de température θ_{t1} et θ_{t2} , fixés comme limites inférieure et supérieure. Les variations de la température de la pièce θ_p et de la variable q sont représentées sur la Figure 2.3.

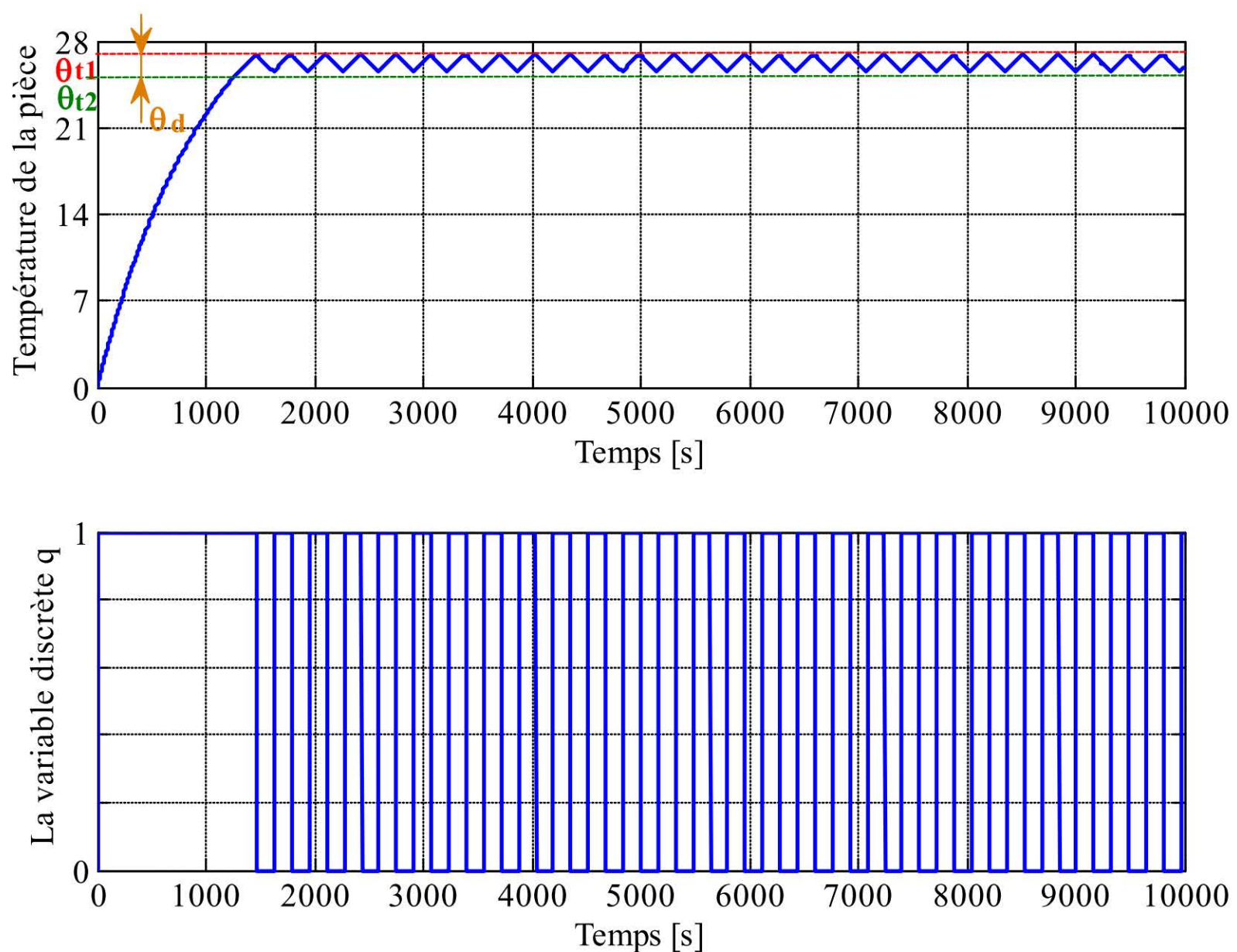


Fig. 2.3: Comportement dans le temps de la boucle de réglage.

Les variations importantes de température, qui sont dues à l'inertie thermique du dispositif, sont diminuées par l'emploi de la résistance R qui permet un réchauffage par anticipation du thermostat. Ceci limite le dépassement du différentiel statique, θ_d . Le thermostat déclenche avant même que la température de consigne du local soit atteinte. Ainsi, les oscillations de la température sont fortement réduites, mais en contrepartie il y a augmentation de la fréquence de déclenchement.

Ce fonctionnement du thermostat est représenté sur la Figure 2.4. La variable discrète q commande l'arrêt et la mise en marche du chauffage selon une hystérésis.

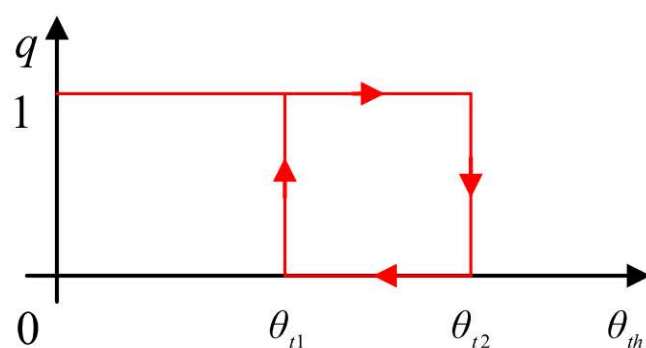


Fig. 2.4: Thermostat

Le phénomène hybride est déclenché uniquement lorsque le vecteur d'état continu $\theta(t)$ et plus précisément sa deuxième composante $\theta_{th}(t)$ atteint le seuil θ_{t1} avec $q(t) = 0$ et $\dot{\theta}_{th}(t) < 0$ et le seuil θ_{t2} avec $q(t) = 1$ et $\dot{\theta}_{th}(t) > 0$. De plus, cette fonction n'agit que sur la variable discrète $q(t)$; on a alors, un système dynamique hybride avec des commutations de modèle autonomes.

2.3.2 Exemple 2 : Unité de stockage de gaz

La Figure 2.5 donne le schéma d'une unité de stockage de gaz dans laquelle les vannes sont commandées par des événements et les variables continues sont des pressions et des débits. L'état discret des vannes détermine plusieurs configurations de fonctionnement, dont quatre seulement correspondent à un fonctionnement normal. Les autres ne respectent pas les contraintes de fonctionnement du système ou conduisent à des ruptures d'alimentation en gaz aux consommateurs. Aucune commutation autonome (sans l'intervention d'une commande) ne peut avoir lieu dans ce système.

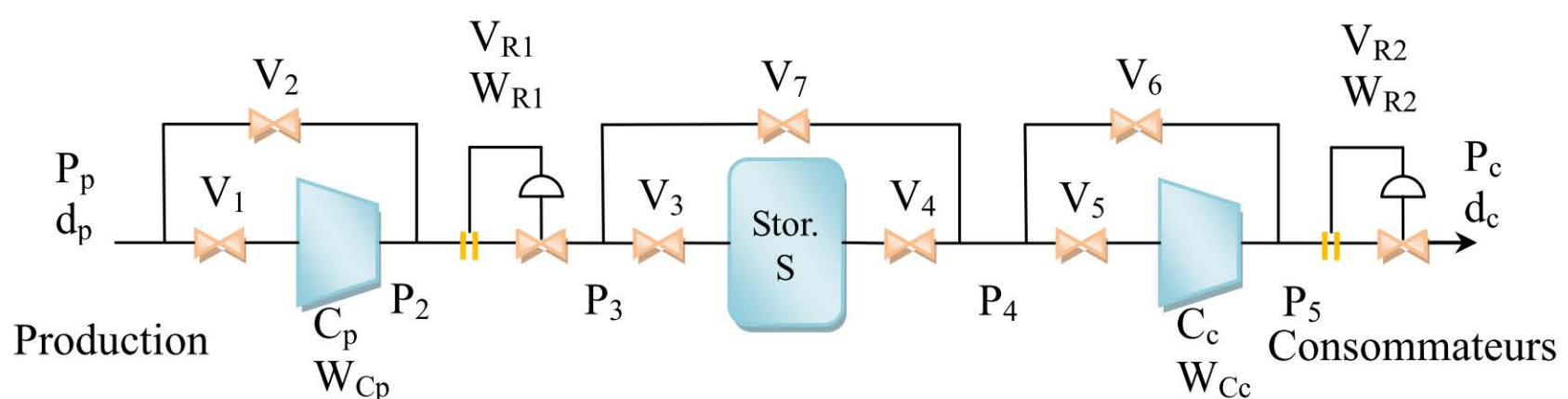


Fig. 2.5: Unité de stockage de gaz

Dans cette application, l'espace d'état continu par morceaux (état réel par exemple) des pressions et débits est partitionné, c'est-à-dire qu'un seul état discret (configuration) correspond à chaque état réel (schéma général Figure 2.6). Donc la connaissance de l'état réel du système suffit pour déterminer son état discret. L'enchaînement des configurations dans le temps n'est pas connu à priori. L'objectif est alors de concevoir et valider une commande du système qui garantisse le respect des contraintes sur les débits et pressions, ainsi que la satisfaction des besoins des consommateurs.

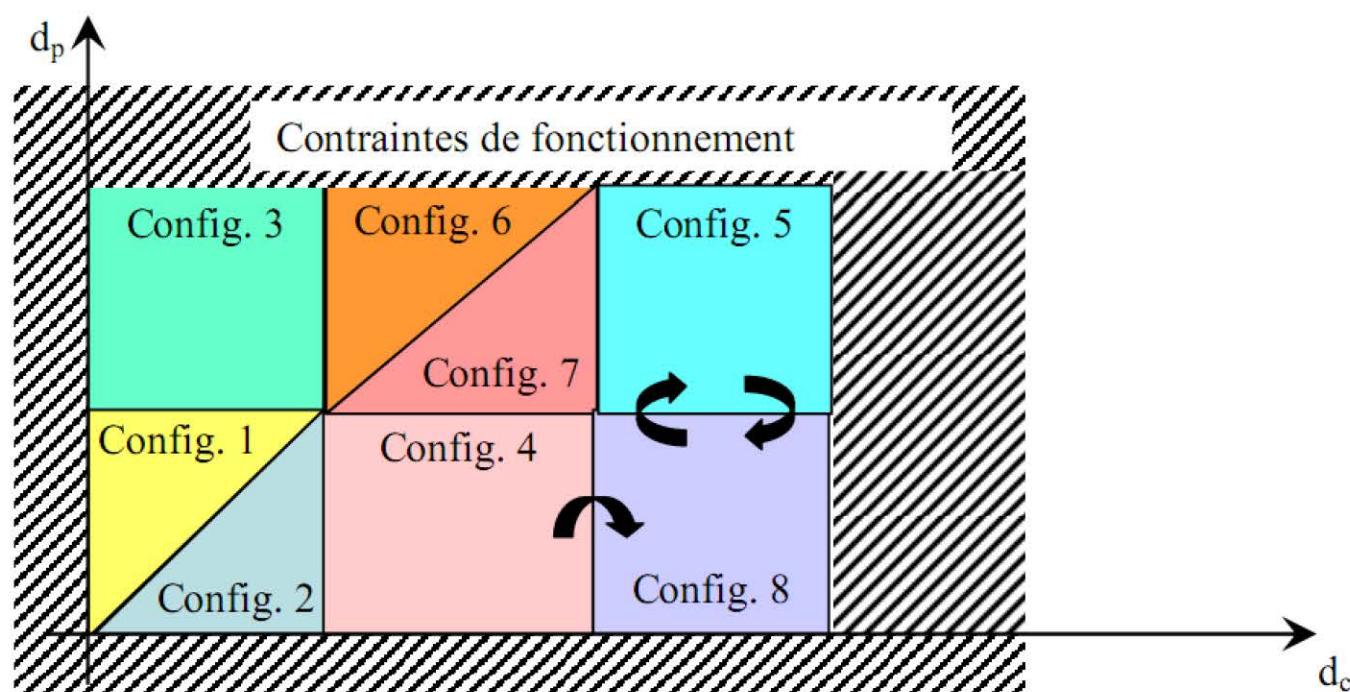


Fig. 2.6 : Exemple général d'espace d'état réel de dimension 2 partitionné

2.3.3 Exemple 3 : Commande des machines

Dans cet exemple, on s'intéresse au comportement de l'ensemble convertisseur-machine. Sur la Figure 2.7 les tensions électriques alimentant la machine peuvent s'exprimer sous forme d'équations différentielles ordinaires en fonction du courant présent dans les différentes phases. Il en est de même pour la position et la vitesse angulaire du rotor. Le moteur peut donc être modélisé de manière continue.

La commande de ce moteur est réalisée par un pont de Graetz composé d'un ensemble de six commutateurs. Les différentes combinaisons possibles de paires de commutateurs passants permettent d'obtenir six différentes orientations du champ statorique, ce qui permet d'obtenir une rotation du rotor, modifiant ainsi les tensions et courants du stator qui peuvent provoquer le blocage d'un commutateur.

La commande de l'allumage des commutateurs est donc une commande de nature discrète. Elle permet de contrôler les différentes valeurs continues que sont les courants, les tensions, la position et la vitesse angulaire. Comme nous l'avons vu, ces variables continues influencent l'état de la commande. L'ensemble convertisseur-machine se comporte donc comme un système à dynamique hybride car il est composé de variables continues et discrètes qui interagissent les unes sur les autres [59]-[61].

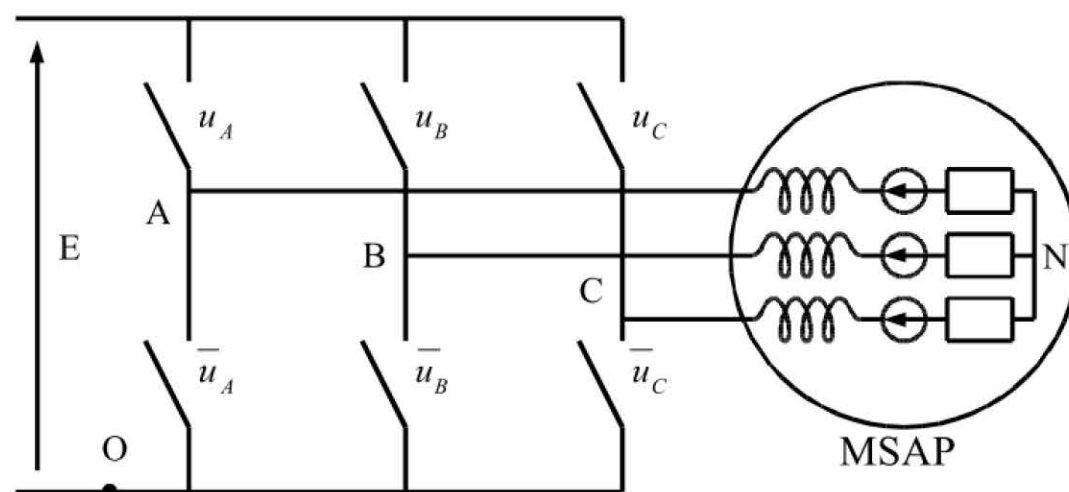


Fig. 2.7: Schéma simplifié d'un ensemble onduleur-MSAP

2.4 MODELISATION DES SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES

Dans la littérature, les systèmes dynamiques hybrides sont le plus souvent modélisés selon une approche discrète ou événementielle. L'approche événementielle, comme son nom l'indique, consiste à approximer les dynamiques continues de façon à ce que le système hybride soit représenté uniquement par les événements qui le caractérisent. Dans une première partie (§2.4.1), nous présentons un principe de modélisation événementielle d'un procédé continu. Dans le paragraphe 2.4.2 nous présentons des méthodes de modélisation axées sur une approche essentiellement continue, puis nous détaillons (§2.4.3) une approche dite combinée dans la mesure où elle tient compte à la fois des informations continues et discrètes dans une même structure.

2.4.1 Approche de modélisation événementielle

Avoir une approche purement discrète pour modéliser les systèmes hybrides consiste à supprimer les dynamiques continues ou à faire une approximation de l'évolution continue par une évolution événementielle. Dans [62], les auteurs montrent comment un système de commande hybride peut être représenté par l'interaction de deux systèmes à événements discrets comme l'illustre la Figure 2.8, où l'un des SED est le contrôleur et l'autre représente le procédé et l'interface combinés. Cette approche permet, comme le montrent les auteurs, de se rapprocher d'un problème de supervision discrète dont l'analyse peut être réalisée selon la théorie de Ramadge et Wonham (R\W) [1]. Dans la classe de systèmes hybrides considérée, les dynamiques continues sont modélisées par un ensemble d'équations différentielles de la forme $\dot{x} = f(x, u)$, avec $x \in \mathcal{R}^n$ et $u \in \mathcal{R}^m$. C'est cette évolution continue qu'il faut approximer par un système à événements discrets. Dans la suite nous présentons les différents éléments qui composent le schéma de la Figure 2.8.

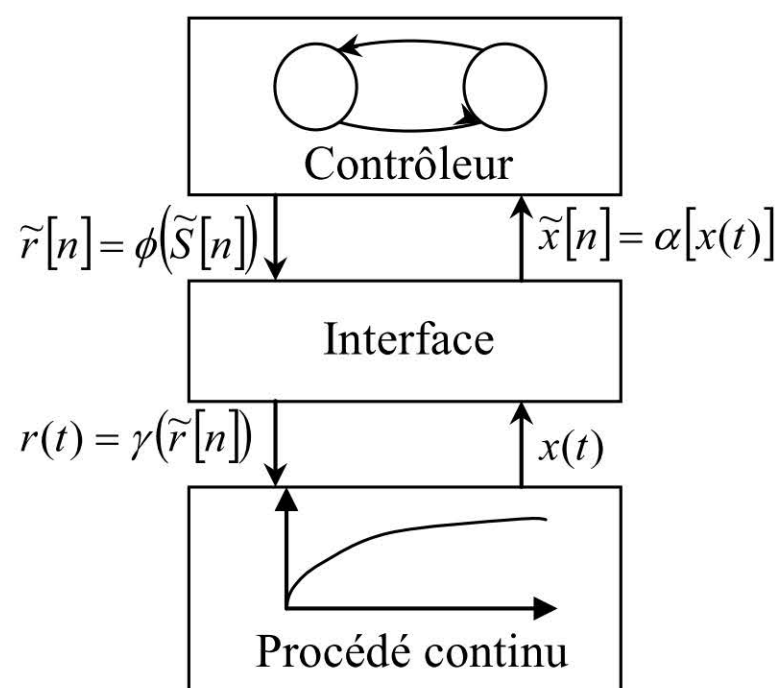


Fig. 2.8: Un système de commande hybride selon Antsaklis [62].

Le contrôleur

Le contrôleur est un système à événements discrets modélisé par un automate déterministe. Il reçoit, manipule et restitue les événements représentés par les symboles $\tilde{x}[n]$.

L'automate déterministe modélisant le contrôleur est donné par la structure $\{\tilde{S}, \tilde{X}, \tilde{R}, \delta, \phi\}$ où:

- \tilde{S} est l'ensemble des états,
- \tilde{X} est l'ensemble des symboles générés par le procédé,
- \tilde{R} est l'ensemble des symboles générés par le contrôleur,
- $\delta: \tilde{S} \times \tilde{X} \rightarrow \tilde{S}$ est la fonction de transition d'état,
- $\phi: \tilde{S} \rightarrow \tilde{R}$ est la fonction de sortie.

Remarque 1 Le système à événements discrets ainsi modélisé s'apparente à une machine de Moore. Une machine de Moore est un automate déterministe pour lequel la sortie peut prendre une valeur dans un ensemble fini de grandeurs discrètes.

Les équations d'évolution du contrôleur sont données par:

$$\begin{aligned} \tilde{S}[n] &= \delta(\tilde{S}[n-1], \tilde{x}[n]) \\ \tilde{r}[n] &= \phi(\tilde{S}[n]) \end{aligned} \quad (2.1)$$

où n est l'instant d'occurrence des événements.

L'interface

Le but de l'interface est de générer des événements fournissant à la partie discrète une information provenant de l'évolution continue du système, et inversement, de donner des

informations au procédé provenant du contrôleur. L'interface est donc constituée de deux sous-systèmes: un générateur d'événements qui surveille la sortie $x(t)$ du procédé continu pour générer les événements $\tilde{x}[n]$, et l'actionneur dont le but est de transformer les commandes symboliques $\tilde{r}[n]$ provenant du contrôleur en signal $r(t)$ constant par morceau pour l'entrée de commande du procédé.

• **Le générateur d'événements**

Le générateur d'événements est défini par l'application $\alpha: \mathfrak{R}^n \times \mathfrak{R} \rightarrow \tilde{X}$. La difficulté est de déterminer quand un symbole du procédé doit être généré et quel symbole $\tilde{x}[n]$ doit être transmis au contrôleur. Antsaklis et al [62] résolvent ce problème en introduisant un ensemble de fonctions h_i définies sur l'espace d'état du procédé continu:

$$h_i: \mathfrak{R}^n \times \mathfrak{R}, i \in I \quad (2.2)$$

Un événement se produit lorsque l'état du procédé traverse l'une de ces frontières h_i , c'est à dire lorsque la condition suivante est vérifiée :

$$\exists i \in I \text{ tel que } h_i(x(t)) = 0 \text{ et } \frac{d}{dt} h_i(x) \neq 0 \quad (2.3)$$

En d'autres termes, l'interface partitionne l'espace d'état continu en régions dépendant des spécifications du système, et délimitées par les frontières h_i .

• **L'actionneur**

L'actionneur est défini par l'application $\gamma: \tilde{R} \rightarrow \mathfrak{R}^m$. L'entrée du procédé est un signal $r(t)$ constant par morceau qui ne change que lorsqu'il y a un symbole $\tilde{r}[n]$ provenant du contrôleur.

2.4.1.1 Le modèle discret du procédé continu

L'approche purement discrète consiste à associer le procédé continu et l'interface. Le système à événements discrets qui représente cette association est appelé modèle discret du procédé continu. Modéliser le système de cette façon permet d'appliquer à cette classe de systèmes hybrides les techniques développées pour l'analyse des SED. Le problème de commande est ainsi transformé en un problème d'interaction entre deux SED.

L'automate qui modélise l'association du procédé et de l'interface est défini par la structure $\{\tilde{P}, \tilde{X}, \tilde{R}, \psi, \lambda\}$ où:

- \tilde{P} est l'ensemble des états,
- $\psi: \tilde{P} \times \tilde{R} \rightarrow 2^{\tilde{P}}$ est la relation de transition d'état,

- $\lambda : \tilde{P} \times \tilde{P} \rightarrow 2^{\tilde{X}}$ est la relation de sortie.

L'évolution de l'automate est décrite par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} \tilde{p}[n+1] &= \psi(\tilde{p}[n], \tilde{r}[n]) \\ \tilde{x}[n] &\in \lambda(\tilde{p}[n-1], \tilde{p}[n]) \end{aligned} \quad (2.4)$$

A chacune des régions de l'espace d'état continu est associé un état discret \tilde{p} . A chaque franchissement de frontière définissant la partition est associé un symbole du procédé. Le comportement de l'automate modélisant le procédé continu est caractérisé par l'ensemble des séquences de symboles qu'il peut générer. Le problème majeur rencontré dans cette méthode est que l'automate construit est souvent non déterministe. La partition arbitraire de l'espace d'état peut également engendrer une mauvaise "capture" des dynamiques continues. Le générateur doit accomplir deux objectifs : il doit donner au contrôleur suffisamment d'information pour identifier si l'état courant est ou non dans une région " acceptable", et pour permettre au contrôleur de commander le procédé dans une région " acceptable».

Dans la littérature, sont proposées de nombreuses méthodes de modélisation des systèmes hybrides utilisant une approche événementielle basée sur les mêmes principes que celle que nous venons de présenter. Notamment dans [63], un "système hybride" consiste en l'interaction d'un procédé continu (sous forme d'équations différentielles) sujet à des perturbations et d'un réseau d'automate séquentiel. Le nom de "commande hybride" est donné pour la commande d'un procédé continu par des automates à états finis comme le montre la Figure 2.9.

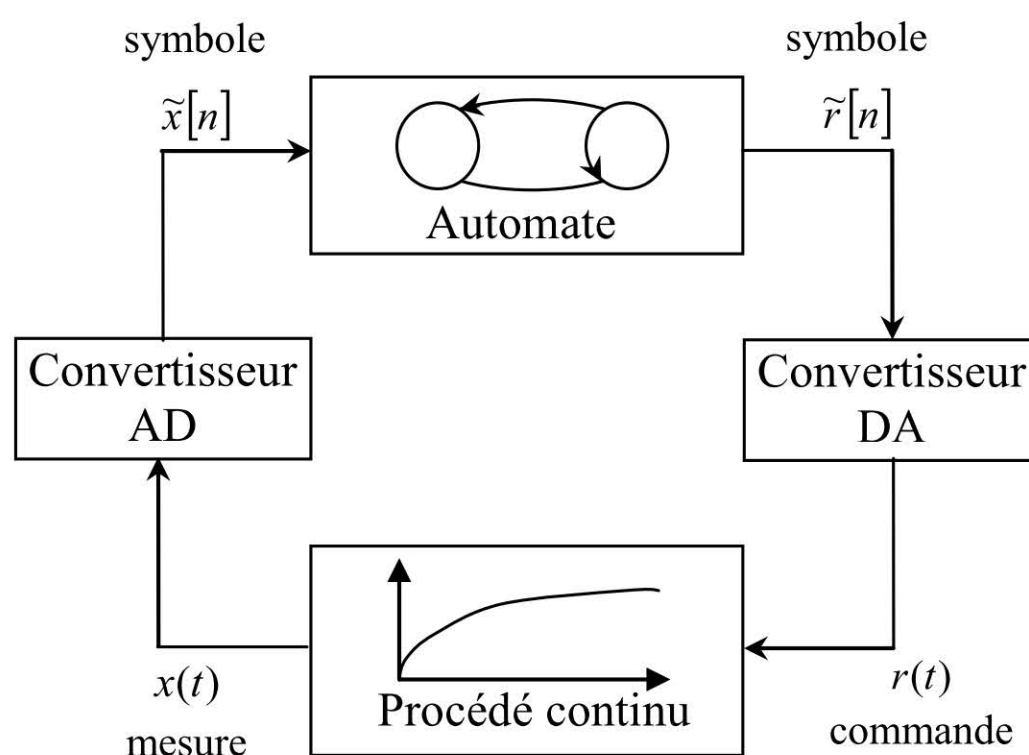


Fig. 2.9: Commande hybride selon Kohn/Nerode [63].

L'interface se trouve sous forme de convertisseur analogique/numérique pour convertir les mesures continues en symboles constituant le langage d'entrée de l'automate, qui génère en sortie des symboles de commande convertis en commandes continues par morceau appliquées en entrée du procédé. Cette approche, comme la précédente, repose sur le principe de découpage de l'espace d'état continu de façon "raisonnable" en plaçant des capteurs de mesures aux points singuliers du système.

Ce problème de non déterminisme de la trajectoire qualitative d'un système dynamique, qui oblige à utiliser un automate non déterministe comme représentation appropriée d'une description qualitative est également souligné dans [64]. Dans [65], est considérée une classe de systèmes hybrides correspondant à un système continu interagissant avec un système décisionnel. Le modèle de système hybride proposé dans cet article est basé sur une structure événementielle. Cette structure événementielle est chargée de gouverner le flux d'informations entre et à l'intérieur des deux éléments qui composent la classe de systèmes considérée.

2.4.2 Approche de modélisation continue

L'approche continue pour la modélisation des systèmes dynamiques hybrides consiste à approximer les dynamiques discrètes, comme nous venons de l'introduire, en utilisant des équations différentielles pour simuler les automates à états finis. L'idée est qu'en utilisant une approche unifiée dans le domaine des systèmes continus, où les théories sont bien établies, les questions de stabilité de commandabilité et d'observabilité pourront être étudiées selon les théories classiques.

2.4.2.1 Introduction d'une variable "compteur"

Une étude reposant sur le principe de modélisation d'un système hybride par une approche continue est présentée dans [66]. Dans ce travail les auteurs étudient la modélisation d'une classe de systèmes qui a comme entrées d'une part des fonctions continues et d'autre part des chaînes de symboles, et dont les sorties se trouvent également sous la forme de chaînes de symboles et de valeurs réelles. L'idée correspond à un échantillonnage en temps régulier comme est définie la notion d'événement dans [65]. Le modèle est proposé sous forme d'équations aux différences.

$$\begin{aligned}x(k+1) &= f(x(k), u(k)) \\ y(k) &= h(x(k))\end{aligned}\tag{2.5}$$

Dans la théorie des automates, la variable $x(k)$ sera contrainte à prendre ses valeurs dans un ensemble fini X , de même pour la variable de commande $u(k)$ qui trouvera ses valeurs

dans l'ensemble fini U . Cependant, dans le fonctionnement d'un automate, les symboles d'entrées sont lus les uns après les autres mais le temps "physique" ne joue aucun rôle. Les auteurs établissent certaines conditions nécessaires à l'utilisation de ce modèle pour décrire de façon significative le comportement d'un système. Notamment, il est nécessaire de donner une description temporelle de l'évolution d'un automate, de décrire les interactions entre les parties discrètes et continues du système, et de bien spécifier les équations d'évolution.

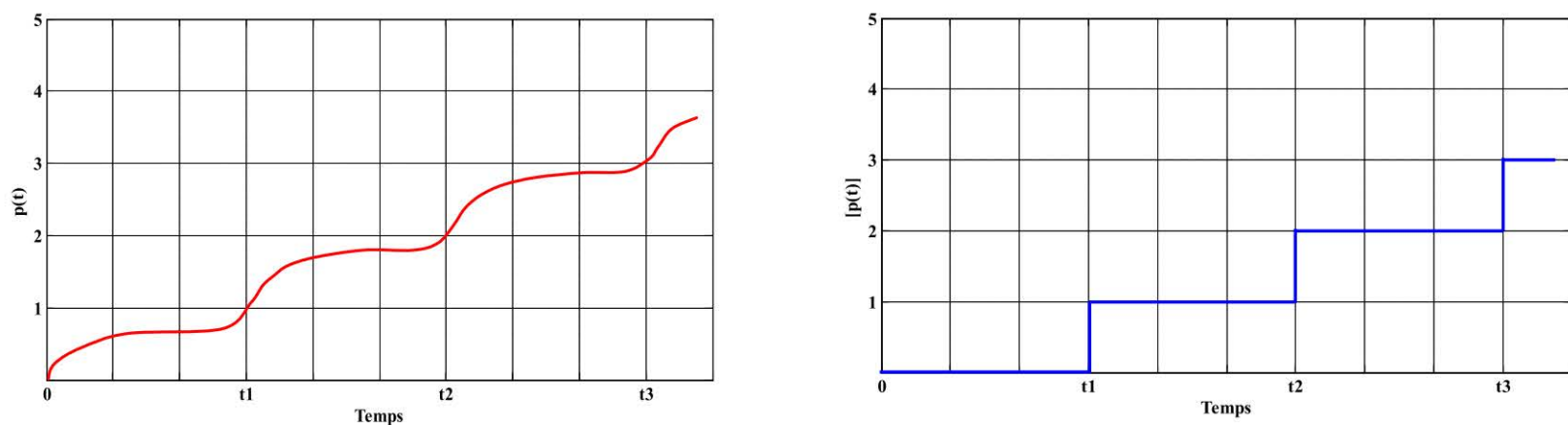


Fig. 2.10: Introduction d'un "compteur" p

C'est pourquoi, pour mixer des commandes continues et symboliques, est introduite une nouvelle variable p , illustrée sur la Figure 2.10, jouant le rôle d'un compteur. La commande continue $u(t)$ est exercée au temps t , $v_{\lfloor p \rfloor}^1$ représente le $p^{\text{ième}}$ symbole ou commande discrète qui est appliquée lorsque la variable p atteint une valeur entière. Le temps t_p où p passe par une valeur entière peut être interprété comme étant le temps d'événements discrets du système dynamique hybride. Les équations d'évolution du système sont :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x(t), u(t), z_{\lfloor p \rfloor}) \\ \dot{p}(t) &= r(x(t), u(t), z_{\lfloor p \rfloor}) \\ z_{\lfloor p \rfloor} &= v(x(t_p), z_{\lfloor p \rfloor}, v_{\lfloor p \rfloor}) \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} y(t) &= c(x(t), z_{\lfloor p \rfloor}) \\ \omega(t) &= h(y(t_p), z_{\lfloor p \rfloor}) \end{aligned} \quad (2.7)$$

avec

$$x \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^m, p \in \mathbb{R}, v \in V, z \in Z$$

$$f : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \times V \rightarrow \mathbb{R}^n$$

$$r : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \times V \rightarrow \mathbb{R}$$

$$v : \mathbb{R}^n \times Z \times V \rightarrow Z$$

La première équation illustre les dynamiques continues et la dernière décrit le processus symbolique du système. Ces dynamiques sont illustrées sur la Figure 2.11.

Le type de modèle proposé permet de décrire le fonctionnement de systèmes hybrides régis par des phénomènes de commutations autonomes et de commutations contrôlées suivant une logique de commande.

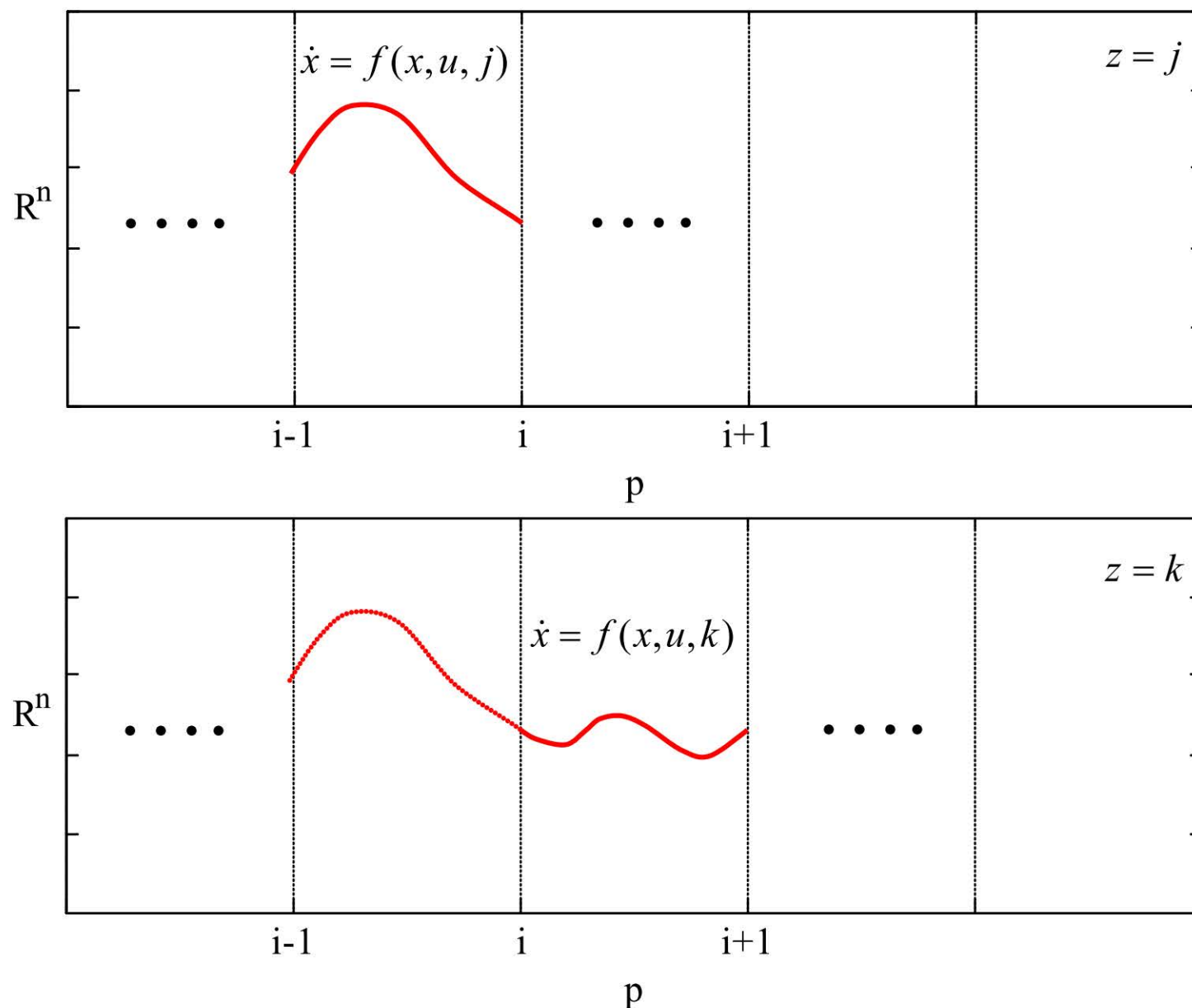


Fig. 2.11: Représentation des dynamiques dans le modèle de Brockett [66].

2.4.3 Approche de modélisation mixte

Dans les méthodes basées sur une approche continue, sont considérées des commutations de systèmes dynamiques. L'information concernant les événements discrets correspondant aux commutations entre les différents systèmes continus n'est pas clairement utilisée dans la structure du modèle. L'approche mixte repose sur la supposition que le fonctionnement d'un système hybride est une séquence de deux phases. La première étape correspond à une transformation d'état continu décrite en terme de paramètre représentant le temps écoulé durant cette phase. Dans la seconde étape, l'état est soumis à un changement discret instantané. La sémantique d'un tel modèle est basée sur une extension des graphes de transitions d'états.

2.4.3.1 Les automates hybrides

Un automate hybride [67] consiste en un ensemble de places et d'arcs entre chaque place. Les places sont les sommets d'un graphe. A chaque place est associée une inclusion différentielle, et chaque arc est étiqueté par une condition de transition, et une relation de saut ou de réinitialisation. A chaque instant, l'état de l'automate hybride est donné par la paire (l, x) où l est la place, $x \in \mathfrak{R}^n$ est l'état continu, et (l_0, x_0) est l'état initial. La trajectoire de l'automate évolue d'une part en fonction des changements instantanés de places et d'autre part en fonction de l'état continu évoluant suivant l'inclusion différentielle dans chaque place. En d'autres termes, la trajectoire est une succession d'évolutions continues entrecoupées de commutations correspondant à des changements discrets de l'état. Lorsque l'état continu satisfait la condition de franchissement d'un arc assurant la transition entre une place l et la place m , un saut peut avoir lieu dans la place m . Au moment d'un saut, l'état continu peut être réinitialisé à une nouvelle valeur y . Le nouvel état de l'automate est (m, y) . L'état continu y évolue ensuite suivant la nouvelle inclusion différentielle jusqu'au moment d'un autre saut, etc ...

La Figure 2.12 donne l'automate hybride modélisant un système thermostatique [57], dont le principe est de maintenir la température x d'une enceinte entre une température minimale m et une température maximale M . Dans la place l_0 , le thermostat est fermé tant que $x \succ m$ est vérifié; et dans la place l_1 , le thermostat est ouvert tant que $x \prec M$.

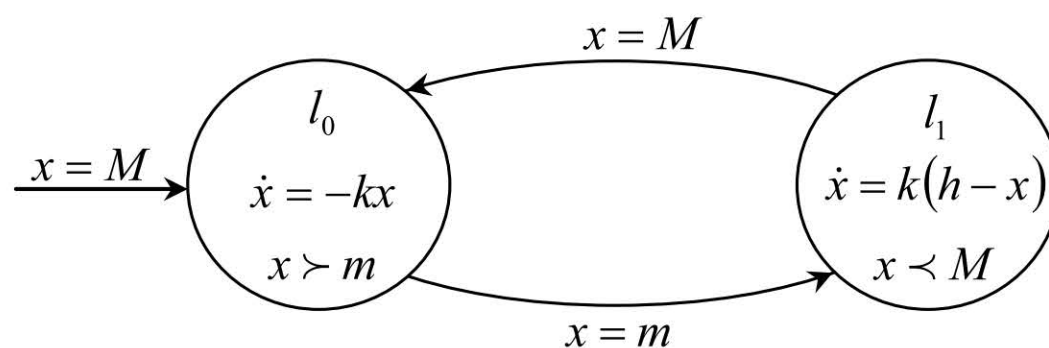


Fig. 2.12: Automate hybride modélisant un système thermostatique

Une condition de transition est donnée par la condition $g \subset \mathfrak{R}^n$. Un arc étiqueté par la relation g est franchissable lorsque l'état vérifie cette condition, $x \in g$. Une relation de saut est donnée par l'expression $j \subset \mathfrak{R}^n \times \mathfrak{R}^n$. Lorsque j est une relation d'identité, l'état continu ne change pas. Une inclusion différentielle est une équation de la forme $\dot{x} = f(x)$ ou $f(x) \subset \mathfrak{R}^n$.

Un automate hybride est donc défini par la structure $H = (L, D, E)$ où

- L est l'ensemble des places;
- $D: L \rightarrow \text{Inclusions différentielles}$ est l'application qui attribue une inclusion différentielle $D(l)$ à chaque place l ; et
- $E \subset L \times \text{Conditions de transitions} \times \text{relation de Sauts} \times L$ est l'ensemble des arcs. Un arc $e(l, g, j, m)$ est l'arc qui relie la place l à la place m sous la condition de transition g et la relation de saut j .

L'espace d'état d'un automate hybride est déterminé par $Q_H \subset L \times \mathbb{R}^n$. Le fonctionnement d'un automate hybride est défini par son graphe de transition. L'état $(l, x) \in Q_H$ d'un automate hybride évolue à la fois avec la place donnant l'état discret et en fonction de l'évolution de x suivant l'inclusion différentielle dans chaque place, ou par un saut d'une place à une autre. Les générateurs de l'automate hybride $H = (L, D, E)$ sont de structures $\sum = \text{Time} \cup \{d\}$. Le générateur $t \in \text{Time}$ fait évoluer l'état (l, x) vers l'état (l, y) pendant le temps t sans changement de place. Le générateur d occasionne un saut d'une place à une autre.

Dans la suite de son étude, A. Puri [68] approxime l'inclusion différentielle par une inclusion constante par morceau, ce qui lui permet de donner des propriétés utiles pour l'analyse de stabilité du modèle d'automate hybride. En particulier, il obtient une approximation de l'ensemble des états atteignables en un temps t depuis l'ensemble des états initiaux X_0 . A partir de là, il définit ce que sont les ensembles invariants des inclusions différentielles, les cycles limites et les ensembles attracteurs.

2.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les phénomènes hybrides avec quelques exemples qui permettent de mieux saisir la nature hybride des systèmes étudiés, aussi nous avons passé en revue les principales approches de modélisation des systèmes dynamiques hybrides. Parmi ces approches, l'approche mixte est celle qui considère les comportements continus et événementiels dans une même structure. L'avantage de cette approche est sa généralité, car elle ne fait pas d'hypothèse sur le type de phénomène à modéliser, laissant ainsi toute liberté à l'utilisateur pour construire son modèle. En particulier, elle n'impose pas des contraintes sur le type de systèmes à modéliser et peut être ainsi utilisée pour construire un modèle composé d'une partie correspondante à la partie opérative du système et d'une autre à la commande. Dans notre travail nous sommes particulièrement intéressés à l'approche consistant à modéliser le système par un automate hybride.

Pour conclure cette présentation des systèmes dynamiques hybrides, il est intéressant de préciser que ce thème de recherche est abordé par des communautés scientifiques d'origines différentes telles que des mathématiciens, des automaticiens ou encore des informaticiens.

Chapitre 3

Identification en vue de la Commande Hybride des systèmes électromécaniques

3.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous allons essayer d'aborder la commande des systèmes hybrides à commutation sous un point de vue radicalement différent du classique. Supposons que l'on ne dispose ni d'une description complète des sous dynamiques ni du signal de commutation, peut-on contrôler le système ?

Il est clair que pour développer un contrôle efficace, il faut une certaine connaissance des dynamiques. Une étape préalablement indispensable à la construction de la loi de commande va donc être une phase d'estimation de la dynamique active. Notons alors que pour ce faire, il est nécessaire d'étudier le comportement entrée/sortie du système. Or, pour mesurer la sortie de notre système, des capteurs sont requis, et donc les signaux que nous manipulons sont bruités. Si cette étape est réussie, alors on peut proposer un contrôle stabilisant.

Nous voyons ici que la tâche est ardue, et malheureusement, et c'est là une difficulté supplémentaire, des commutations, qu'on ne peut ni prévoir ni détecter peuvent aussi avoir lieu. Dès lors, l'estimation précédente n'est plus adaptée, et par conséquent le contrôle non plus. Pour pallier à ce problème, il faut nécessairement procéder à une estimation rapide, voire en temps réel, de la dynamique active pour être le plus réactif possible par rapport aux commutations.

La suite de ce chapitre présente deux stratégies d'identification qui sont applicables en commande temps réel des systèmes électromécaniques. La première se construit autour d'une idée qui consiste à coupler les tâches de classification et d'estimation des paramètres. La deuxième approche est basée sur des techniques algébriques, elle a été développée dans un premier temps pour des problèmes d'identification paramétrique en boucle fermée de systèmes linéaires [69], et s'est révélée comme une alternative efficace aux techniques d'identification existantes, comme on peut trouver dans [70],[71] ou encore [72]. Par suite, ces résultats ont été étendus pour la commande des systèmes hybrides, mettant en avant de nouveaux points de vue [73].

3.2 FORMULATION DU PROBLEME

Nous considérons un modèle hybride SISO SARX de la forme

$$y(t) = \sum_{i=1}^{n(\sigma_t)} a_{\sigma_t}^i \cdot y(t-i) + \sum_{i=0}^{m(\sigma_t)} b_{\sigma_t}^i \cdot u(t-i) + e(t) \quad (3.1)$$

où $u(t) \in \mathfrak{R}$ désigne l'entrée du système, $y(t) \in \mathfrak{R}$ la sortie et $e(t) \in \mathfrak{R}$, compte pour les perturbations, le bruit de mesure éventuel, les incertitudes et σ_t désigne l'état discret du système, $\sigma_t \in \{1, \dots, \mathfrak{s}\}$, \mathfrak{s} étant le nombre des sous-modèles. L'état discret est ici l'application qui associe à chaque instant t , l'indice du modèle local en activité à cet instant. Pour simplifier, nous supposons que $n_a(1) = \dots = n_a(\mathfrak{s}) = n_a$ et $n_b(1) = \dots = n_b(\mathfrak{s}) = n_b$, c'est-à-dire que tous les sous-modèles ont les mêmes ordres. Nous définissons alors le vecteur de paramètres θ_i et le régresseur x_i tel que

$$\theta_i = \left[1 \quad a_i^1 \quad \dots \quad a_i^{n_a(i)} \quad b_i^0 \quad \text{fi.} \quad b_i^{n_b(i)} \right]^T \in \mathfrak{R}^n$$

$$x_i = \left[-y(t-1) \quad \dots \quad -y(t-n_a) \quad u(t-1) \quad \dots \quad u(t-n_b) \right]^T \in \mathfrak{R}^n,$$

avec $n = n_a + n_b$.

Alors, le modèle (3.1) peut se récrire comme suit :

$$y_i = \theta_i^T \cdot x_i + e_i \quad (3.2)$$

Rappelons que nous disposons de la sortie y_i . Partons de la mesure que l'on a de la sortie, qui est éventuellement bruitée. Si l'on arrive à estimer correctement l'état discret et avoir une bonne identification du vecteur de paramètres θ_i , on peut alors générer une commande, comme par exemple le contrôleur développé dans [74].

3.3 STRATEGIE D'IDENTIFICATION BASEE SUR LES MOINDRES CARRES RECURSIFS

La première méthode que nous proposons dans ce chapitre présente l'avantage d'être simple aussi bien en termes d'implémentation que de charge de calculs, et tout aussi performante que les méthodes existantes.

Le traitement opéré sur les données sera séquentiel c'est-à-dire que l'ensemble des données à traiter n'est pas supposé disponible en une seule fois ; à un instant t , seul l'historique $(x_k, y_k), k = 1, \dots, t$ constitue la base d'apprentissage. Au lieu de recourir à des techniques de

filtrage particulier comme dans [75] pour assurer l'estimation des paramètres des différents modes opératoires, l'approche adoptée ici est basée sur les moindres carrés récurrents.

Chaque mode i sera représenté par le couple $\{\hat{\theta}_i(t), P_i(t)\}$ avec

$$\begin{aligned} P_i(t) &= \left(\sum_{k=1, \hat{\sigma}_k=i}^t \omega_{t,k} x_k x_k^T + \lambda^{n_i(t)} hI \right)^{-1} \\ \hat{\theta}_i(t) &= P_i(t) \left(\sum_{k=1, \hat{\sigma}_k=i}^t \omega_{t,k} x_k y_k \right) \end{aligned} \quad (3.3)$$

où $\omega_{t,k} = \lambda^{n_i(t)-n_i(k)}$, $\hat{\sigma}_k$ est le mode actif à l'instant k , $n_i(k)$ est le cardinal du mode i à l'instant k , $\lambda \in [0, 1]$ est un facteur d'oubli, $h \in \mathfrak{R}$ est le vecteur des paramètres du modèle i à l'instant t . L'adéquation entre une nouvelle donnée (x_t, y_t) et chacun des sous-modèles s est mesurée par un certain critère de décision. Seule la classe gagnante (au sens où ses paramètres minimisent le critère de décision) pourra se mettre à jour avec la donnée selon l'algorithme :

$$\begin{aligned} \{\hat{\theta}_i(t), P_i(t)\} &= MCR \{ \hat{\theta}_i(t-1), P_i(t-1) | \hat{\sigma}_t = i \} \\ \varepsilon_i(t) &= y_t - \hat{\theta}_i(t-1)^T x_t \\ G_i(t) &= \frac{P_i(t-1)x_t}{\lambda + x_t^T P_i(t-1)x_t} \\ \hat{\theta}_i(t) &= \hat{\theta}_i(t-1) + G_i(t)\varepsilon_i(t) \\ P_i(t) &= \frac{1}{\lambda} (I_n - G_i(t)x_t^T) P_i(t-1) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Dans tous les cas, l'obtention de bonnes estimées est subordonnée au choix d'un critère de décision adéquat et à une initialisation appropriée des paramètres.

3.3.1 Choix d'un critère de décision

Le critère de décision pourrait être formellement choisi sous la forme $J(\theta_1(t-1), \dots, \theta_s(t-1), (x_t, y_t))$. Etant donnée la rapidité possible des commutations, ce critère a besoin de permettre une décision instantanée c'est-à-dire faisant intervenir le moins possible les informations passées.

Ainsi, J peut être sélectionné comme une fonction directe de l'erreur a priori

$$\varepsilon_i(t) = y_t - \hat{\theta}_i(t-1)^T x_t = \bar{\theta}_i(t-1)^T \bar{x}_t \quad (3.5)$$

ou de l'erreur a posteriori

$$\begin{aligned}\eta_i(t) &= y_t - \hat{\theta}_i(t)^T x_t = \bar{\theta}_i(t)^T \bar{x}_t \\ &= \frac{\varepsilon_i(t)}{1 + \lambda^{-1} x_t^T P_i(t-1) x_t}\end{aligned}\quad (3.6)$$

Les erreurs (3.5) et (3.6) peuvent être interprétées comme des projections orthogonales du vecteur \bar{x}_t respectivement sur $\bar{\theta}_i(t-1)$ et $\bar{\theta}_i(t)$. Puisque le but de l'exercice est de déterminer les directions \bar{x}_t , il convient de normaliser les vecteurs $\bar{\theta}_i(t-1)$ et $\bar{\theta}_i(t)$ dans les équations précédentes, comme $\bar{\theta}_i \neq 0$, on obtient :

$$\varepsilon_i(t) = \frac{\bar{\theta}_i(t-1)^T}{\|\bar{\theta}_i(t-1)\|} \bar{x}_t \text{ et } \eta_i(t) = \frac{\bar{\theta}_i(t)^T}{\|\bar{\theta}_i(t)\|} \bar{x}_t \quad (3.7)$$

La décision consistera à comparer les normes des projections orthogonales de \bar{x}_t sur les directions $\bar{\theta}_1(t), \dots, \bar{\theta}_s(t)$

La normalisation introduite réduit cette comparaison à celle des corrélations (cosinus de l'angle $(\bar{x}_t, \bar{\theta}_i(t))$) de \bar{x}_t avec chacun des paramètres $\bar{\theta}_i(t)$; elle permet par ailleurs d'interpréter les quantités $\varepsilon_i(t)$ et $\eta_i(t)$ comme les distances de \bar{x}_t aux hyperplans correspondants. Les paramètres du mode le plus vraisemblablement assorti à la paire de mesures (x_t, y_t) (la direction la moins corrélée avec \bar{x}_t) seront ajustés en utilisant cette paire. Il paraît alors assez évident que, suivant cette procédure, la qualité de la décision sera assez tributaire de la nature des modes en compétition, de leur nombre ainsi que de leur degré de séparabilité. La forme du critère basé sur l'erreur a posteriori est particulièrement intéressante pour être remarquée. La minimisation du coût (3.6) comprend la minimisation du numérateur $\varepsilon_i(t)$ (erreur a priori) mais aussi la maximisation de la quantité $x_t^T P_i(t-1) x_t$ qui influe sur l'évolution de $\theta_i(t)$ s'il se mettait à jour avec (x_t, y_t) . Faisant intervenir à la fois le couple $\{\theta_i(t-1), P_i(t-1)\}$ et la paire (x_t, y_t) , (3.6) paraît plus appropriée pour décider s'il faut attribuer ou non (x_t, y_t) au mode i .

Puisque l'estimation de l'état discret ne tient qu'à une comparaison entre des grandeurs, il n'est pas nécessaire que $\bar{\theta}_i(t), i = 1, \dots, s$ soit exactement égal à la vraie valeur de $\bar{\theta}_i(t)$ pour avoir $\hat{\sigma}_i = \sigma_i$. En effet, la détermination de l'état sera correcte, si pour tout $i, \exists k$ fini, $\forall t \geq k$, $\bar{x}_t \in X_i$ entraîne $|\bar{\theta}_j^T \bar{x}_t| > |\bar{\theta}_i^T \bar{x}_t|, j \neq i$. Par ailleurs, tant que l'état discret i reste correctement

estimé, la convergence de $\bar{\theta}_i$ sera obtenue. Pour garantir cela, une bonne initialisation est déterminante voire indispensable pour l'efficacité de cette méthode.

Algorithme: Classification basée sur l'erreur à posteriori

Initialisation : $P_i(0) = \frac{1}{h} I$, avec $h \ll 1$,

les $\hat{\theta}_i(0) = 1, \dots, \mathfrak{s}$ sont tirés de façon aléatoire

POUR $t = 1, \dots, \infty$

Calculer et normaliser $J_i(t) = \frac{\eta_i(t)^2}{1 + \|\hat{\theta}_i(t)\|_2^2}$, $i = 1, \dots, \mathfrak{s}$

$\hat{\sigma}_i = \arg \min_i J_i(t)$

$\{\hat{\theta}_{\hat{\sigma}_i}(t), P_{\hat{\sigma}_i}(t)\} = MCR\{\hat{\theta}_{\hat{\sigma}_i}(t-1), P_{\hat{\sigma}_i}(t-1)\}$

$\forall j \neq \hat{\sigma}_i, \{\hat{\theta}_j(t), P_j(t)\} = \{\hat{\theta}_j(t-1), P_j(t-1)\}$

3.3.2 Exemple de validation

La validation de l'algorithme développé a été réalisée sur un véhicule hybride (thermique / électrique), il s'agit d'un prototype réalisé sur la base d'un Citroën Berlingo Multispace (**Annexe 2:** Figure. A2.1). Il a été réalisé par le LAMIH dans le cadre de la thèse de G. Paganelli 1999. Dans ce véhicule la disposition des moteurs thermique et électrique est du type parallèle simple arbre (**Annexe 2:** Figure. A2.2); « parallèle » parce que les deux moteurs sont mécaniquement liés aux roues motrices et « simple arbre » parce que le rapport des régimes des moteurs est constant. La boîte de vitesses du type manuelle pilotée est à deux rapports : 13,2 et 30,0 km/h à 1000 tr/min sur l'arbre primaire, ce qui correspond sensiblement à la seconde et la cinquième du véhicule essence de série (moteur TU3JP 1.4i et boîte MA5 20CC11). Le moteur thermique à essence est du type TU3JP+ (1360 cm³, 55 kW). Il dispose d'un papillon motorisé.

Le moteur électrique est un Leroy-Somer SA13 (43 kW) monté d'origine dans les Citroën AX électriques. Il est en permanence accouplé à l'arbre primaire de la boîte de vitesses par l'intermédiaire d'un réducteur de rapport 1,14.

La batterie est du type plomb pur (technologie essentiellement choisie pour son coût). Elle présente une tension de 240 V et une capacité de 26 Ah, ce qui confère au véhicule une autonomie réelle d'une dizaine de kilomètres en traction électrique pure.

Une carte dSPACE 1104 est chargée de commander judicieusement les moteurs, l'embrayage et la boîte de vitesses.

3.3.2.1 Position du problème — En utilisant le modèle de la chaîne de traction du Berlingo développé dans l'Annexe 2 (c.à.d. eq (A2.23) & (A2.36)), avec un choix approprié des entrées de telle sorte qu'une commutation de la roue libre aura lieu selon les conditions énoncées dans le paragraphe (§ 3.3, de l'Annexe 2).

Les Figures 3.1-3 illustrent les résultats de simulation obtenus. Nous pouvons constater à partir de l'évolution du couple généré par les cardans, la présence de vibrations de torsion dans la transmission du véhicule et ce malgré la présence du filtre situé entre la roue libre et le moteur thermique (filtre passe bas). Sur la Figure 3.4, même comportement de la chaîne de traction du Berlingo peut être vu, et cela durant la fermeture de la roue libre. À l'ouverture de la roue libre, des oscillations faiblement amorties se poursuivent.

Par sécurité et pour le confort des passagers, ce problème doit être résolu par la proposition d'une commande appropriée du couple de la machine électrique T_m . Cette commande doit être adaptée au système hybride du moment que la chaîne de traction du Berlingo est un système hybride à commutation.

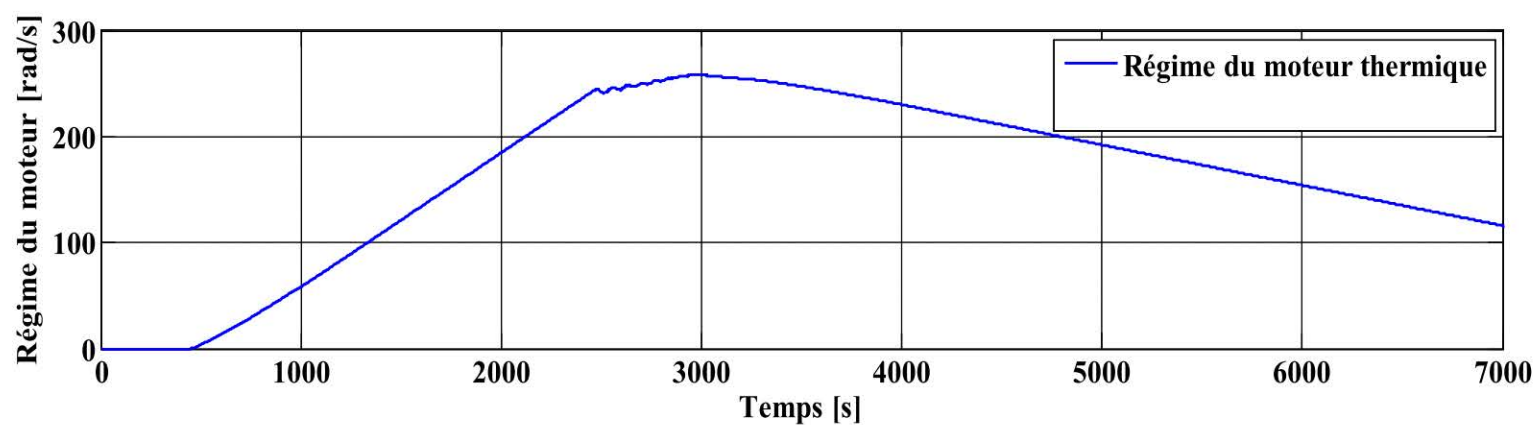


Fig. 3.1 : Régime du moteur thermique

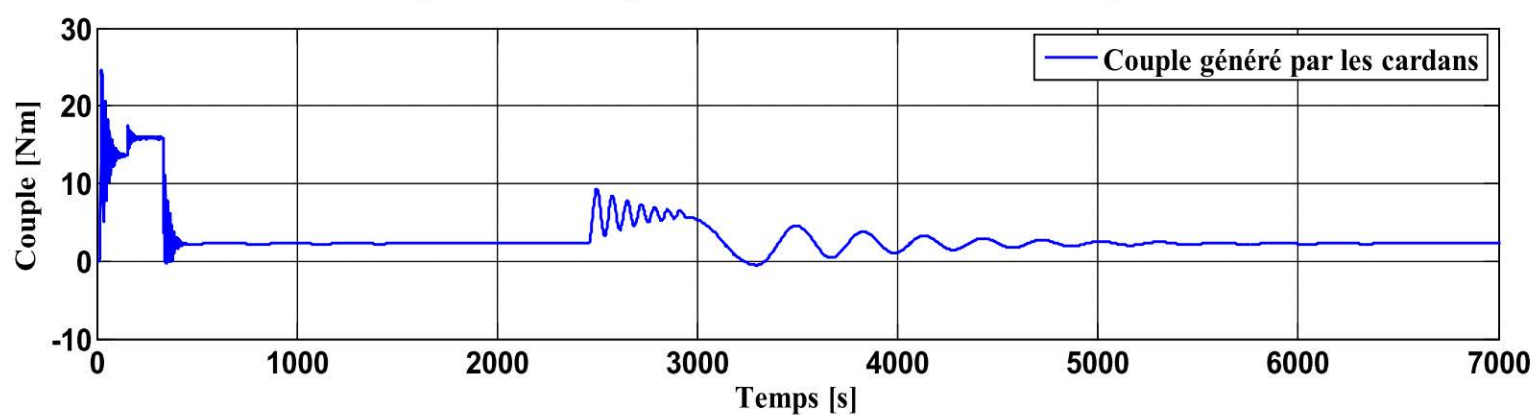


Fig. 3.2 : Couple généré par les cardans

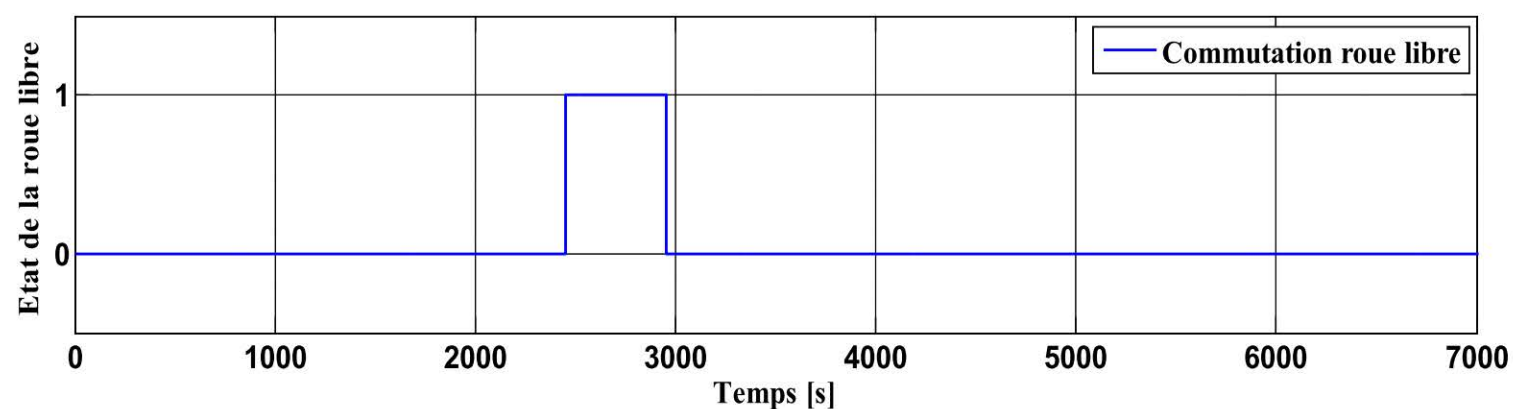


Fig. 3.3 : Commutation roue libre

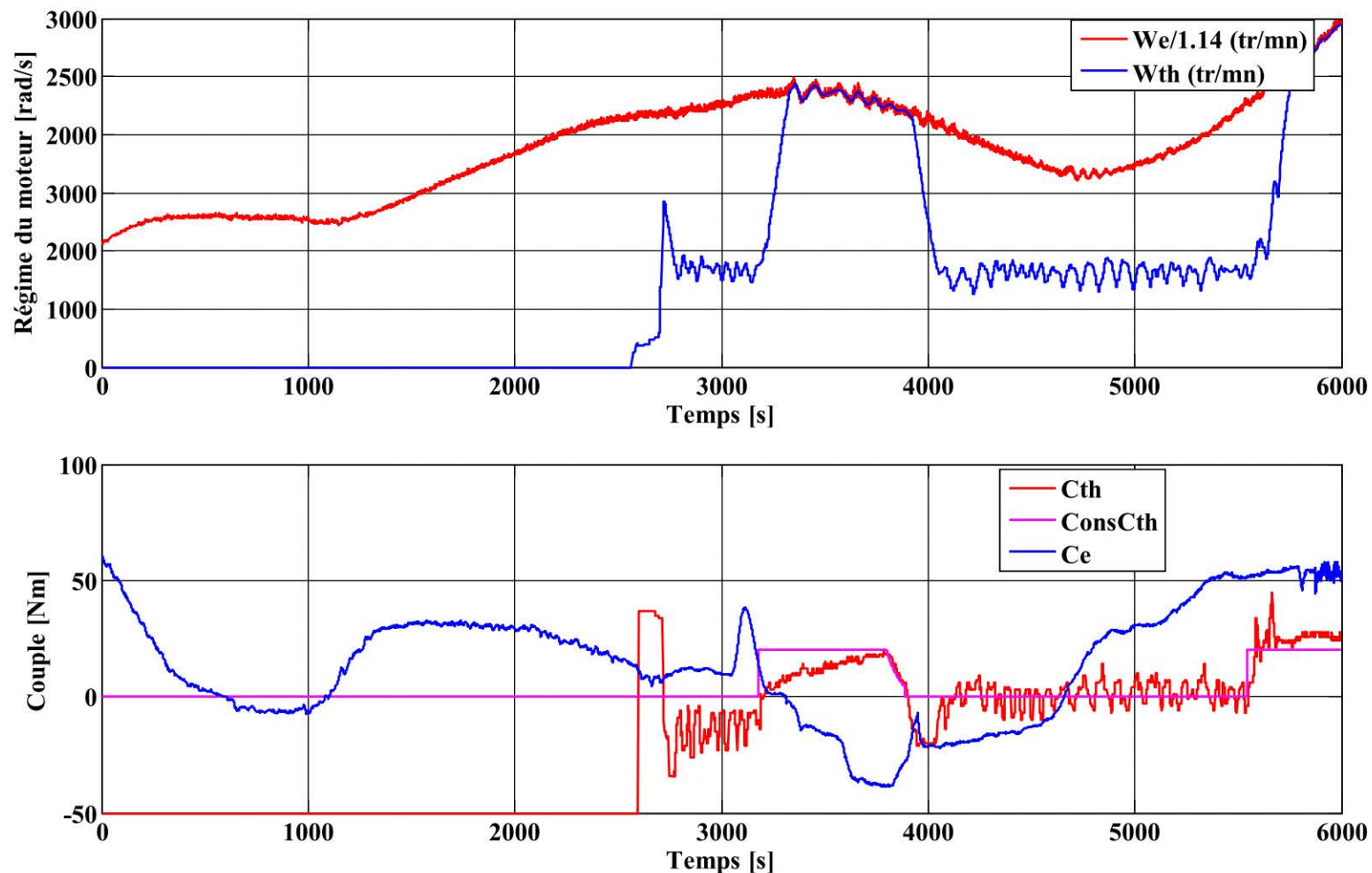


Fig. 3.4 : Résultats expérimentaux

3.3.2.2 Résolution de problème — Comme énoncé dans l'Annexe 2, dans cette application on ne s'intéresse qu'au monde longitudinal de ce véhicule, dans ce cas, la dynamique de la chaîne de traction est représentée dans l'Annexe 2 (Figure. A2.3).

Les résultats annoncés dans la suite de cette partie du chapitre sont donnés :

- en utilisant le modèle hybride de la chaîne de traction du Berlingo développé en Annexe 2 et représenté par l'automate hybride dans la Figure 3.5 ;
- en supposant connu le couple résistant T_{resist} (considéré comme une fonction non-linéaire de la vitesse du véhicule) ;
- deux sorties mesurées : le régime du moteur thermique $\dot{\vartheta}_e$ et le régime de l'arbre secondaire (i.e. sortie) de la boîte de vitesse $\dot{\vartheta}_{os}$;
- le couple du moteur thermique T_e est une entrée exogène.

L'objectif est de piloter le mode « basse fréquence » des cardans, qui se situe autour des 3 Hz (Couple généré par les cardans T_{ds}) en agissant seulement sur le couple de la machine électrique T_m . Pour ce faire, on a utilisé l'algorithme d'identification exposé précédemment associé au régulateur à placement de pôles développé en détail par M. De la Sen dans [74].

La Figure 3.7 représente l'état de la roue libre réelle et identifiée (autrement dit le signal de commutation), nous avons pu constater la parfaite superposition des deux courbes sauf au début de la commutation où un léger écart apparaît (un décalage d'environ une période d'échantillonnage) sur cette figure, la durée où l'état de la roue libre est à 1 nous indique que le moteur thermique est accouplé à l'arbre primaire de la chaîne de traction.

Sur la Figure 3.6 on représente l'évolution du couple généré par les cardans. Comme nous pouvons le constater, la régulation proposée est bien effective, nous pouvons remarquer une légère influence juste au moment de la variation de la consigne où le couple généré par les cardans dépasse légèrement la référence. Une fois ce laps de temps dépassé, on aura un suivi parfait. Les pics (1) sur cette même figure sont le résultat d'une commutation entre deux sous-systèmes. Comme on peut le remarquer, notre régulation s'y adapte très rapidement, ce qui affirme sa robustesse.

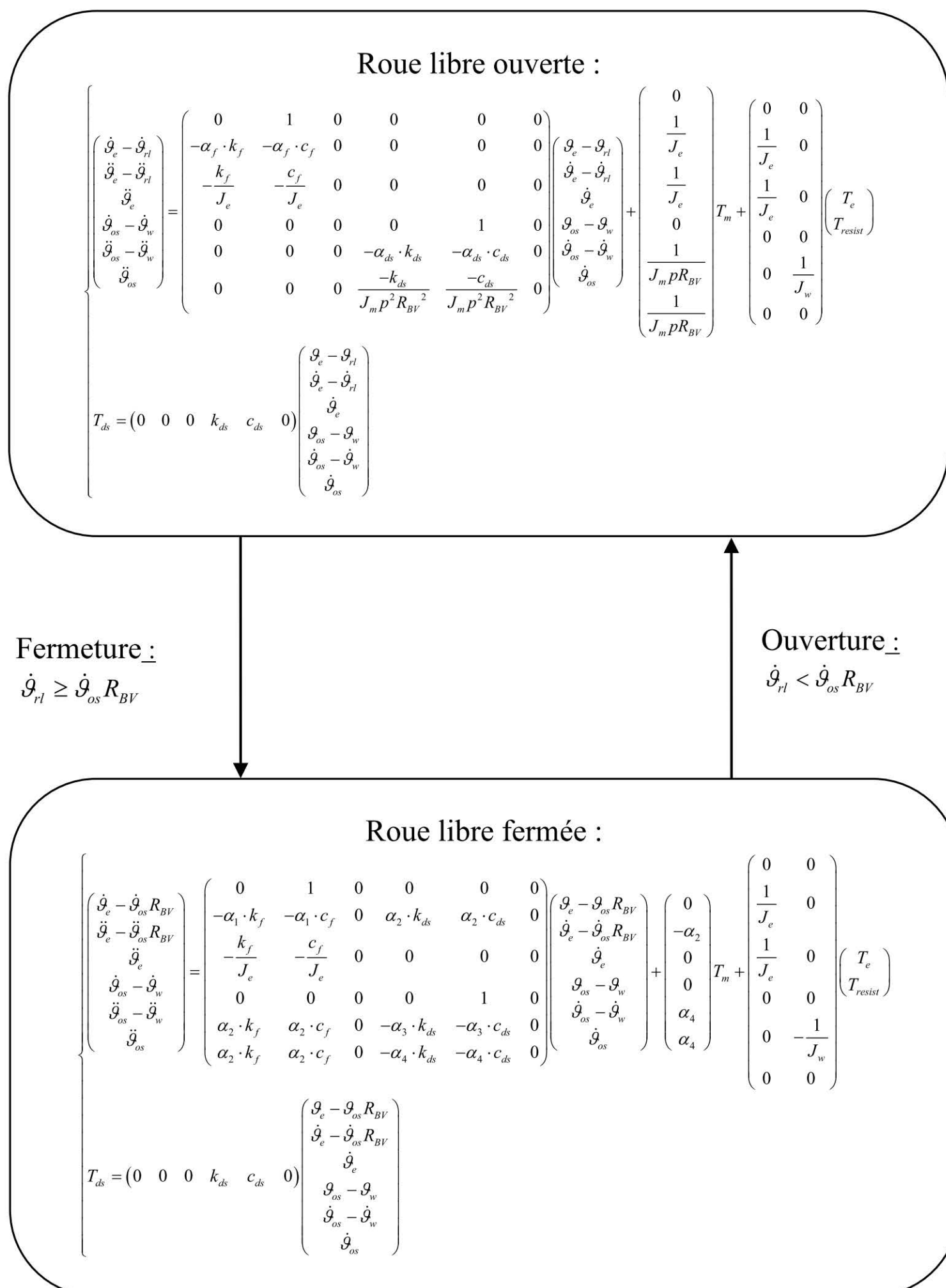


Fig. 3.5 : L'automate hybride de la chaîne de traction du Berlingo

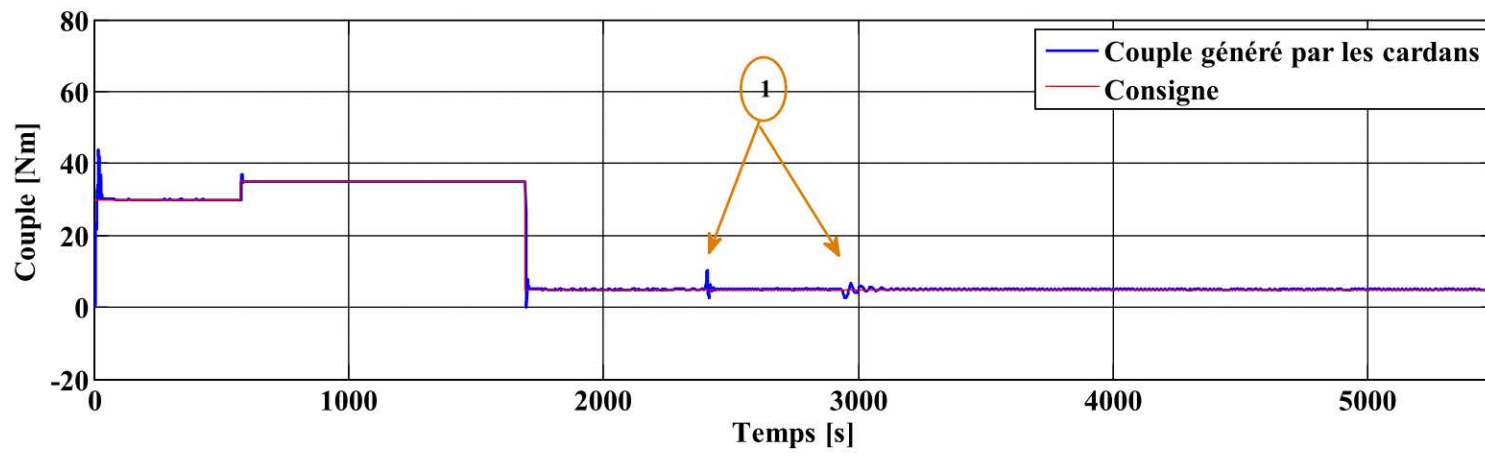


Fig. 3.6 : Couple généré par les cardans

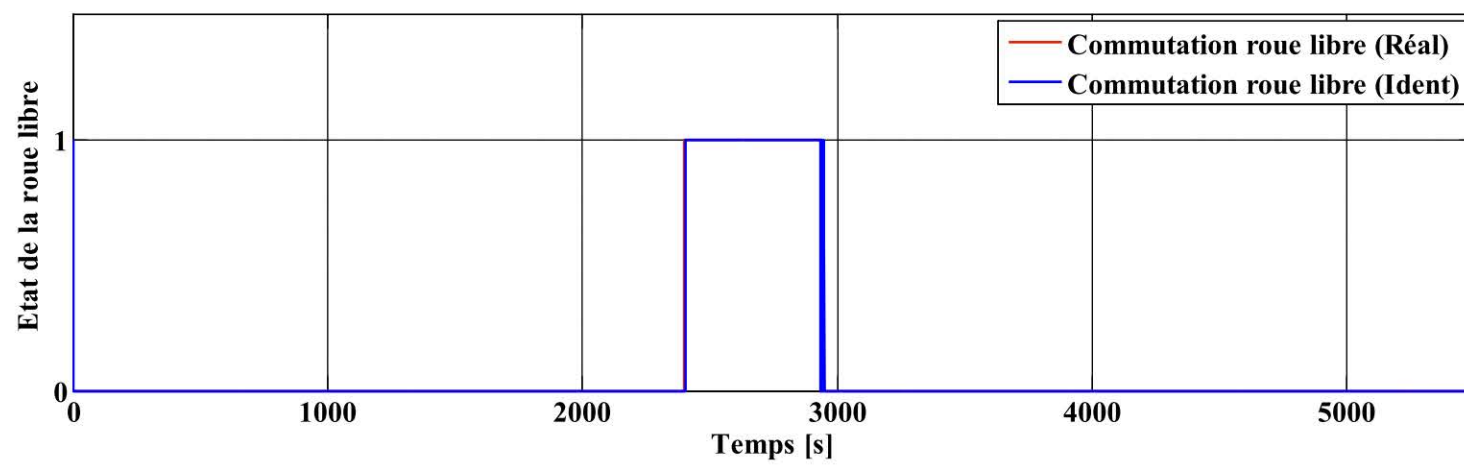


Fig. 3.7 : Commutation réelle & identifiée

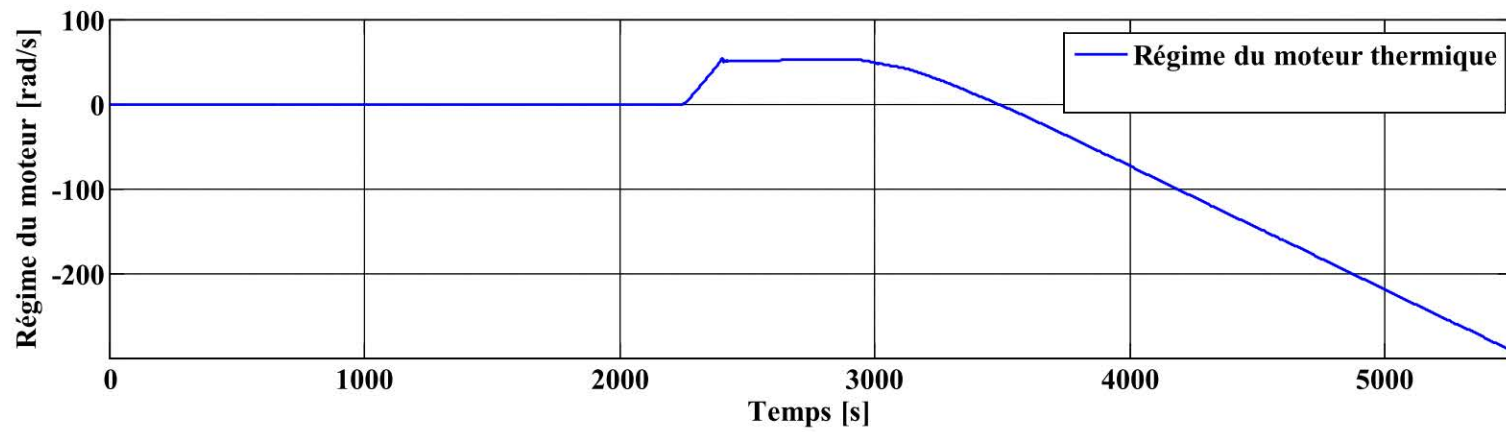


Fig. 3.8 : Régime du moteur thermique

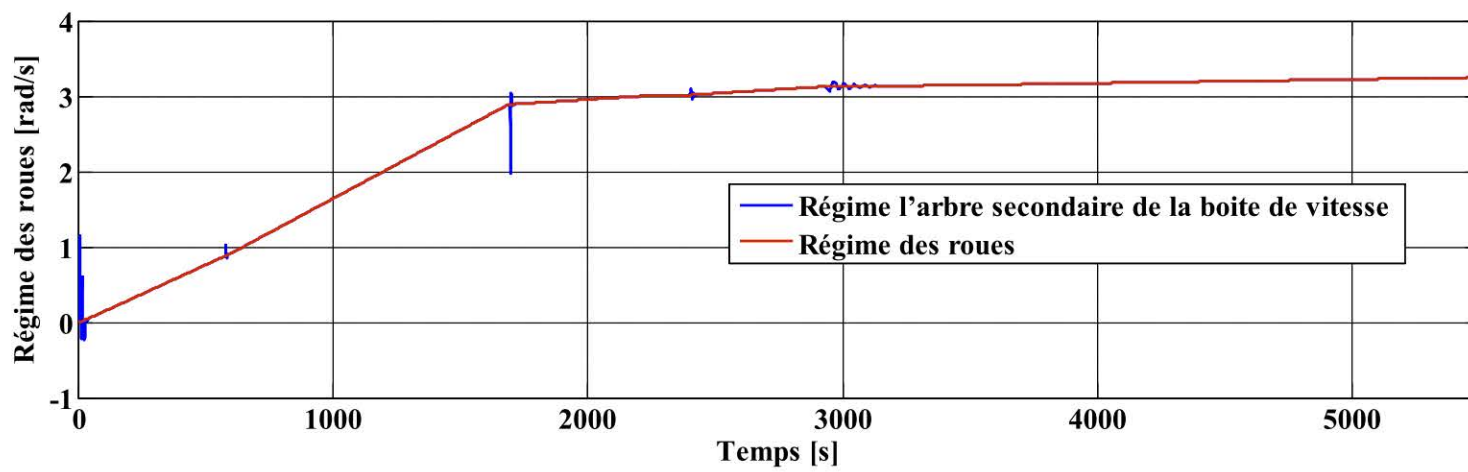


Fig. 3.9 : Régime de l'arbre secondaire de la boite à vitesse et des roues

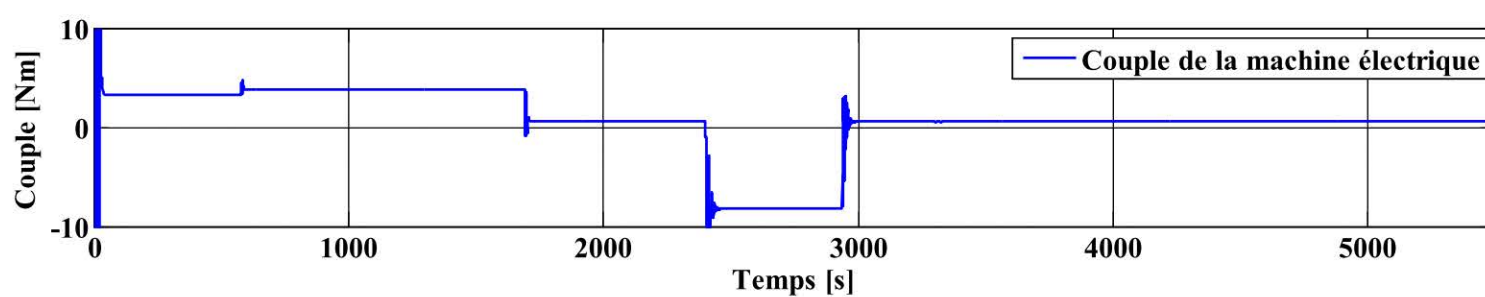


Fig. 3.10 : Couple de la machines électrique

3.4 STRATEGIE D'IDENTIFICATION BASEE SUR UNE APPROCHE ALGEBRIQUE

Le but est d'estimer les paramètres inconnus d'une manière rapide et sur la base de mesures bruitées. Pour cela, l'expression formelle des paramètres est déterminée en fonction d'intégrales portant sur la sortie et l'entrée. L'influence des bruits sur la mesure peut également être réduite avec l'opération intégrale qui a un effet de filtrage.

Théorème: Pour les sous-systèmes linéaires à paramètres invariants dans le temps avec la relation entrée/sortie (3.1), les estimations des coefficients constants inconnus a_0, \dots, a_{n-1} , b_0, \dots, b_m sont données par l'expression suivante :

$$\begin{pmatrix} \tilde{a}_0 \\ \vdots \\ \tilde{a}_{n-1} \\ \tilde{b}_0 \\ \vdots \\ \tilde{b}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{1a} & -F_{1b} \\ F_{2a} & -F_{2b} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} -F_{n,1}[y(t)] \\ \vdots \\ -F_{n,n}[y(t)] \\ -F_{n,n+1}[y(t)] \\ \vdots \\ -F_{n,n+m+1}[y(t)] \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Avec

$$\begin{aligned} F_{1a} &= \begin{pmatrix} F_{0,1}[y(t)] & \cdots & F_{n-1,1}[y(t)] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{0,n}[y(t)] & \cdots & F_{n-1,n}[y(t)] \end{pmatrix} \\ F_{1b} &= \begin{pmatrix} F_{0,1}[u(t)] & \cdots & F_{m,1}[u(t)] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{0,n}[u(t)] & \cdots & F_{m,n}[u(t)] \end{pmatrix} \\ F_{2a} &= \begin{pmatrix} F_{0,n+1}[y(t)] & \cdots & F_{n-1,n+1}[y(t)] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{0,n+m+1}[y(t)] & \cdots & F_{n-1,n+m+1}[y(t)] \end{pmatrix} \\ F_{2b} &= \begin{pmatrix} F_{0,n+1}[u(t)] & \cdots & F_{m,n+1}[u(t)] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{0,n+m+1}[u(t)] & \cdots & F_{m,n+m+1}[u(t)] \end{pmatrix} \\ F_{i,p}[f(t)] &= \sum_{j=n-i}^n \frac{C_{i,j} \int_0^t (t-\tau)^{2n-i-j+p-1} (-\tau)^j f(\tau) d\tau}{(2n-i-j+p-1)!} \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$C_{i,j} = \binom{n}{j} \frac{i!}{(i+j-n)!} \quad (3.14)$$

Où l'indice $p \in [1, P]$ et P représentent le nombre de paramètres inconnus que l'on désire estimer et qui varie dans l'intervalle $[1, n + m + 1]$.

Afin de démontrer ce théorème, appliquons la transformation de Laplace sur le modèle hybride considéré:

$$\sum_{i=0}^n a_i (s^i y(s) - s^{i-1} y(0) - \dots - y^{(i-1)}(0)) = \sum_{i=0}^m b_i (s^i u(s) - s^{i-1} u(0) - \dots - u^{(i-1)}(0)) \quad (3.15)$$

Pour éliminer les conditions initiales, on dérive l'expression précédente n fois par rapport à s en utilisant la formule de Leibniz :

$$\frac{d^h(x(s)y(s))}{ds^h} = \sum_{j=0}^h \binom{h}{j} \frac{d^{h-j}(x(s))}{ds^{h-j}} \frac{d^j(y(s))}{ds^j} \quad (3.16)$$

et la relation :

$$\frac{d^k(s^l)}{ds^k} = \begin{cases} \frac{l!}{(l-k)!} s^{l-k}, & \text{si } 0 < k \leq l \\ 0, & \text{si } 0 < l < k \\ \frac{(-1)^k (k-l-1)!}{(-l-1)!} s^{l-k}, & \text{si } l < 0 \leq k \end{cases} \quad (3.17)$$

On obtient alors :

$$\sum_{i=0}^n a_i \left(\sum_{j=n-i}^n \binom{n}{j} \frac{i! s^{i+j-n}}{(i+j-n)!} \frac{d^j(y(s))}{ds^j} \right) = \sum_{i=0}^m b_i \left(\sum_{j=n-i}^n \binom{n}{j} \frac{i! s^{i+j-n}}{(i+j-n)!} \frac{d^j(u(s))}{ds^j} \right) \quad (3.18)$$

Multiplions les deux membres de (3.18) par $s^{-(n+p)}$:

$$\sum_{i=0}^n a_i \sum_{j=n-i}^n \frac{C_{i,j}}{s^{2n+p-i-j}} \frac{d^j(y(s))}{ds^j} = \sum_{i=0}^m b_i \sum_{j=n-i}^n \frac{C_{i,j}}{s^{2n+p-i-j}} \frac{d^j(u(s))}{ds^j} \quad (3.19)$$

Pour le retour dans le domaine temporel, rappelons la transformation inverse de Laplace et la

formule qui transforme une intégrale double en une intégrale simple :

$$\begin{aligned} \mathfrak{F}^{-1}\left(\frac{1}{s^l} \frac{d^k Y(s)}{ds^k}\right) &= \int \cdots \int (-\tau_1)^k y(\tau_1) d\tau_1 \cdots d\tau_1, \quad l \geq 1 \\ \int \cdots \int y(\tau_1) d\tau_1 \cdots d\tau_1 &= \int_0^t \frac{(t-\tau_1)^{l-1} y(\tau_1)}{(l-1)!} d\tau_1 \end{aligned} \quad (3.20)$$

Avec ces deux formules, on obtient :

$$\mathfrak{F}^{-1}\left(\frac{1}{s^l} \frac{d^k Y(s)}{ds^k}\right) = \int_0^t \frac{(t-\tau)^{l-1} (-\tau)^k y(\tau)}{(l-1)!} d\tau, \quad l \geq 1 \quad (3.21)$$

Donc,

$$\mathfrak{F}^{-1}\left(\frac{1}{s^{2n+1-i-j}} \frac{d^j (y(s))}{ds^j}\right) = \int_0^t \frac{(t-\tau)^{2n-i-j} (-\tau)^j y(\tau)}{(2n-i-j)!} d\tau \quad (3.22)$$

et la transformation inverse de Laplace de (3.19) est :

$$\sum_{i=0}^n a_i \left(\sum_{j=n-i}^n \frac{C_{i,j} \int_0^t (t-\tau)^{2n-i-j+p-1} (-\tau)^j y(\tau) d\tau}{(2n-i-j+p-1)!} \right) = \sum_{i=0}^m b_i \left(\sum_{j=n-i}^n \frac{C_{i,j} \int_0^t (t-\tau)^{2n-i-j+p-1} (-\tau)^j u(\tau) d\tau}{(2n-i-j+p-1)!} \right) \quad (3.23)$$

On obtient donc P relations liant les paramètres et on peut écrire l'expression formelle de l'estimation de l'ensemble des paramètres sous la forme (3.12) en prenant $P = n + m + 1$.

3.4.1 Simulation et résultats expérimentaux

3.4.1.1 Exemple de simulation : système hybride à commutation [77],[78].

Afin de démontrer l'efficacité de l'algorithme proposé et examiner son exécution, nous proposons dans cette section de l'utiliser sur un exemple de système à commutation d'ordre invariant, que nous définissons ainsi :

$$y^{(3)}(t) + a_2(\sigma_t)y^{(2)}(t) + a_1(\sigma_t)y^{(1)}(t) = b_0(\sigma_t)u(t) \quad (3.24)$$

Dans cet exemple, puisqu'on normalise $a_3 = 1$ et qu'on a $a_0 = 0$, on a seulement trois paramètres inconnus a_1, a_2 et b_0 à estimer. Le lecteur peut trouver en Annexe 3 les démarches à suivre pour la détermination des paramètres de ce système à commutation.

Les paramètres du système hybride utilisé pour la simulation sont :

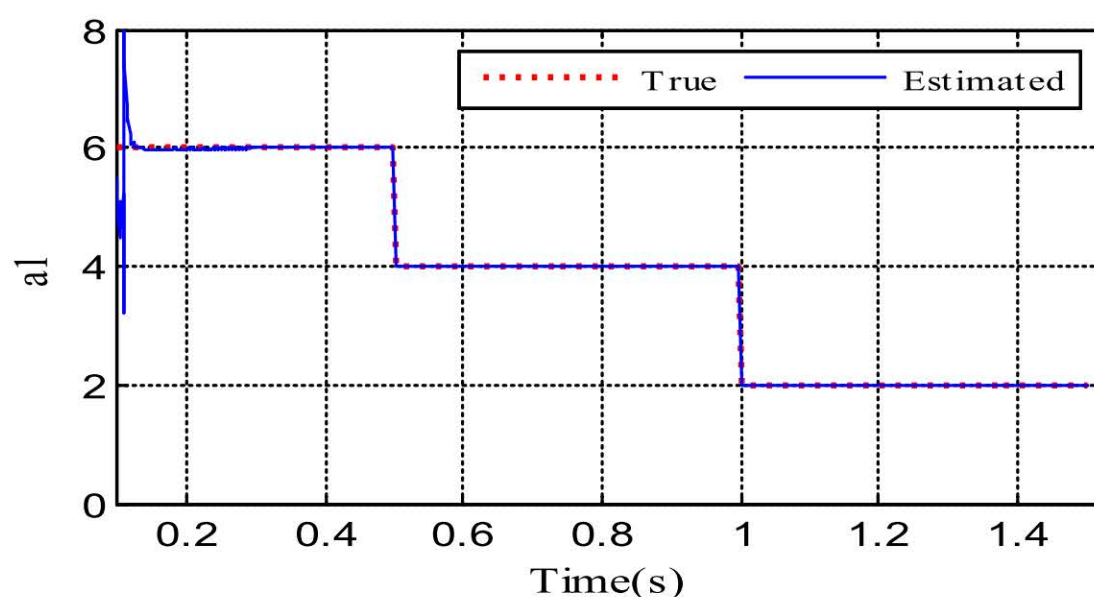
$$\begin{cases} a_1 = 6; a_2 = 8; b_0 = 4 & \text{si } \sigma = 1 \\ a_1 = 4; a_2 = 14; b_0 = 2 & \text{si } \sigma = 2 \\ a_1 = 2; a_2 = 5; b_0 = 3 & \text{si } \sigma = 3 \end{cases}$$

L'estimation des paramètres et la robustesse par rapport au bruit de mesure sont illustrées en simulation avec les conditions initiales : $y^{(3)}(0) = 3$, $y^{(2)}(0) = 0$ et $y^{(1)}(0) = 1$ avec l'entrée $u(t) = 24 \cdot \sin(t)$.

Il faut noter qu'au temps $t=0$, les matrices et les vecteurs servant à obtenir les coefficients dans la relation (A3.8) en Annexe 3 sont nuls, et les paramètres sont alors indéterminés. Nous devons donc commencer à évaluer la formule non pas au temps $t=0$ mais après un court instant ε .

Les résultats de la Figure 3.11 montrent que l'estimateur suit la variation discontinue du paramètre correspondant, après une courte phase transitoire (50ms), même avec une condition initiale éloignée, c'est ce qui met en valeur la puissance de convergence de l'algorithme. Nous constatons également que le suivi qui se fait à chaque changement discontinu équivaut à une commutation sous-système et par conséquent un redémarrage d'un nouveau processus d'identification avec une condition initiale égale à la valeur identifiée sur le sous-système précédent.

Notre signal de commutation sur la Figure 3.12 active arbitrairement l'un des sous-systèmes, avec pour seule contrainte une commutation toutes les 0.5 sec. Cette fenêtre glissante est assez grande pour estimer les paramètres de notre système hybride (3.24). A noter que dans un système hybride à commutation, les instants de commutation ne sont pas forcément connus.



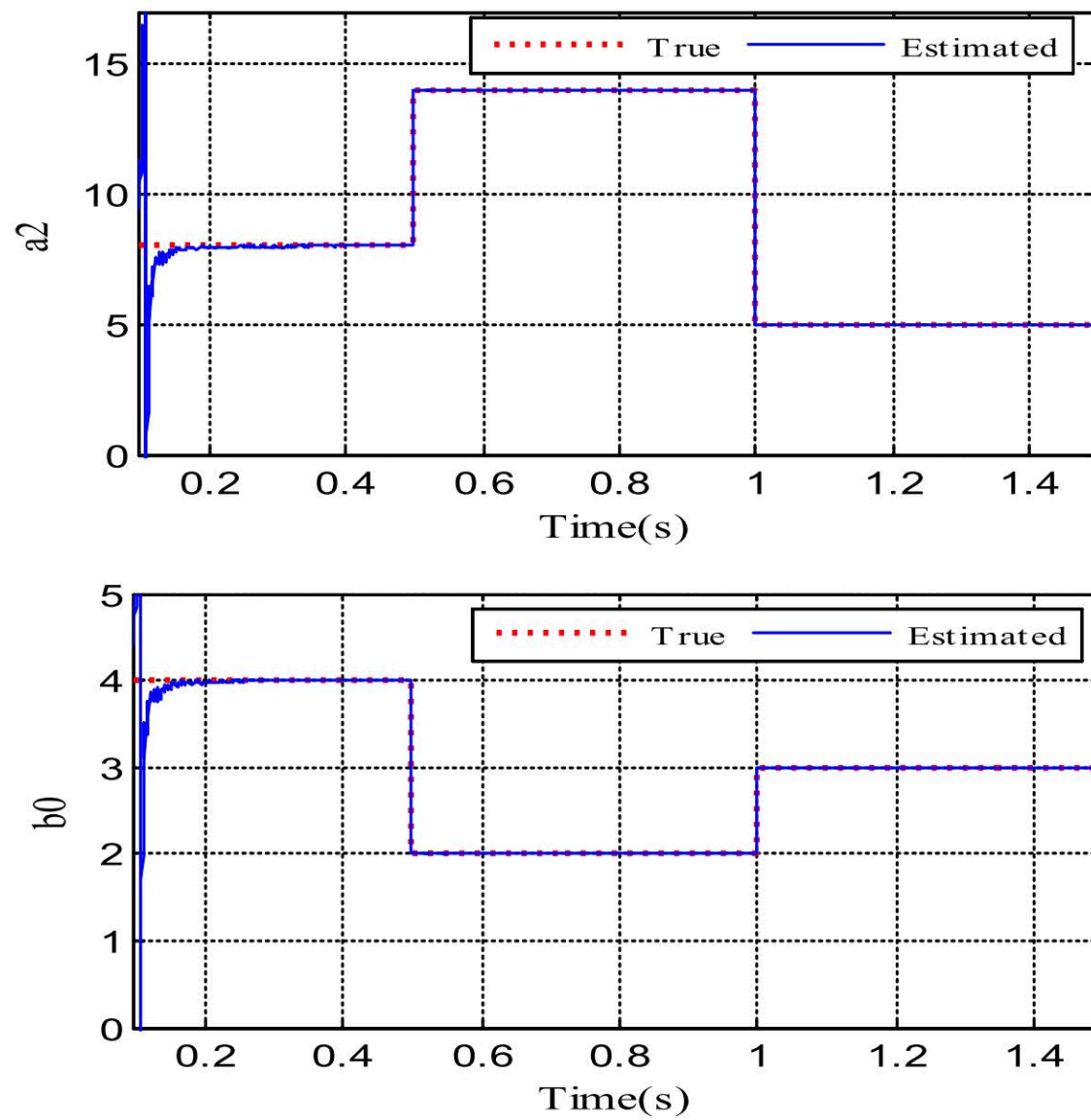


Fig. 3.11: Paramètres estimés avec la présence d'un bruit blanc.

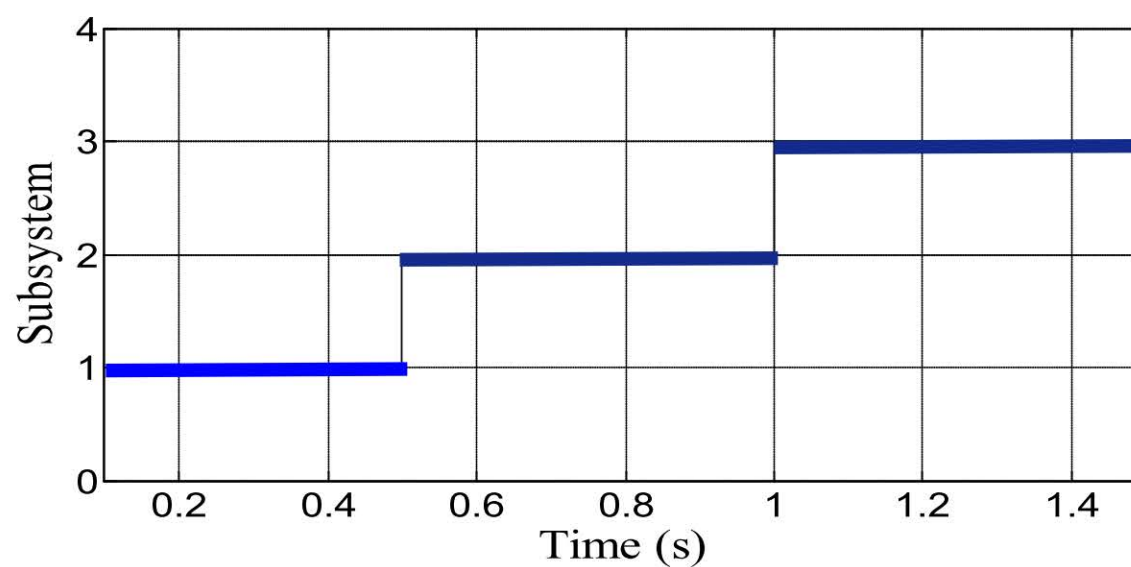


Fig. 3.12 : Signal de commutation

3.4.1.2 Validation expérimentale : Boucle thermo-hydraulique d'essai (Annexe 4)

Les performances temps réel de l'algorithme d'identification proposé en combinaison avec le contrôleur classique PID [79] ont été validées sur une boucle d'essai « *Out-Pile thermal hydraulic test loop* » se trouvant au centre de recherches nucléaire de Birine. Cette installation, utilisée pour l'étude de phénomène du flux thermique critique et la crise d'ébullition, présente un système hybride électromécanique et par conséquent une maquette idéale pour la réalisation de notre test.

La Figure 3.13 représente le schéma intégral de la boucle d'essai utilisée. Elle est composée essentiellement de trois circuits de refroidissement :

- le circuit primaire qui comporte la section d'essai où circule le Fréon-11,
- le circuit secondaire dans lequel circule l'eau comme caloporteur,
- le circuit complémentaire qui sert pour le refroidissement du circuit secondaire.

Le Fréon-11 est aspiré à partir du réservoir (1) et refoulé, à l'aide d'une pompe, vers un préchauffeur (2) et puis, vers la section d'essai (3) où il est successivement chauffé par effet Joule. L'énergie absorbée par le fluide est ensuite cédée dans un échangeur de chaleur (6) à l'eau du circuit secondaire de refroidissement qui, à son tour, la transmet à travers l'évaporateur coaxial (8) du circuit complémentaire au Fréon22.

Le circuit primaire comporte également d'autres composants tels que le séparateur de phases(4) qui permet de séparer la phase liquide de la phase vapeur et le condenseur (5)qui sert à condenser le Fréon à l'état vapeur avant d'être renvoyé vers le réservoir.

La section d'essai, élément principal de la boucle, est constituée d'une conduite cylindrique en verre dans laquelle est insérée une canne chauffante qui peut délivrer une puissance maximale de 24 kW par effet Joule et qui permet d'obtenir les conditions de flux de chaleur désirées.

L'écoulement du Fréon-11 s'effectue à travers l'espace annulaire qui sépare la canne chauffante de la paroi interne de la conduite. Dix thermocouples sont soudés à la paroi de la canne chauffante et répartis sur la longueur à des distances de 10 cm. Ces thermocouples sont reliés à un système de protection qui permet d'arrêter automatiquement le chauffage électrique dès qu'un seuil de température fixé au préalable est atteint par l'un d'entre eux.

En outre, l'installation est munie d'un débitmètre à section variable pour la mesure du débit de Fréon-11 et de deux autres de type électromagnétique pour la mesure du débit d'eau dans l'échangeur de chaleur et dans le condenseur. La température des différents fluides est mesurée à l'aide de 13 thermocouples placés en des endroits judicieusement choisis sur l'installation. La pression du Fréon-11 est, quant à elle, mesurée à l'aide de manomètres installés en différents points du circuit primaire. Le point de mesure de la pression dans la section d'essai est situé à l'entrée du canal.

Enfin, tous les instruments de mesure sont connectés à une centrale d'acquisition de données laquelle est reliée à un PC afin de pouvoir suivre et contrôler, en temps réel, l'évolution de tous les paramètres de la boucle.

Rappelons que nous ne disposons que de la sortie y . Partons de la mesure que l'on a de la sortie, qui est éventuellement bruitée, sur un bref intervalle de temps, dénommé fenêtre temporelle. Sur cet intervalle, nous procédons à l'estimation des paramètres des sous systèmes, et par la suite, réaliser notre but qu'est la génération d'une commande permettant d'assurer le contrôle de la température de la section d'essai.

Pour atteindre cet objectif, la température devrait suivre la trajectoire de référence, et cela quel que soit l'état de la valve Ev_1 , et par conséquent l'écoulement de Fréon 11 dans la section d'essai. Cette commande est assurée en agissant seulement sur la puissance de l'élément de chauffe (cane chauffante) de la section d'essai.

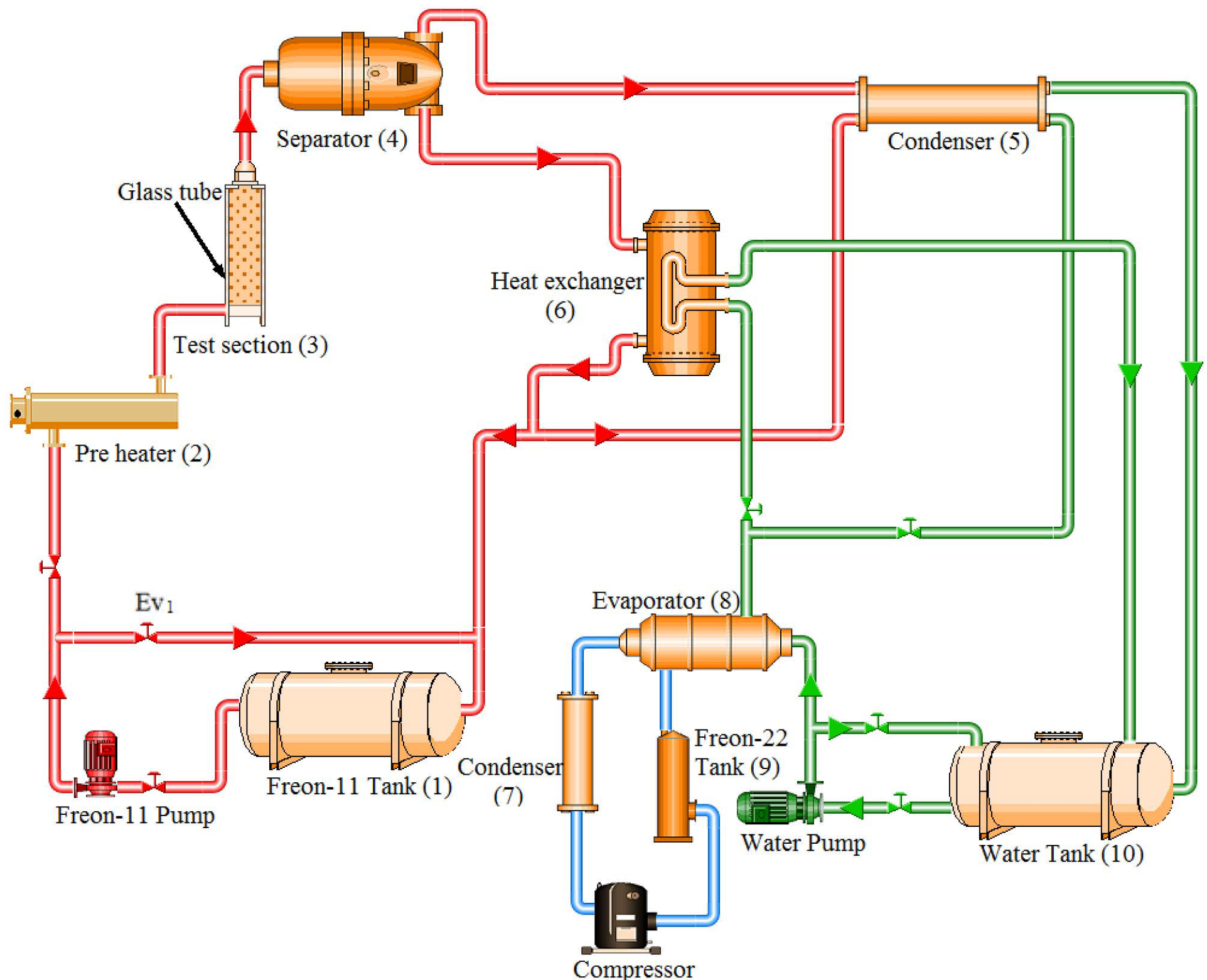


Fig. 3.13: Schéma global de la boucle d'essai

Basé sur le résultat d'identification du modèle paramétrique actif développé dans cette partie de chapitre, un régulateur PID classique tel que utilisé dans [79] est conçu. Dans les résultats du test suivant, le débit de réfrigérant sur la Figure 3.16 varie suivant l'état de l' Ev_1 Figure 3.17. Dans ces conditions, la Figure 3.14, présente l'évolution de la température de la paroi mesurée par le thermocouple TC4 situé à une distance de 50 cm de l'entrée de la section d'essai, et l'évolution de la température estimée au moyen de l'approche algébrique proposée dans ce chapitre. Les deux courbes de température sont presque superposées. L'erreur entre la température réelle mesurée par le thermocouple TC4 et la valeur estimée représentée dans la Figure 3.15 est négligeable et cela même aux instants des changements de la consigne.

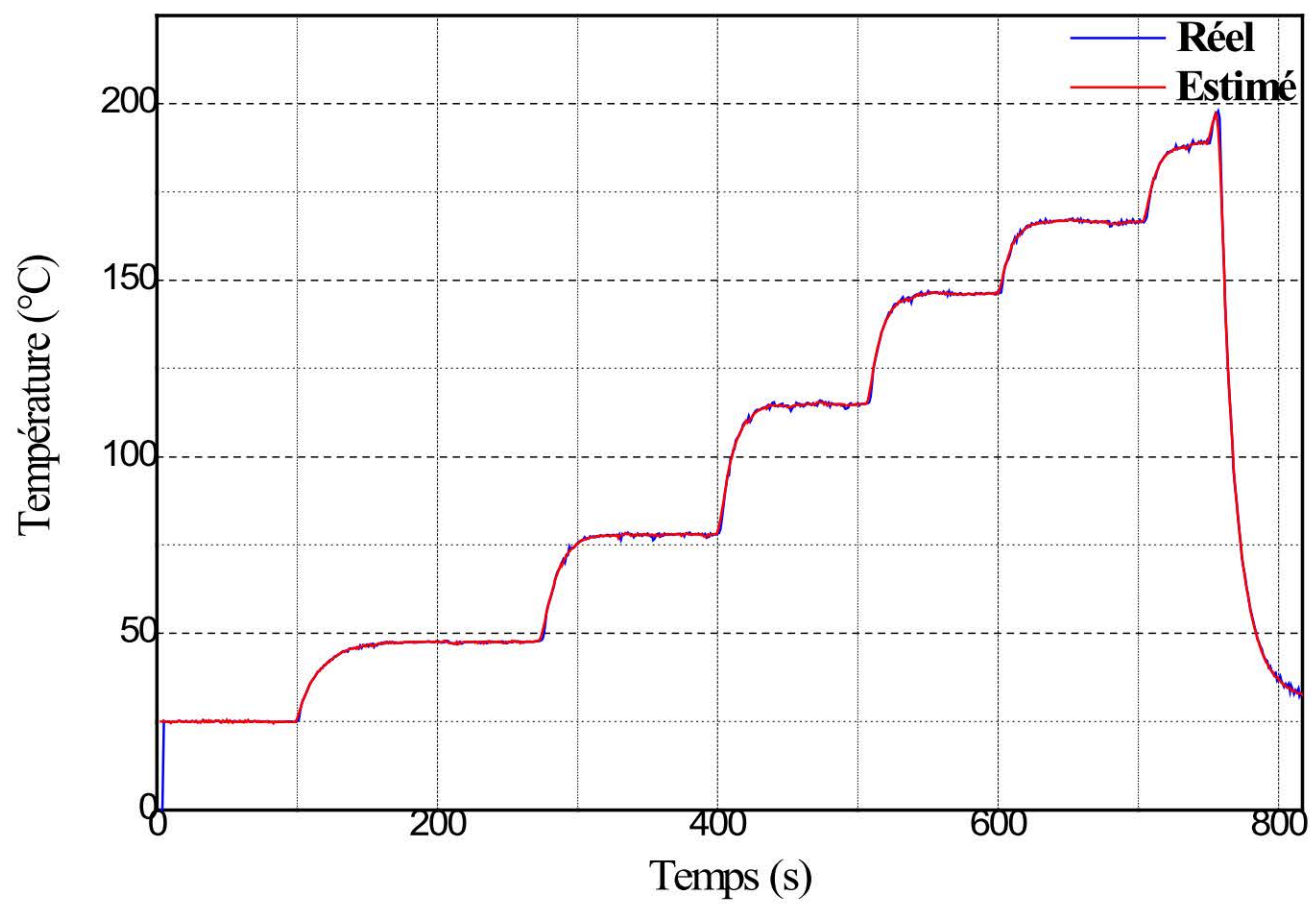


Fig. 3.14: Évolution de la température mesurée et estimée de la section d'essai.

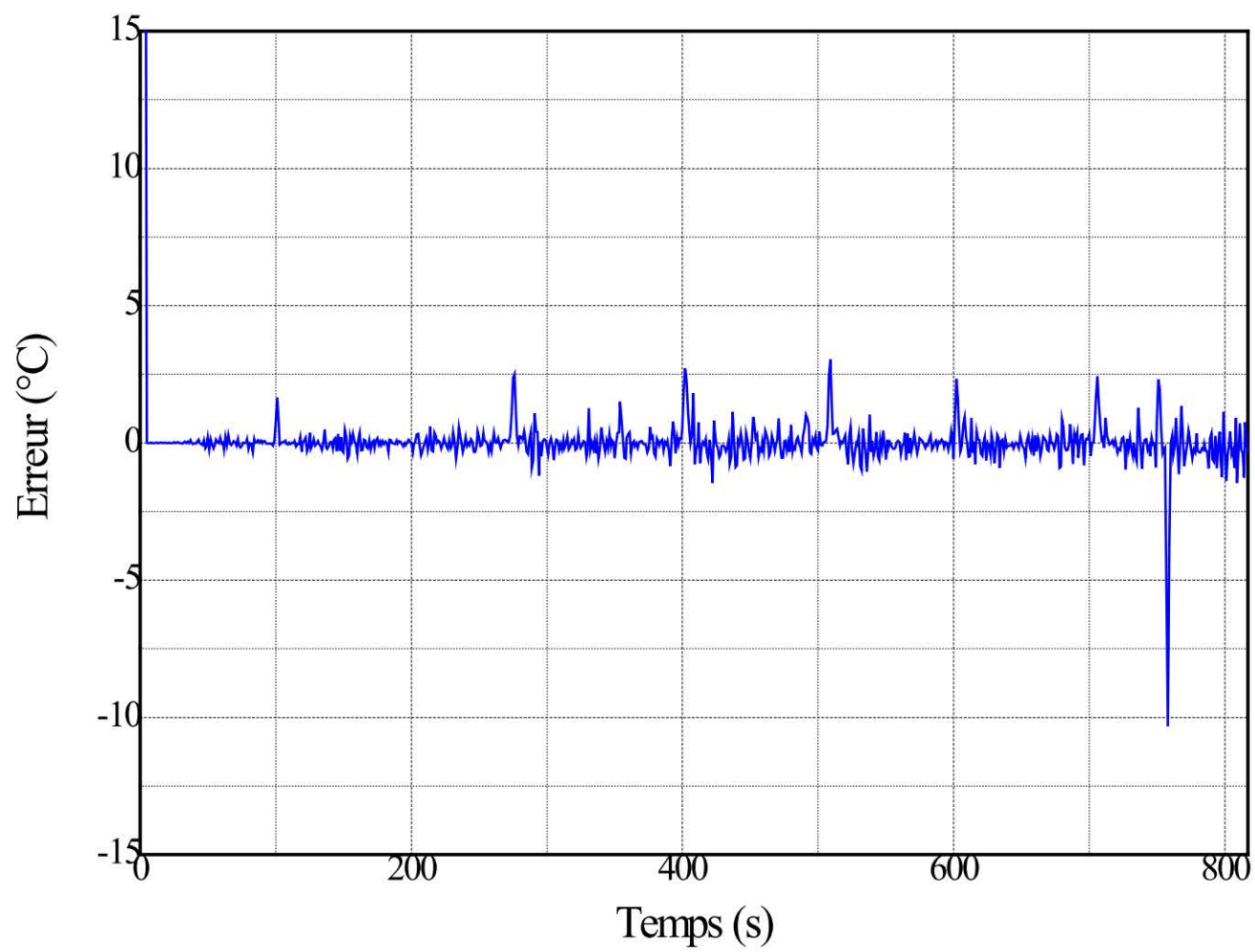


Fig. 3.15: Erreur entre la température réelle et estimée de la section d'essai.

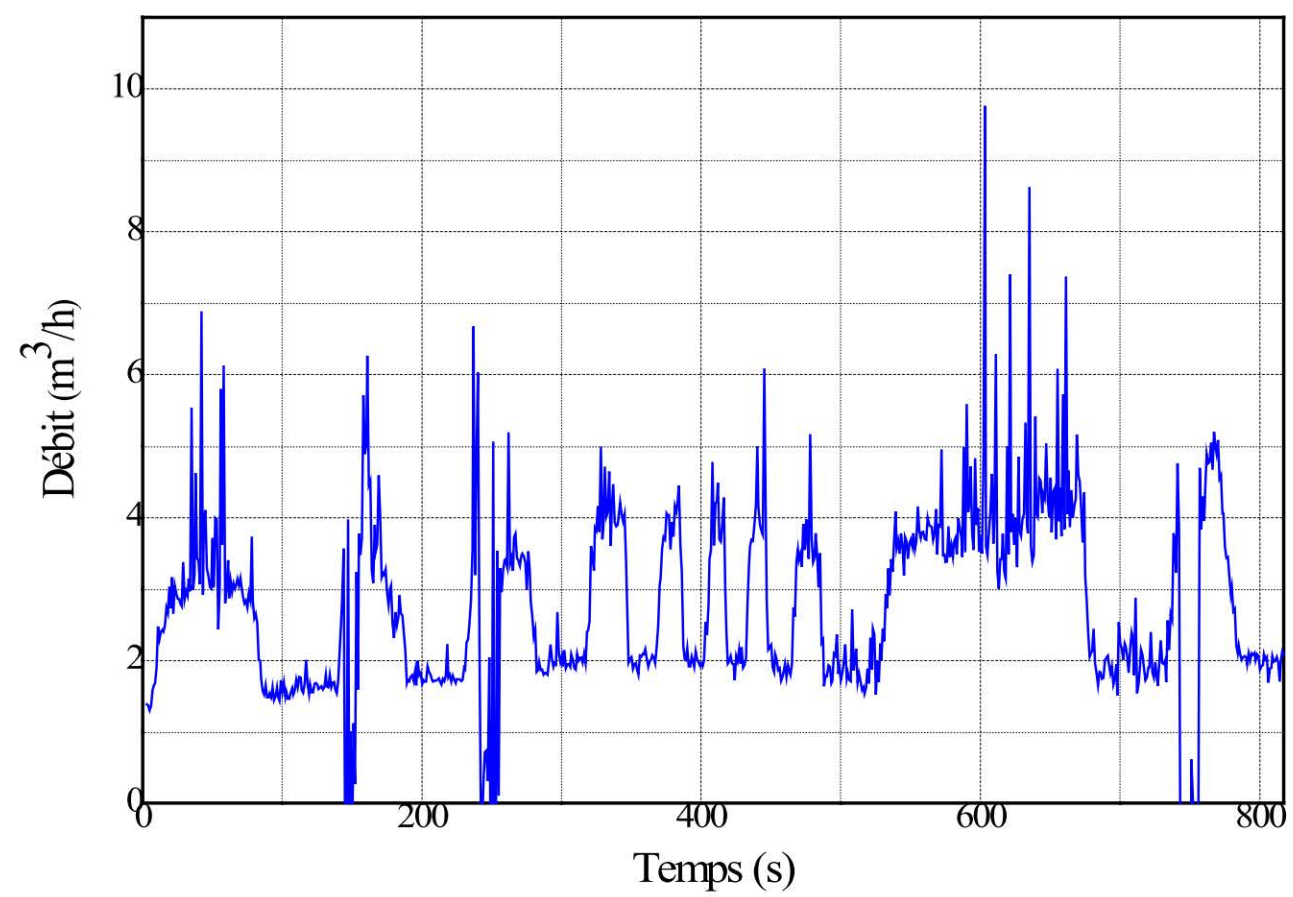


Fig. 3.16: Débit de Fréon 11 dans la section d'essai

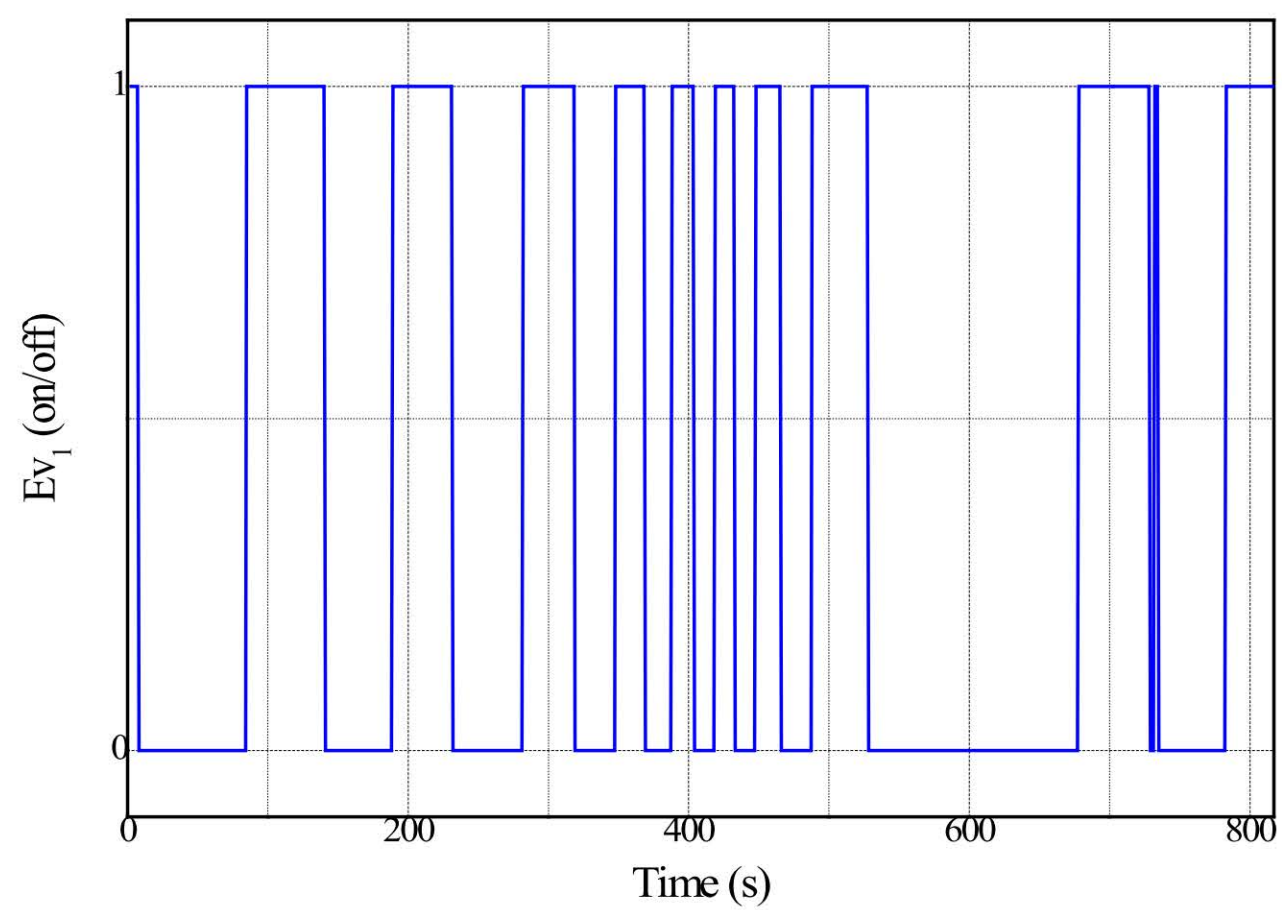


Fig. 3.17: État discret de la valve Ev₁.

3.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons approché les systèmes à commutation sans avoir de description précise des sous-dynamiques ni de l'état discret. Pour cela, nous avons proposé deux approches, Dans la première approche, nous avons utilisé les moindres carrés récursifs, bien que tombant dans la catégorie des méthodes « sous-optimales », cette méthode présente l'avantage d'être simple aussi bien en termes d'implémentation qu'en volume de calcul, et tout aussi performante que les méthodes existantes dédiés au système hybride a commutation, il a été utilisé, entre autres dans [74],[80] pour obtenir des estimations rapides de paramètres des sous-systèmes et des instants de commutation, et ce, même en présence de bruits de mesure. Par la suite, nous avons associé à cet algorithme un régulateur à placement de pôles développé par M. De la Sen dans [74] afin de piloter le couple généré par les cardans T_{ds} du véhicule Berlingo (Prototype hybride du LAMIH) et éliminer les vibrations de torsion dans la transmission du véhicule. La deuxième approche utilise des techniques algébriques pour obtenir des estimations rapides de paramètres, et ce, même en présence de bruits de mesure. L'utilisation de telles techniques n'est permise et efficace que si le temps entre les commutations est suffisamment grand pour permettre tant l'identification « on-line » que la stabilisation du système par un contrôleur classique. Lorsqu'une commutation se produit, le contrôleur mis en place n'est plus adapté durant le temps d'estimation. Une piste de travail en cours de développement est d'améliorer la qualité de notre algorithme de commande, pour limiter l'influence du contrôleur durant cette période. Une autre piste de travail est aussi d'utiliser ces méthodes algébriques pour détecter les commutations au sein du système. Une partie de ce chapitre illustre les résultats obtenus.

Chapitre - 4

Commandes hybride appliquées aux systèmes électromécaniques

4.1 INTRODUCTION

A l'heure actuelle, la notion de commande des SDH n'en est qu'à ses débuts. De nombreuses approches issues de la commande des systèmes continus ainsi que des systèmes à événements discrets sont adaptées aux SDH et il n'existe pas, pour l'instant, un formalisme qui prédomine sur les autres.

Icqbal et Buisson [81] ont proposé une méthode de synthèse de commande stabilisante autour de l'origine pour des systèmes continus interconnectés par des régulateurs à commutations. Tout d'abord, une synthèse de commande est réalisée pour chaque système continu isolé. Un premier retour d'état est calculé pour que le système soit stable autour de l'origine et un second permet de s'assurer que la trajectoire reste invariante à un domaine. Ensuite, une combinaison de ces deux commandes est réalisée donnant une commande hybride à commutation de gain pour chaque système isolé. Finalement, les commandes des systèmes isolés sont appliquées au système interconnecté et il est vérifié la stabilité et l'invariance globale du système grâce à des propriétés issues de la théorie de Lyapunov.

Le principe d'optimalité de Bellman a conduit au développement de la programmation dynamique dans l'automatique des systèmes à événements discrets et à l'équation d'Hamilton-Jacobi dans l'automatique continue. L'utilisation de ce principe pour réaliser la synthèse de commande optimale pour des SDH semble donc être naturelle et c'est ce que font Branicky et Mitter dans [82].

Dans [83] les auteurs ont proposé une méthode de synthèse de loi de commande avec garantie de sûreté de fonctionnement. Les SDH considérés possèdent une dynamique fonction du temps t , de l'état x et de perturbations. La loi de commande est synthétisée en utilisant l'équation d'Hamilton-Jacobi au sein de la théorie des jeux (problème de min-max). Le critère permet de déterminer si la position finale est élément d'une région indésirable P et la commande doit être telle qu'il est possible d'éviter cette région P . Le but est de déterminer toutes les positions initiales applicables à de telles commandes. Une solution de viscosité est apportée à l'équation d'Hamilton-Jacobi. Dans [84], cette approche est appliquée à un système de production de vapeur et à un système de commande de véhicules volants.

Le principe du Maximum de Pontryaguin (PMP) énonce des conditions nécessaires pour qu'une solution soit optimale. Ce principe est applicable à des systèmes continus ayant un nombre fini de discontinuités. Une extension en est proposée dans [85]- [87] pour des SDH ayant des états discrets et des dynamiques continues associées à chaque état.

Parmi ces approches présentées, il y a peu de méthodes supportant la complexité induite par la prise en compte des aspects hybrides dans le modèle, ce qui réduit leur champ d'application aux processus lents comme les procédés chimiques ou thermiques par exemple.

Les applications qui nous intéressent se situent principalement dans le domaine de l'électromécanique, pour lequel les grandeurs électriques évoluent rapidement, et la mise en œuvre en temps réel de ces commandes n'est pas envisageable. Cette contrainte nous a conduits à proposer des commandes, pouvant prendre en compte les contraintes d'exécution temporelles, matérielles et de puissance de calcul, et conduisant à des procédures d'implantation pratiques simples et efficaces.

La première approche proposée dans ce chapitre est une version améliorée d'une commande hybride développée au niveau du laboratoire Ampère. Etant basé sur un modèle hybride valable sur un horizon de temps et s'appliquant à une classe de SDH, elle a ainsi été baptisée dans cette thèse *Commande Prédicative Hybride (CPH)*. L'approche générale proposée dans [50]-[54], [88], [92] est applicable à une large classe de systèmes. Dans cette thèse, elle est utilisée pour proposer des commandes destinées à des systèmes électromécaniques. Pour la validation de l'algorithme proposé, nous avons choisi de l'appliquer pour le contrôle du couple d'une machine synchrone à aimants permanents associé à un onduleur triphasé à deux niveaux [59]-[61].

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté les techniques de synthèse d'une *commande hybride supervisée (CHS)*. Ce travail est construit à partir de celui de Ramadge et Wonham (R/W). Après une brève présentation du principe de la commande proposée, nous utilisons la CHS pour réaliser une *Commande Hybride Adaptative à Modèle de Référence d'une Machine Asynchrone (HMARC)* [89]-[91].

4.2 COMMANDE PREDICTIVE HYBRIDE (CPH)

4.2.1 Principe

Dans cette partie, une approche de commande hybride à aspect prédictif est présentée. Cette dernière s'intéresse aux systèmes hybrides à commutation contrôlée, abordée au deuxième chapitre (§2.2). L'aspect hybride de cette commande réside dans le fait que l'on ne dissocie plus le modulateur de puissance et le système lors de la modélisation (Figure 4.1). C'est-à-

dire que la modélisation comporte à la fois des variables continues et discrètes.

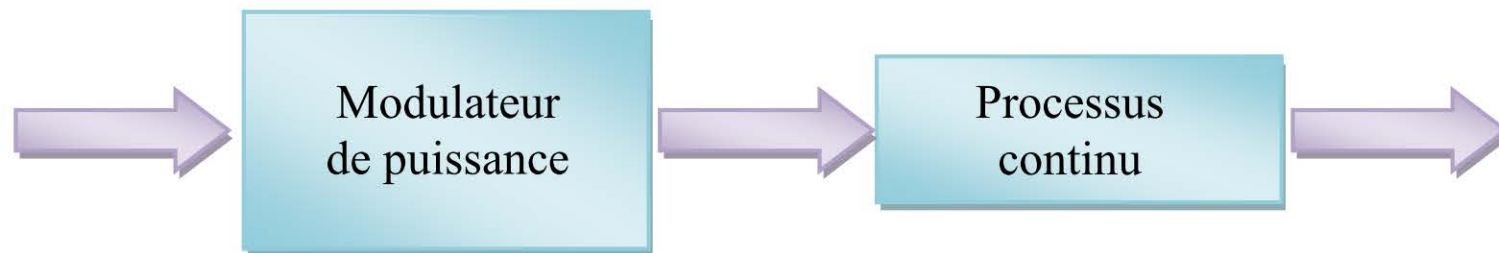


Fig. 4.1 : Classe de système à topologie variable [88] [92] [96].

Cette commande présente des performances dynamiques intéressantes. Comme nous l'avons évoqué dans l'introduction de ce chapitre, elle a été appliquée à une large classe de systèmes et récemment sur les convertisseurs multicellulaires [96]. Cette diversité dans les champs applicatifs part d'un principe unique du phénomène de prédiction. Ce principe s'articule autour de cinq étapes communes à toutes les approches [88] [92] [96]:

1. La première étape consiste à trouver un modèle permettant de prédire le comportement du système. Ce modèle dynamique est généralement non-linéaire. Il tient compte des variables continues et discrètes du système :

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u_j(t)) \quad j \in \{1, \dots, m\} \quad (4.1)$$

2. La recherche d'un modèle simple valable sur un horizon de décision τ . Ce modèle est obtenu en intégrant par la méthode d'Euler l'équation (4.1). Ainsi le modèle obtenu doit permettre de prédire l'état du système $x(t)$ sur un court intervalle τ :

$$x(t + \tau) = x(t) + \tau \cdot f(x(t), u_j(t)) \quad (4.2)$$

3. Détermination du domaine de linéarité dans lequel, la trajectoire dans l'espace d'état soit rectiligne et le module de l'accroissement de l'état sera proportionnel au temps d'application.

Ainsi, dans cette étape on doit définir un temps maximal de décision τ_{max} et un temps minimal τ_{min} , ce dernier est fonction des contraintes d'exécution temporelles, matérielles et de puissance de calcul.

4. Pour un état mesuré $(x(t))$, l'algorithme de commande détermine, les directions possibles d_j dans l'espace d'état relatives aux différents états de la commande u_j , et cela en utilisant l'équations (4.2) et en respectent l'horizon de décision qui est borné par τ_{max} et le domaine de validité dans l'espace d'état:

$$d_j(t) = x(t + \tau) - x(t) = \tau \cdot f(x(t), u_j(t)) \quad (4.3)$$

5. Après la détermination des configurations possibles, l'algorithme de commande sélectionne la configuration qui permet de se rapprocher, au maximum, de l'état de référence et l'applique au système, pendant la période d'échantillonnage suivante, et cela durant un temps d'application τ_{opt} imposé par les contraintes globales de la commande.

La Figure 4.2 résume le principe de la commande proposée.

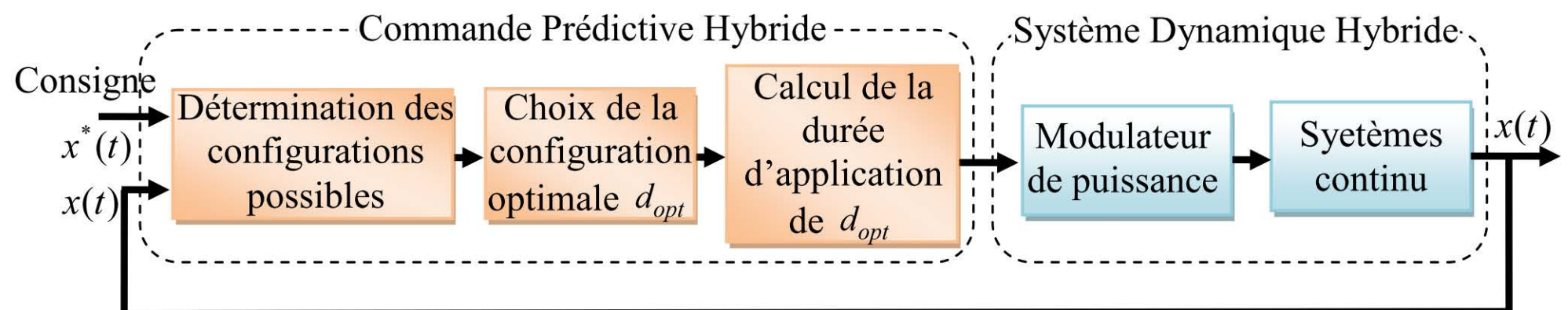


Fig. 4.2 : Schéma de principe de la commande prédictive hybride [88].

4.2.2 Application de l'approche *Prédictive Hybride* à la commande du couple de la MSAP

4.2.2.1 Modèle hybride

Modélisation de la MSAP

Afin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la machine, l'établissement de son modèle mathématique est développé sur la base des hypothèses simplificatrices classiques. Le modèle triphasé de la MSAP à pôles lisses s'exprime par [93], [95]:

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (4.4)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^t, \quad [I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^t, \quad [\Phi_s] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^t$$

$$\text{et } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \text{ la Résistance des enroulements statoriques}$$

Les flux statoriques et rotoriques ont pour expression:

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [\Phi_f] \quad (4.5)$$

$$\text{et } [\Phi_f] = \Phi_{sf} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Où :

Φ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques.

θ_r : Position absolue du rotor en degré électrique.

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.

La substitution de (4.5) dans (4.4) donne:

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} \left([L_s] \cdot [I_s] + [\Phi_f] \right) \quad (4.6)$$

Afin de supprimer la non-linéarité du système d'équations différentielles (4.6), nous adoptons des changements de variables et des transformations qui réduisent la complexité du système.

La majorité des travaux dans la littérature préfèrent utiliser la transformation de Park qui, par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes $d-q$ ou les équations de Park. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

En appliquant la transformation de Park à l'équation (4.6), nous pouvons déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel $d-q$ [93]:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + L_s \cdot \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega \cdot L_s \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + L_s \cdot \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega \cdot L_s \cdot I_{ds} + \omega \cdot \phi_f \end{cases} \quad (4.7)$$

Sous forme matricielle nous pouvons écrire le système d'équation (4.7) comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & -\frac{\omega_r}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est constitué de trois bras, chaque bras est réalisé par deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération. Chaque bras de l'onduleur peut être idéalement représenté par un interrupteur à deux positions comme l'indique la figure 2.7. La machine synchrone est connectée en étoile, E est la tension continue alimentant l'onduleur de tension.

Afin de simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexions, avec les conventions suivantes :

$$u_A = \begin{cases} 0 \Leftrightarrow V_{A0} = 0 \\ 1 \Leftrightarrow V_{A0} = E \end{cases}$$

$$u_B = \begin{cases} 0 \Leftrightarrow V_{B0} = 0 \\ 1 \Leftrightarrow V_{B0} = E \end{cases}$$

$$u_C = \begin{cases} 0 \Leftrightarrow V_{C0} = 0 \\ 1 \Leftrightarrow V_{C0} = E \end{cases}$$

La MSAP étant une charge équilibrée, les grandeurs homopolaires sont nulles, ce qui permet d'écrire les tensions aux bornes des enroulements en fonction des états des commutateurs de l'onduleur comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

A partir de l'équation (4.9) et en utilisant une matrice de rotation, il est aisé de montrer que les

tensions V_{ds} et V_{qs} peuvent être exprimées en fonction de u_A , u_B et u_C par :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = E \sqrt{\frac{2}{3}} R(\theta_r) \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\text{Avec } R(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}.$$

La modélisation de l'onduleur a montré que pour les différentes combinaisons de commande u_A, u_B, u_C (Tableau 4.1), l'onduleur peut générer seulement huit vecteurs de tension ($j = 0, \dots, 7$), dont deux sont nuls ($j = 0$ et $j = 7$). Donc 7 états différents sont à considérer.

Tableau 4.1 : Etats de commutation de l'onduleur

u_A	u_B	u_C	V_A	V_B	V_C	j
0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2.E/3$	1
0	1	0	$-E/3$	$2.E/3$	$-E/3$	2
0	1	1	$-2.E/3$	$E/3$	$E/3$	3
1	0	0	$2.E/3$	$-E/3$	$-E/3$	4
1	0	1	$E/3$	$-2.E/3$	$E/3$	5
1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2.E/3$	6
1	1	1	0	0	0	7

Modélisation de l'association MSAP-Onduleur

En remplaçant (4.10) dans (4.8), le modèle hybride de notre système s'écrit sous la forme suivante [50]-[53], [88], [92]:

$$\dot{x}(t) = A(\omega_r(t)).x(t) + B(\omega_r(t), \theta_r(t)).u_j(t) + C(\omega_r(t)).\phi_f \quad \text{pour } j = 1 \text{ à } 7 \quad (4.11)$$

avec $x(t) = [I_{ds}, I_{qs}]^t$, $u_f(t) = [u_{Aj}, u_{Bj}, u_{Cj}]^t$ et A, B, C sont des matrices appropriées.

L'intégration de l'équation (4.11) par la méthode d'Euler donne:

$$x(t + \tau) = \left[I + \tau.A(\omega_r(t)) \right].x(t) + \tau.B(\omega_r(t), \theta_r(t)).u_j(t) + \tau.C(\omega_r(t)).\phi_f \quad (4.12)$$

L'équation (4.12) constitue le modèle hybride simplifié utilisé par l'équipe du laboratoire Ampère pour définir l'algorithme de la commande de couple hybride.

Bien que les performances de cette commande soient très supérieures à celles d'une commande classique à flux orienté. Elles sont équivalentes à celles des commande DTC connues (et meilleures en termes d'amplitude des oscillations de couple) [50]. Cependant, l'équation (4.12) utilisée est fonction de tous les paramètres de la machine et donc la structure de cette commande nécessite la connaissance précise et a priori de ces paramètres et présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine. Pour cela et dans le but de pallier à ce problème et rendre cette commande robuste vis-à-vis des variations paramétriques de la machine, nous avons utilisé à la place de l'équation (4.12) un modèle paramétrique de la forme (3.1) identifiée en utilisant l'algorithme exposé dans le chapitre 3.

4.2.2.2 Algorithme de la commande prédictive hybride

Le couple électromagnétique développé par les MSAPs peut s'écrire dans le référentiel de Park (d, q) sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[(L_{ds} - L_{qs}) . I_{ds} . I_{qs} + \phi_f . I_{qs} \right] \quad (4.13)$$

Ce couple est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer générées par les courants statoriques.

Dans l'équation (4.13) le flux rotorique étant fixe, la valeur désirée du couple peut être obtenue en contrôlant les composantes des courants I_{ds} et I_{qs} . Dans le cas de la

MSAP à pôle lisses l'expression du couple se réduit à : $C_{em} = \frac{3}{2} . p . \phi_f . I_{qs}$

Le couple électromagnétique ne dépend que de la composante quadratique du courant. Il est maximal pour un courant donné si l'on impose $I_{ds} = 0$. Dans ce cas le déphasage du courant par rapport à la FEM est nul. Le couple obtenu est alors proportionnel au courant d'alimentation de la machine comme dans le cas d'une machine à courant continu. L'algorithme de commande hybride consiste donc à suivre les courants de référence I_{ds}^* , I_{qs}^* dans l'espace d'état I_{ds} , I_{qs} en déterminant le meilleur état de commutation de l'onduleur.

La vitesse de MSAP est régulée à travers une boucle externe indépendant de la commande hybride, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence I_{qs}^* . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine. Le courant I_{ds}^* de référence est maintenu à zéro.

4.2.2.3 Détermination des directions

L'algorithme de commande calcule, pour un état mesuré, les évolutions possibles dans l'espace d'état relatives aux différentes configurations ($1 < j < 7$), et cela en utilisant l'équation (4.12). Une représentation graphique de ces vecteurs est donnée à la Figure 4.3. [50] [92].

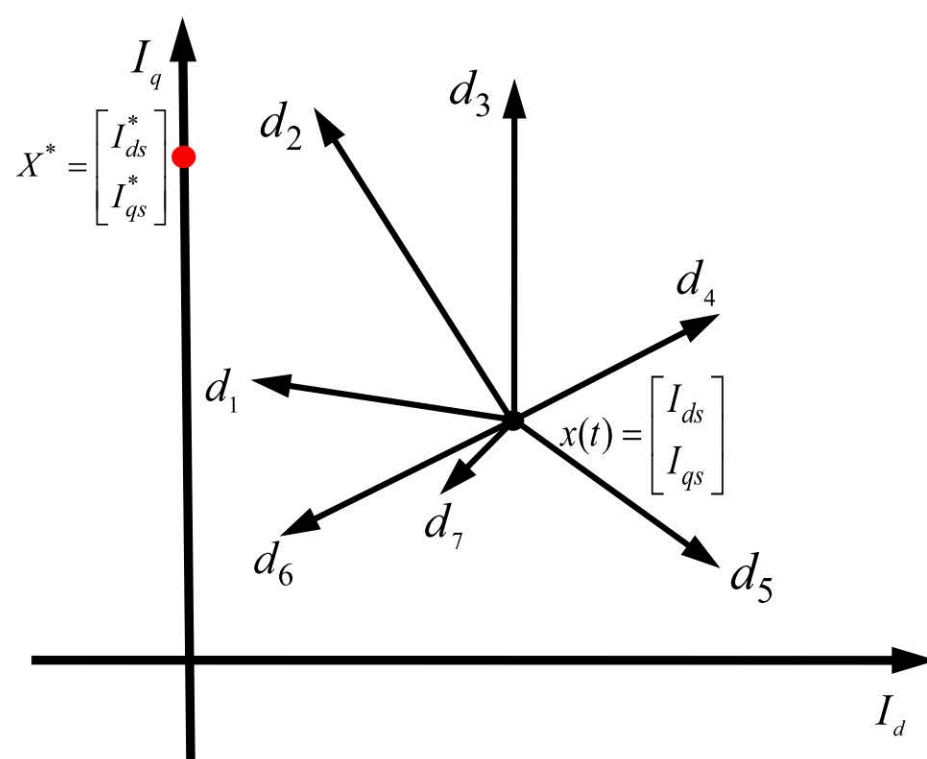


Fig. 4.3 : Exemple des directions possibles dans le plan (I_d, I_q) .

4.2.2.4 Stratégie de choix de la configuration optimale

A chaque période d'échantillonnage, l'algorithme de commande détermine le meilleur état des commutateurs de l'onduleur, parmi les configurations possibles. Plusieurs stratégies de choix sont possibles, nous pouvons utiliser par exemple une des stratégies qui ont été proposées dans [92] à savoir :

- Angles entre les directions possibles et la direction de référence* : Dans ce cas, la configuration qui correspond à la commande optimale est calculée en fonction de l'écart entre les valeurs de courant mesuré et désiré. Dans l'exemple de la Figure 4.4, la direction qui minimise l'angle entre d^* et chacune des directions possibles est la direction d_2 correspondant à l'angle α_2 .
- Distances entre les vecteurs d'état possibles et le point de référence* : Avec cette stratégie, la configuration optimale correspond à la distance minimale entre le point de référence et le point atteignable pour chaque configuration. Pour l'exemple de la Figure 4.5, l'état du convertisseur sera défini par le vecteur d_2 correspondant aux

états de commutation $[u_A, u_B, u_C]^t = [0,1,0]^t$, et la durée d'application de cette configuration et calcul en fonction de la longueur OA (Figure 4.6).

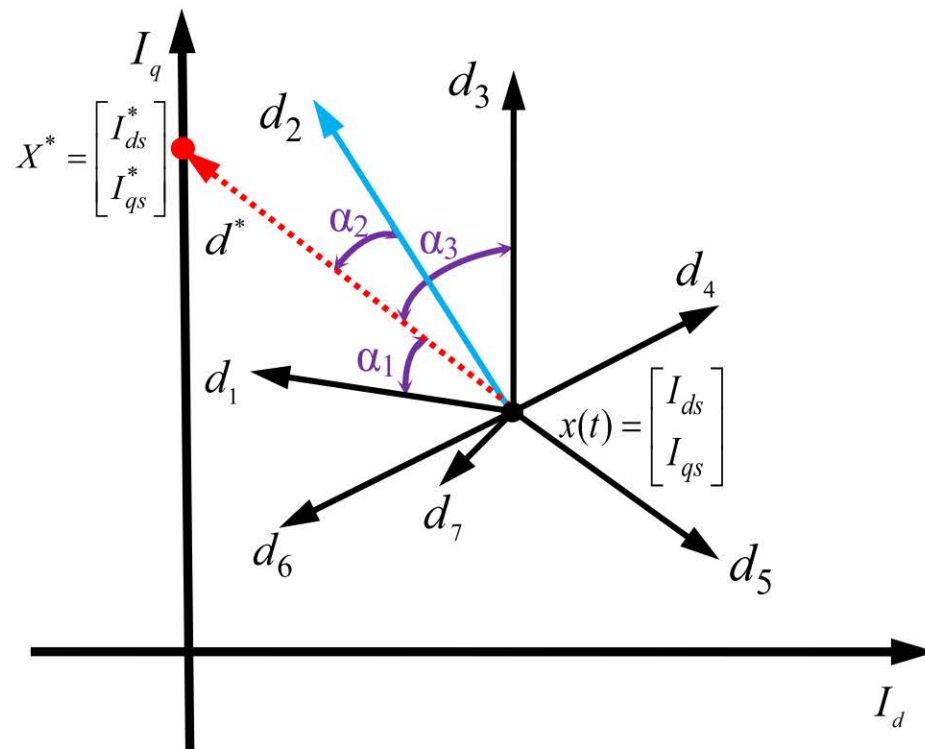


Fig. 4.4 : Angles entre les directions possibles et la direction de référence

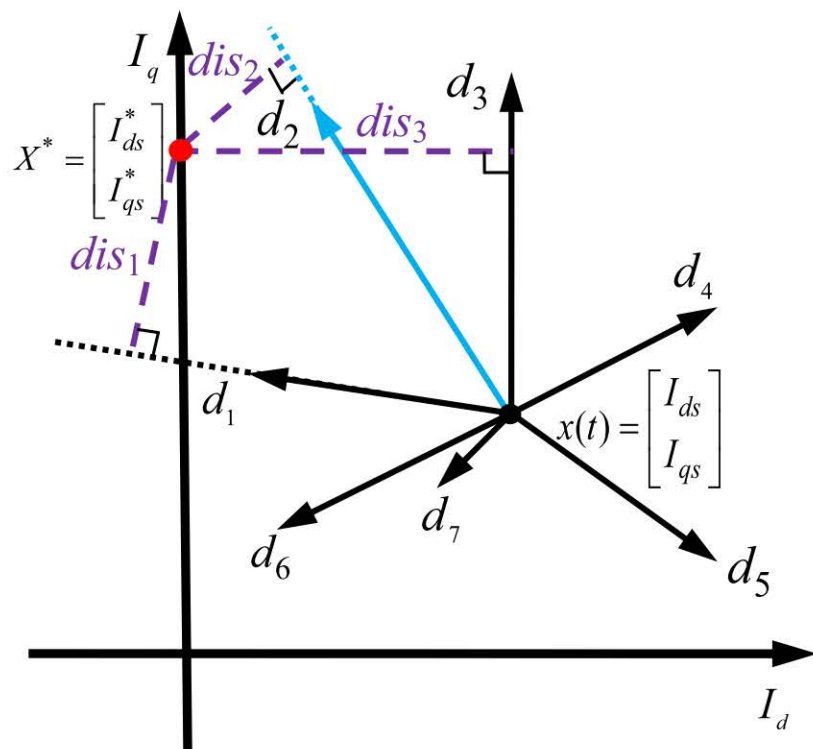


Fig. 4.5 : Distances entre les vecteurs d'état possibles et le point de référence.

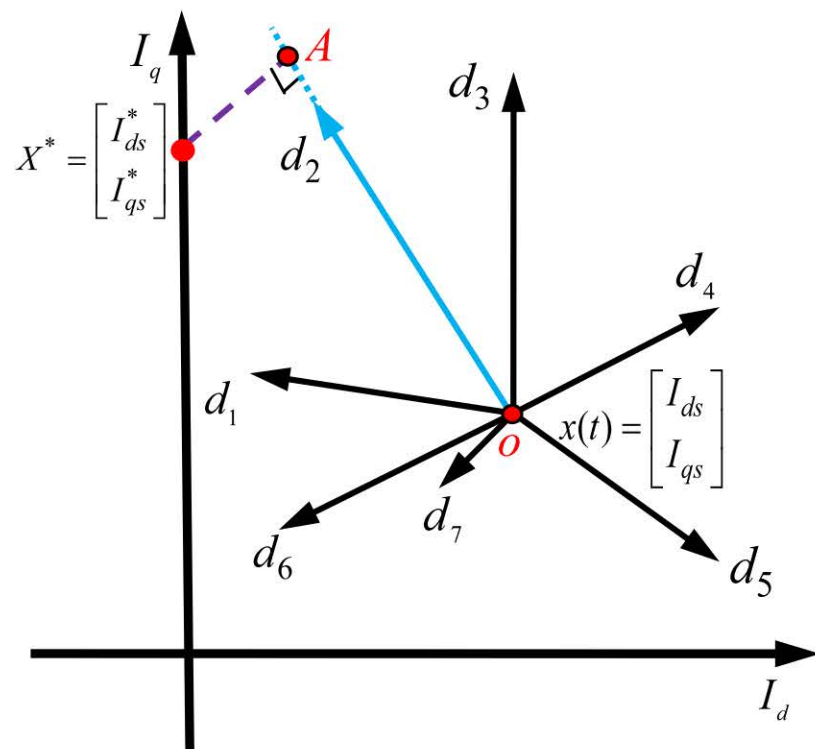


Fig. 4.6 : Durée d'application de la configuration optimale.

4.2.2.5 Résultats de simulation

Ce paragraphe a pour but d'illustrer concrètement la commande hybride présentée dans cette partie de ce chapitre. En outre nous l'avons comparée avec la commande DTC monocoup hybride développée dans [92] et une commande DTC classique en termes d'amplitude des oscillations de couple, erreurs statiques et de spectres pour l'étude en régime permanent et le temps de montée et dépassements pour l'étude du régime transitoire et ce dans les mêmes conditions de fonctionnement et dans la même configuration de simulation.

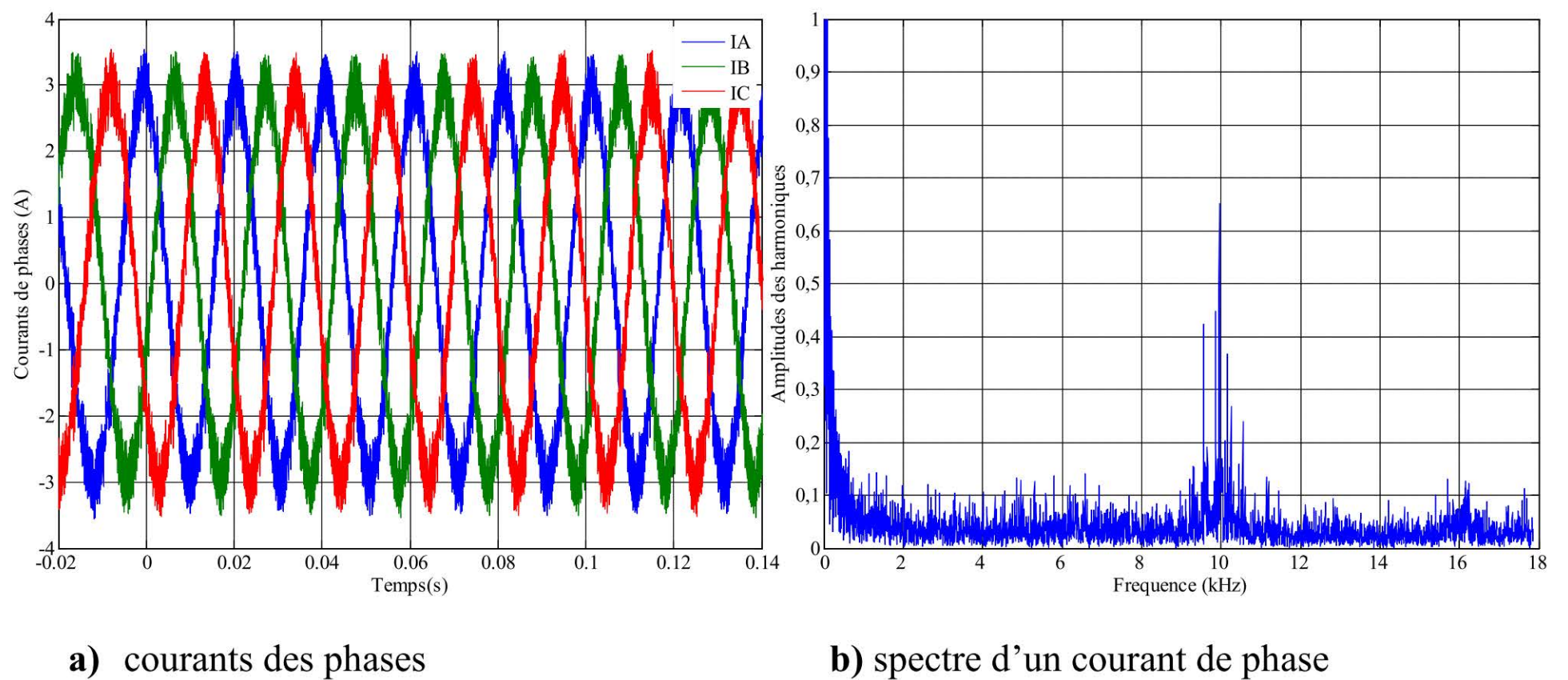


Fig. 4.7 : Etude du régime permanent de la *DTC Classique*.

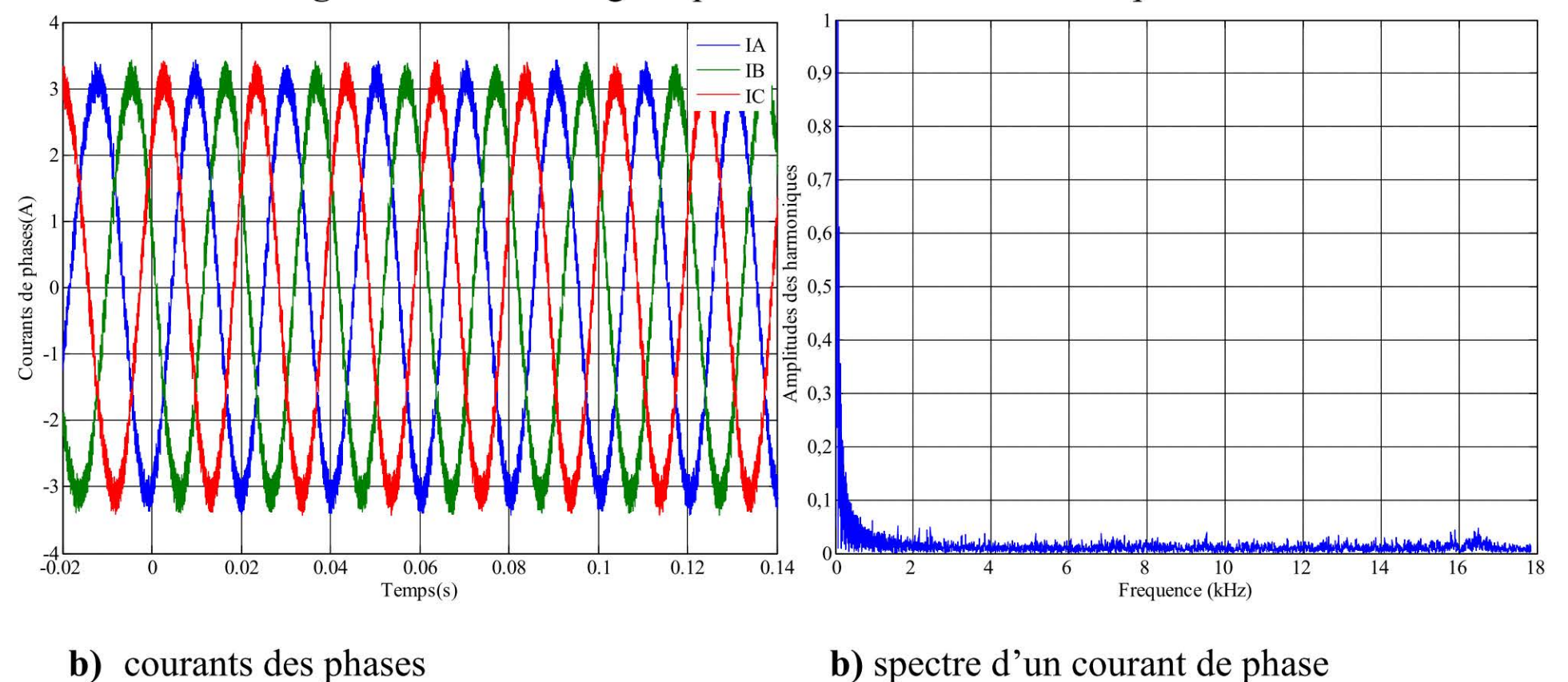


Fig. 4.8: Etude du régime permanent de la *Commande Hybride*.

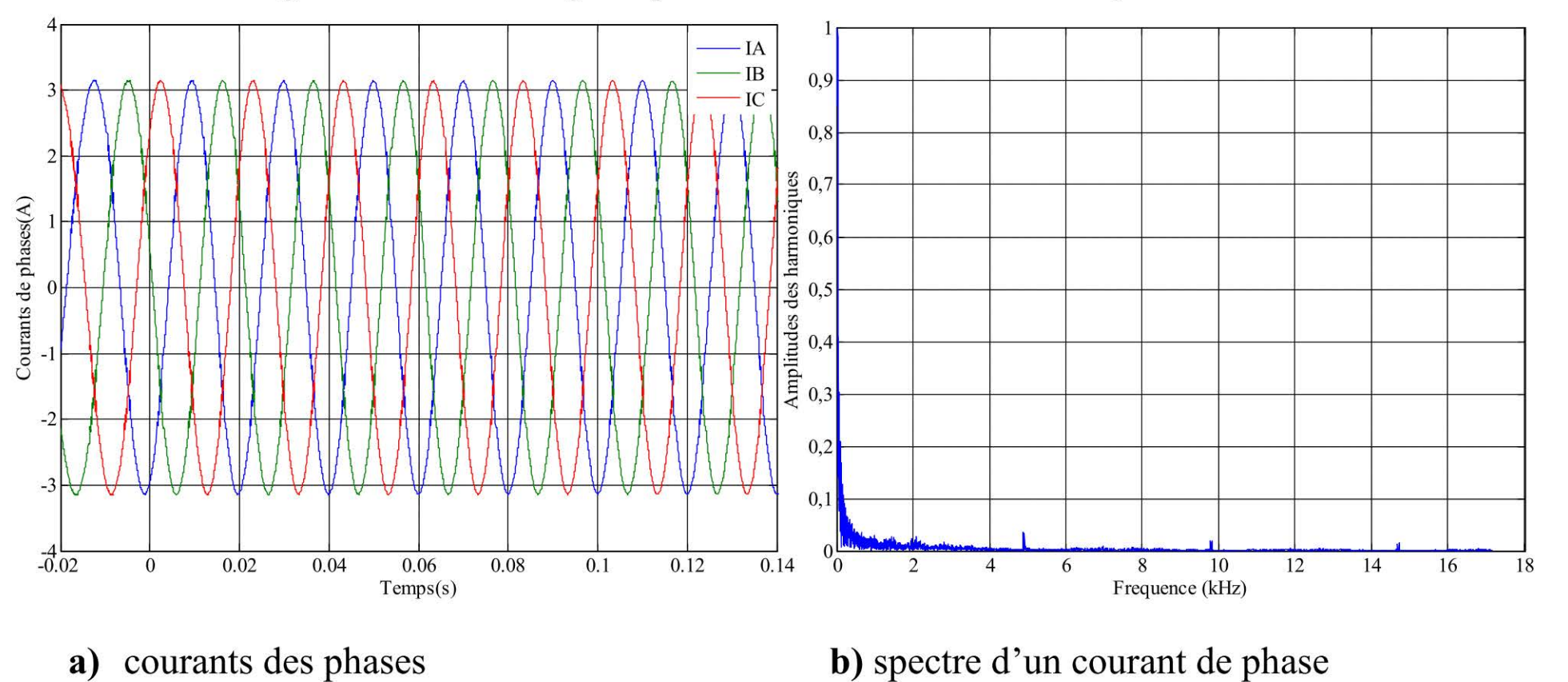


Fig. 4.9 : Etude du régime permanent de la *Commande Prédictive Hybride*.

Sur les figures (4.7-8 a), on montre les courants de phases en régime permanent obtenus pour les trois commandes. Ces courants ont l'allure de sinusoïdes avec un faible bruit dans le cas de la commande proposée comparée aux autres commandes. Cette remarque peut être confirmée par les spectres des courants de phase représentés dans les figures (4.7-8 b) là où la commande DTC et la commande Hybride montrent un contenu harmonique nettement supérieur à celui de la commande proposée.

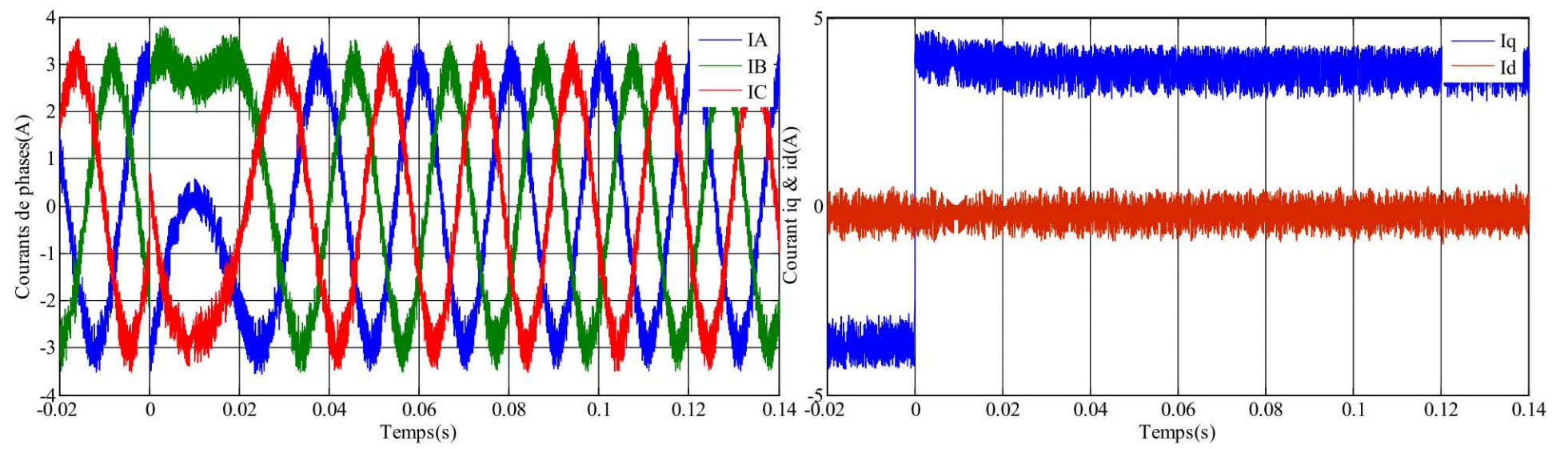
Pour l'étude du régime transitoire nous avons inversé la consigne de couple pour la commande DTC (passage de -5 Nm à 5 Nm) et pour les commandes hybride nous avons inversé la consigne de I_q (passage de -5,75 A à 5,75 A), tout en maintenant la consigne du courant I_d à une valeur ($I_d = 0$).

Pour les trois commandes, l'inversion de couple (Figures 4.10-12c) est extrêmement rapide (200 μ s soit 7 cycles de calculs) et s'effectue sans dépassement notable. Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus à travers les trois commandes nous avons représenté les couples dans la même figure (Figure 4.13). Comparée à la commande *DTC Classique* et la *Commande Hybride*, la *Commande Prédictive Hybride* proposée améliore d'une façon significative les oscillations du couple.

Les courants de phases (Figures 4.10-12a) sont remarquablement bien contrôlés lors du régime transitoire et ne présentent aucun dépassement. Aussi, on peut remarquer que le contrôle des courants par les trois commandes lors des commutations du convertisseur ne conduit à aucune surintensité.

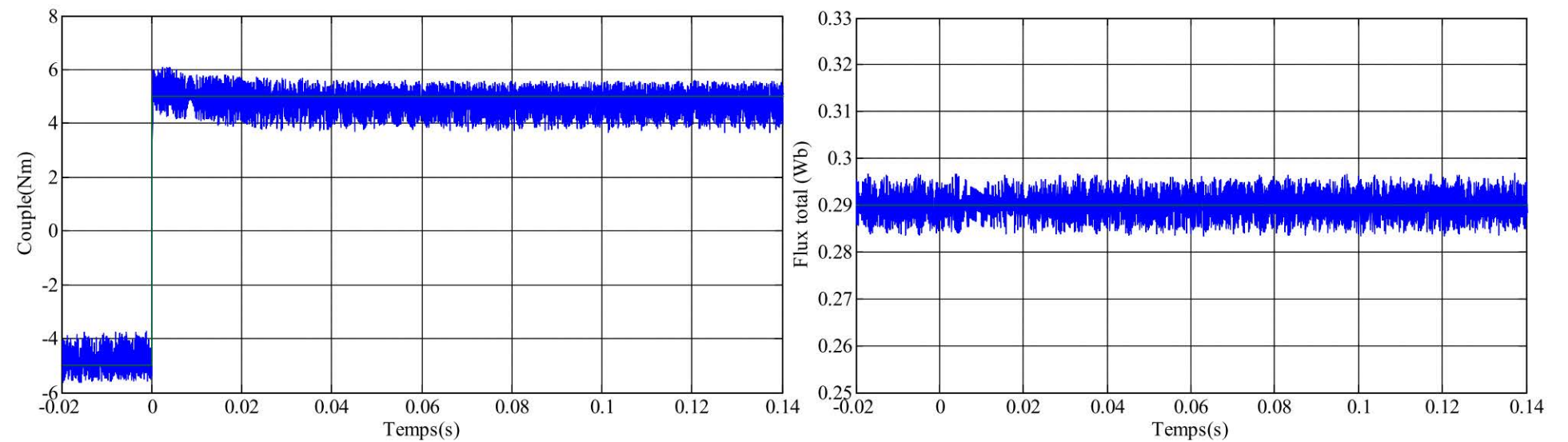
Dans les trois cas, le flux est très bien contrôlé en régime transitoire (Figures 4.10-12d). On note très peu de différence entre le flux en régime permanent et en régime transitoire. Le flux est donc indépendant de l'évolution du couple.

L'évolution des courants dans le plan dq pendant le régime transitoire est présentée sur les Figures 4.10-12b, d'où nous pouvons constater le bon maintien de I_d lors du changement brusque de la référence du courant I_q .



a) courants des phases en régime transitoire

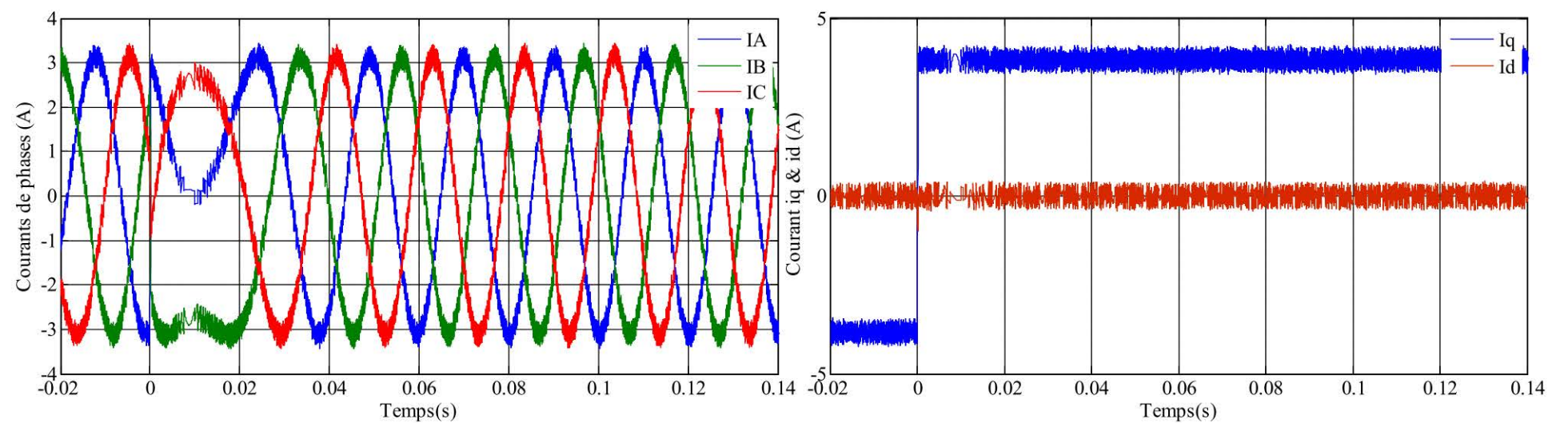
b) variables d'état en régime transitoire



c) couple en régime transitoire

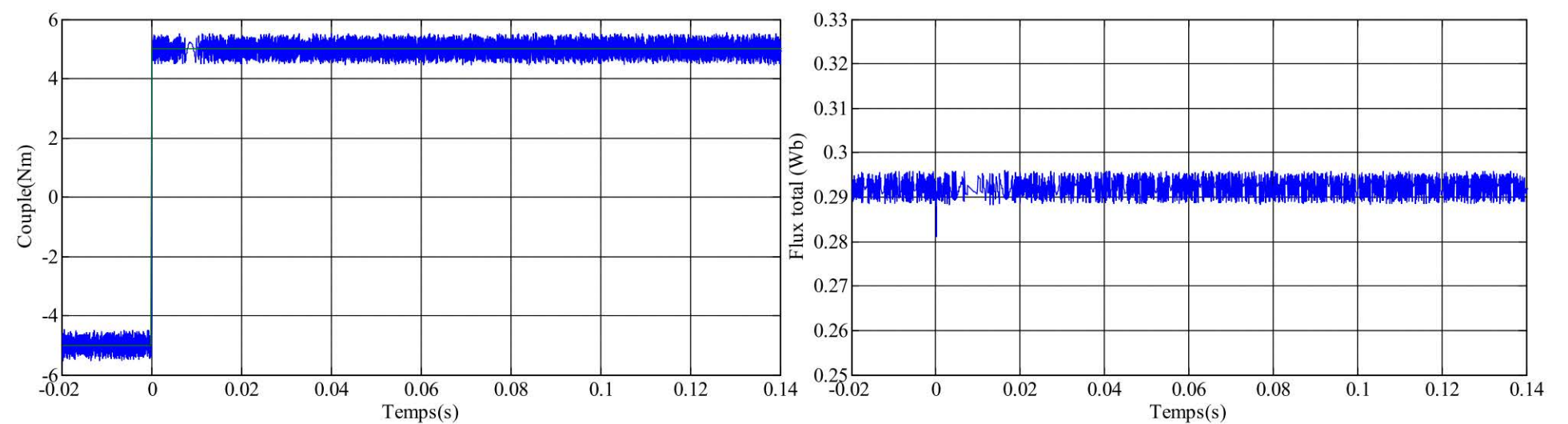
d) flux en régime transitoire

Fig. 4.10 : Etude du régime transitoire de la *DTC Classique*.



a) courants des phases en régime transitoire

b) variables d'état en régime transitoire



c) couple en régime transitoire

d) flux en régime transitoire

Fig. 4.11 : Etude du régime transitoire de la *Commande Hybride*.

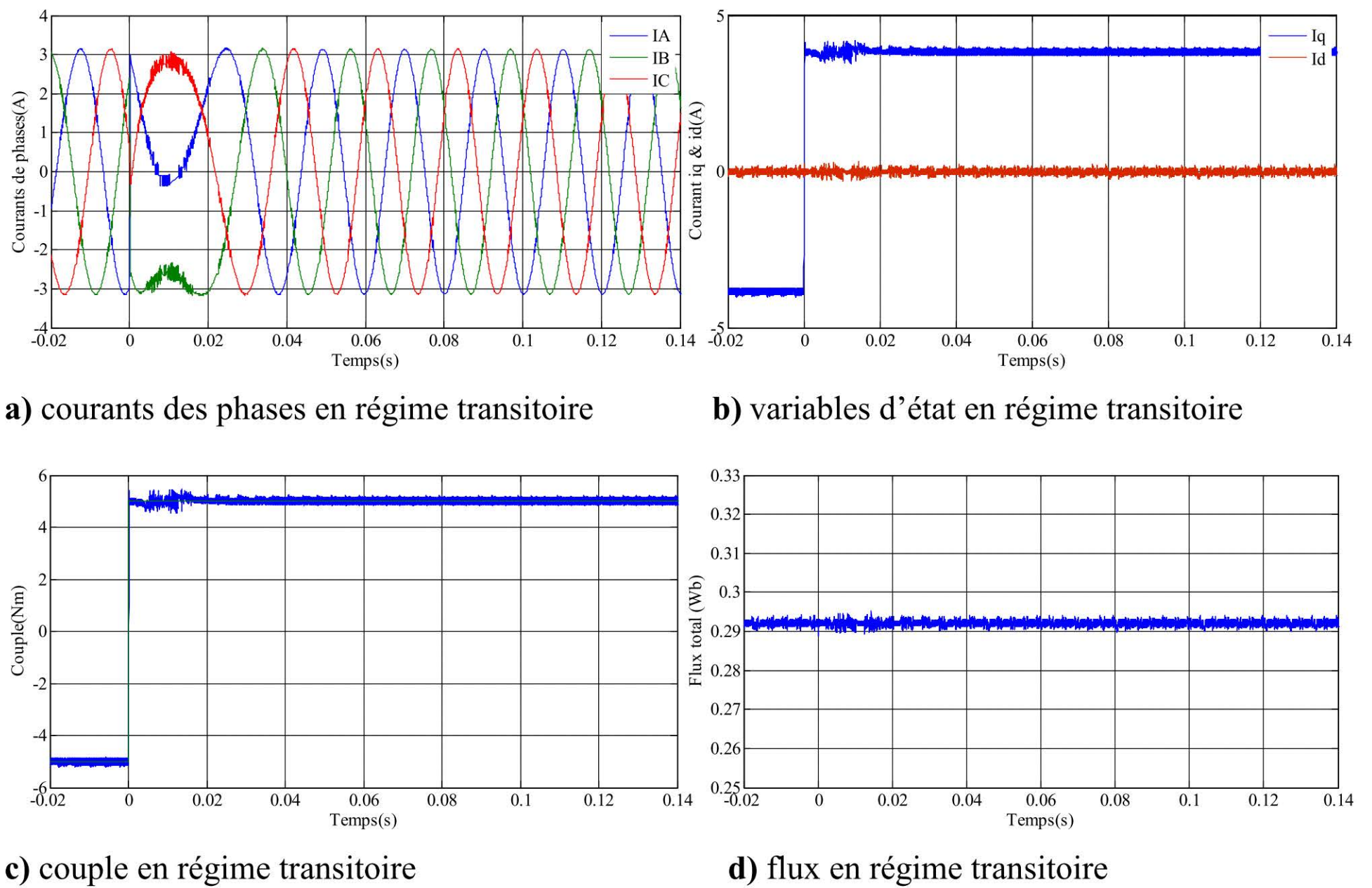


Fig. 4.12 : Etude du régime transitoire de la *Commande Prédictive Hybride*.

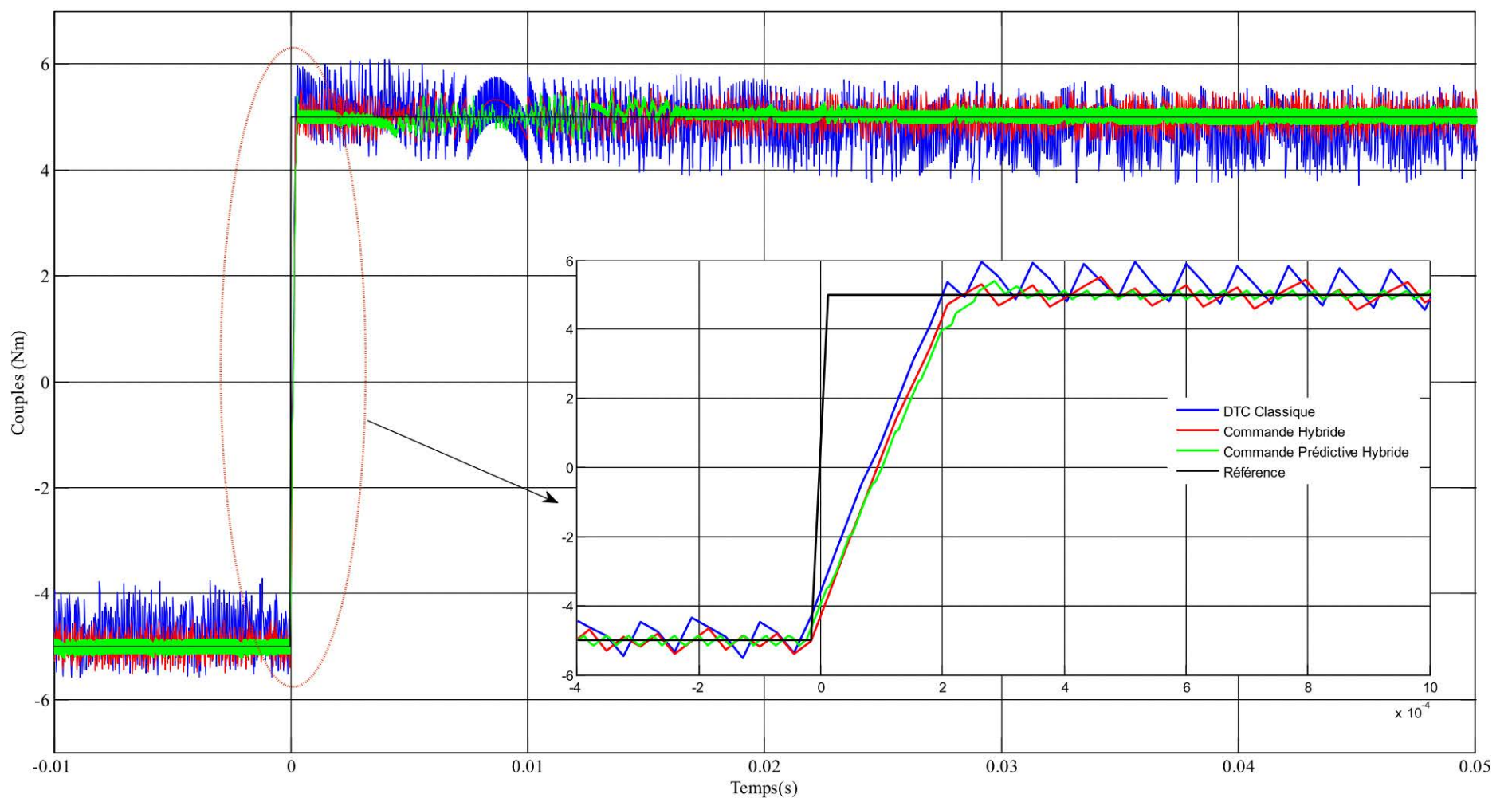


Fig. 4.13 : Evolution du couple en régime transitoire pour les trois commandes

4.3 COMMANDE SUPERVISEE

Dans cette partie du chapitre nous présentons une méthode permettant la réalisation d'une commande hybride supervisée telle que proposée par Stiver dans [94], et appliquée par la suite dans [89]-[91] pour la commande hybride d'un système électromécanique. Cette méthode est basée sur la notion d'invariants naturels du procédé décrit par l'équation différentielle:

$$\dot{x}(t) = f(x(t), r(t)) \quad (4.14)$$

La particularité d'une telle approche est que chaque objectif de commande est donné par un ensemble de départ et par un ensemble cible, chacun d'entre eux étant un sous-ensemble ouvert de l'espace d'état du procédé. Pour atteindre l'objectif, le contrôleur doit être capable de conduire le procédé depuis n'importe quel état de l'ensemble de départ vers un état de l'ensemble cible en utilisant une stratégie de commande possible. Le problème est posé en termes d'atteignabilité.

4.3.1 Construction du générateur

La solution de ce problème de commande est d'identifier, pour une région cible donnée, les états qui peuvent être conduits dans cette région par application d'un seul symbole de commande. Si la région de départ est contenue dans cet ensemble d'états, l'objectif est atteignable par ce symbole de commande particulier.

Sinon, cet ensemble d'états devient le nouvel ensemble cible et le processus est répété. Pour décrire les régions mentionnées, est introduit le concept de flux. Le flux d'un procédé est déterminé par la fonction F_k :

$$\begin{aligned} F_k &: X \times \mathfrak{R} \rightarrow X \\ x(t) &= F_k(x(0), t) \end{aligned} \quad (4.15)$$

Ce flux représente l'état du procédé au temps t avec un état initial $x(0)$ et une entrée de commande constante, $\gamma(\tilde{r}_k)$. Pour une région cible T , $F_k^-(T)$ est l'ensemble des états initiaux depuis lesquels le procédé peut atteindre T avec une entrée, $\gamma(\tilde{r}_k)$. A partir de ces définitions, les auteurs proposent une procédure de construction du générateur. La difficulté à identifier l'ensemble du flux qui atteint une région donnée amène les auteurs à ne déterminer qu'un sous-ensemble de $F_k^-(T)$ correspondant à une région, notée B , dans laquelle toutes les trajectoires atteignent la région cible T pour un symbole de commande particulier. Le problème revient à déterminer les frontières qui bornent ces ensembles spécifiques.

$$T = \{\xi \in X : \forall i \in I_T, h_i(\xi) < 0\} \quad (4.16)$$

$B = \{\xi \in X : \forall i \in I_B, h_i(\xi) < 0, h_e(\xi) > 0\}$ où $h_e(\xi)$ définit la frontière de sortie de B .

4.3.2 Conception d'un contrôleur

Par cette technique de construction du générateur, la conception du contrôleur est anticipée par la détermination de l'interface. Un contrôleur est construit pour une région cible donnée. Cela signifie qu'à chaque objectif de commande particulier, est associé un automate illustrant le contrôleur. Chaque automate est construit en associant un état discret du contrôleur à une région déterminée par le découpage de l'espace d'état du procédé présenté précédemment. Cette opération constitue la première étape. La seconde étape consiste à relier entre eux tous les automates correspondant chacun à un objectif particulier, pour n'en faire qu'un. Cette opération dépend directement de l'ordre dans lequel on désire atteindre chacune de ces régions cibles.

4.3.3 Application de la Commande Hybride Adaptative à Modèle de Référence (HMRAC) à la MAS

Pour illustrer le couplage d'un système continu et d'un automate hybride pour la réalisation d'un système de commande hybride selon Antsaklis (§2.4.1), nous allons prendre comme exemple d'application le contrôle de la vitesse d'une MAS, système appartenant à la classe de système considérée. Sur la Figure 4.14 on représente le schéma bloc de la commande proposée.

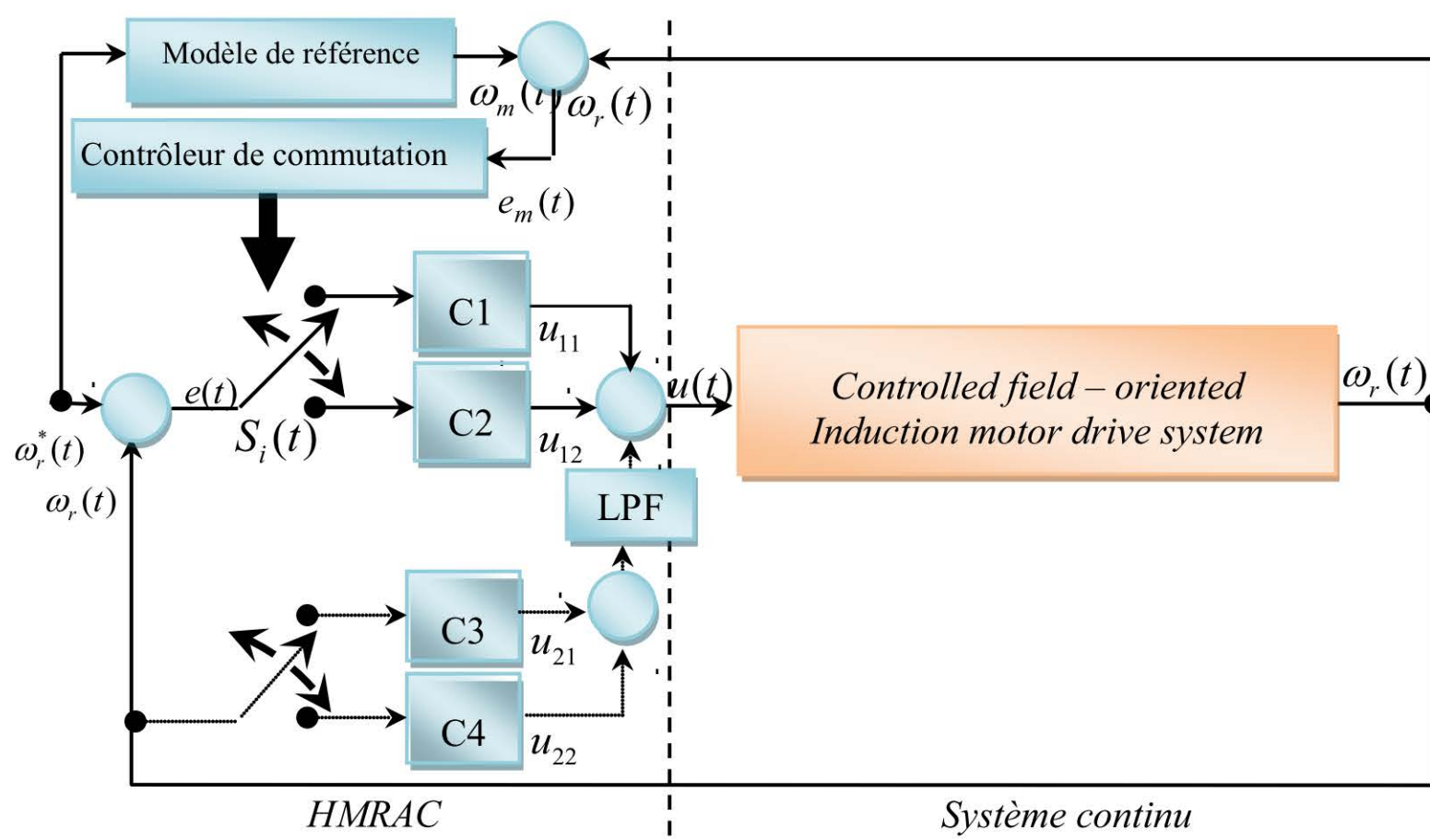


Fig. 4.14 : Schéma bloc de la commande HMRAC Appliquée à la MAS

Le contrôleur est défini par la structure d'un automate fini $\{\tilde{S}, \tilde{X}, \tilde{R}, \delta, \phi\}$ où :

- $\tilde{S} = \{\tilde{s}_1, \tilde{s}_2, \tilde{s}_3, \tilde{s}_4\}$ est l'ensemble des états représentant toutes les combinaisons possibles des états des deux commutateurs S_i , de type *on/off* ;
- $\tilde{X} = \{H_1, L_1, H_2, L_2\}$ où $L_1 = \omega_m - \Delta\omega_r$, $L_2 = \omega_r^* - \Delta\omega_r$, $H_1 = \omega_m + \Delta\omega_r$, $H_2 = \omega_r^* - \Delta\omega_r$ est l'ensemble des symboles du procédé qui indiquent au contrôleur que l'état $\omega_r(t)$ a franchi une frontière;
- $\tilde{R} = \{u_{11}, u_{12}, u_{21}, u_{22}\}$ est l'ensemble des symboles du contrôleur déterminant l'entrée $r(t)$ à appliquer au procédé continu;

$$\gamma : \left\{ \begin{array}{l} r_1 = u_{11} \rightarrow r_1(t) = C_1 = \int_0^t k_1 \cdot s_1(\tau) \cdot e(\tau) d\tau \\ r_2 = u_{12} \rightarrow r_2(t) = C_2 = \int_0^t k_2 \cdot s_2(\tau) \cdot e(\tau) d\tau \\ r_3 = u_{21} \rightarrow r_3(t) = C_3 = g_3 \\ r_4 = u_{22} \rightarrow r_4(t) = C_4 = g_4 \end{array} \right. \quad (4.17)$$

- δ est la fonction de transition d'état; et
- $\phi : \tilde{S} \rightarrow \tilde{R}$ est la fonction de sortie où \tilde{r}_i est donné par le couple (u_1, u_2) .

Le générateur, élément composant l'interface entre le procédé continu et le contrôleur, est défini par les frontières :

$$\begin{aligned} h_1(\omega_r) &= \omega_r - \omega_m + \Delta\omega_r = \omega_r - L_1, \\ h_2(\omega_r) &= -\omega_r + \omega_m + \Delta\omega_r = -\omega_r + H_1, \\ h_3(\omega_r) &= \omega_r + \omega_r^* - \Delta\omega_r = \omega_r + L_2, \\ h_4(\omega_r) &= -\omega_r + \omega_m + \Delta\omega_r = -\omega_r + H_2, \end{aligned} \quad (4.18)$$

Ces frontières donnent la partition de l'espace d'état illustrée sur la Figure 4.15, où sont également représentés les symboles associés aux franchissements des frontières.

- Le symbole L_1 est généré lorsque $h_1(\omega_r) = 0$ et $\frac{dh_1(\omega_r)}{dt} < 0$,
lorsque $\frac{dh_1(\omega_r)}{dt} > 0$ c'est l'événement neutre ε qui est généré;

- Le symbole H_1 est généré lorsque $h_2(\omega_r) = 0$ et $\frac{dh_2(\omega_r)}{dt} \succ 0$,
lorsque $\frac{dh_2(\omega_r)}{dt} \prec 0$ c'est l'événement neutre ε qui est généré;
- Le symbole L_2 est généré lorsque $h_3(\omega_r) = 0$ et $\frac{dh_3(\omega_r)}{dt} \prec 0$,
lorsque $\frac{dh_3(\omega_r)}{dt} \succ 0$ c'est l'événement neutre ε qui est généré;
- Le symbole H_2 est généré lorsque $h_4(\omega_r) = 0$ et $\frac{dh_4(\omega_r)}{dt} \succ 0$,
lorsque $\frac{dh_4(\omega_r)}{dt} \prec 0$ c'est l'événement neutre ε qui est généré.

Les différentes régions obtenues dépendent des spécifications de fonctionnement du système. Pour construire l'automate de la Figure 4.15 illustrant le modèle discret du système, est associé à chaque région un état discret p de l'automate. Les transitions entre les états discrets dépendent des entrées appliquées au procédé, donc des symboles provenant du contrôleur.

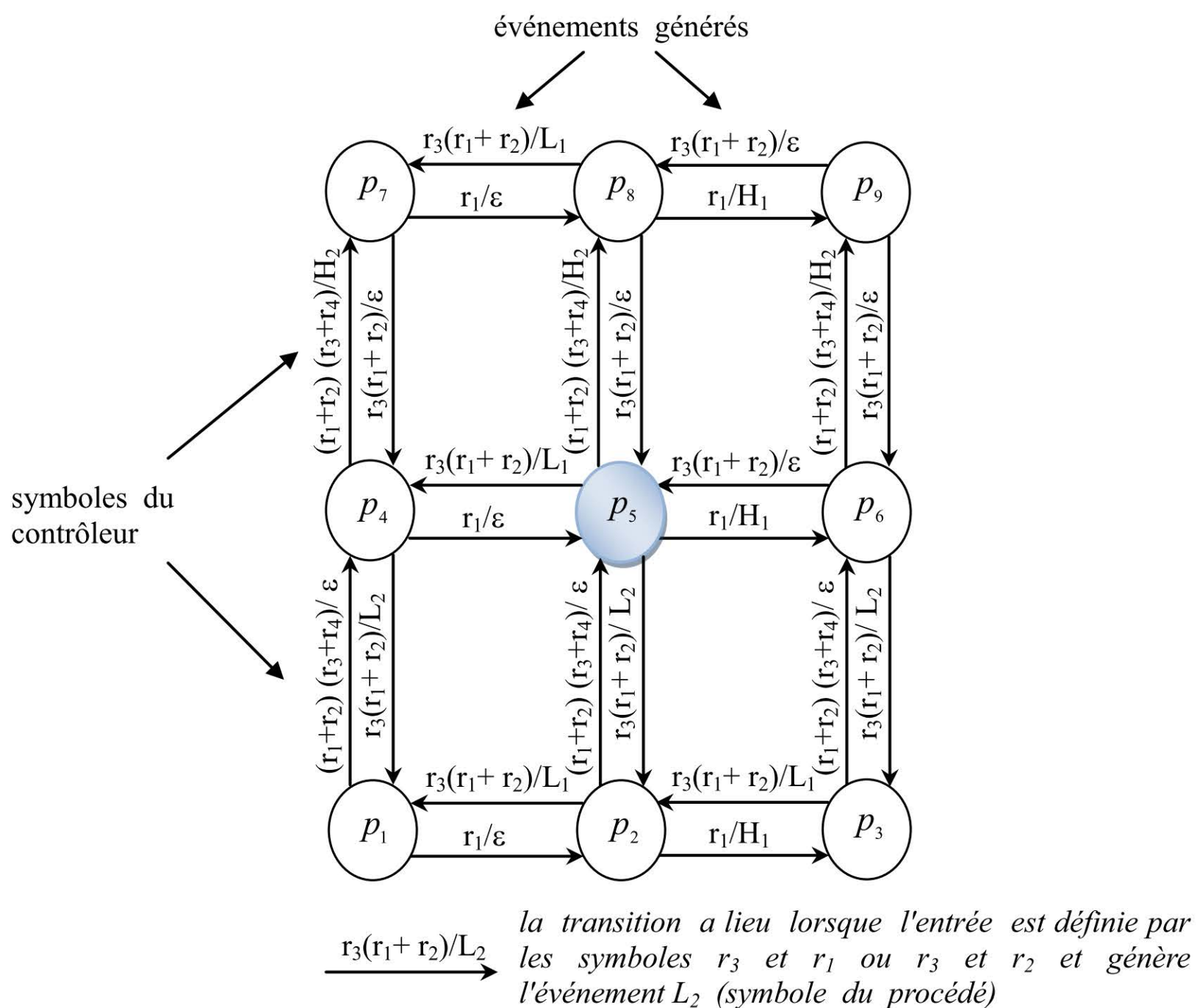


Fig. 4.15 : Système à événements discrets modélisant le système

A chaque transition, l'automate génère en sortie un symbole du procédé. Une transition est donc étiquetée par un couple formé par un ou plusieurs symboles du contrôleur et le symbole du procédé correspondant. Le modèle obtenu est représenté par un automate non déterministe dont le langage généré L est utilisé pour examiner la contrôlabilité du système de commande hybride. Ce travail est construit à partir de celui de Ramadge et Wonham (R/W) sur la contrôlabilité des systèmes à événements discrets de structure logique. Soit $\{a, b, c, d\} = \{H_1, L_1, H_2, L_2\}$, le langage généré par l'automate représente toutes les séquences d'événements possibles et est donné par:

$$L = \left[(a + b + c + d)\varepsilon + a \left[(c\varepsilon)^* \left\{ (\varepsilon a)^* \left((\varepsilon c)^* + (b\varepsilon)^* (\varepsilon c)^* \right) \right. \right. \right. \left. \left. \left. \left\{ (\varepsilon b)^* + (d\varepsilon)^* (\varepsilon b)^* \left((\varepsilon d)^* + (a\varepsilon)^* (\varepsilon d)^* (\varepsilon a)^* \right) \right\} \right\} \right] \right]^* \quad (4.19)$$

La partie du langage correspondant au second terme de l'équation

$$\dots + a \left[(c\varepsilon)^* \left\{ (\varepsilon a)^* \left((\varepsilon c)^* + (b\varepsilon)^* (\varepsilon c)^* \right) \dots \right. \right. \quad (4.20)$$

peut être par exemple développé en deux séquences d'événements différentes où chaque séquence donne l'évolution du système à travers une trajectoire d'état possible:

$$\begin{aligned} & ac\varepsilon\varepsilon\dots \\ & p_5 \rightarrow p_6 \rightarrow p_9 \rightarrow p_8 \rightarrow p_5 \\ & ac\varepsilon b\varepsilon\dots \\ & p_5 \rightarrow p_6 \rightarrow p_9 \rightarrow p_8 \rightarrow p_7 \rightarrow p_4 \end{aligned} \quad (4.21)$$

Le langage désiré K est défini par

$$K = \left[(a + b + c + d)\varepsilon \right]^* \quad (4.22)$$

Le langage K n'est pas contrôlable, cela peut être constaté en considérant par exemple la chaîne $d\varepsilon \in K$ pour laquelle il n'existe pas de symbole $r \in \tilde{R}$ qui puisse garantir que le modèle discret du procédé continu ne va pas générer le symbole b et entrer dans l'état p_7 .

Puisque K n'est pas contrôlable il faudrait déterminer le sous-langage suprême contrôlable de K .

On donne, Figure 4.16, l'automate, correspondant à une machine de Moore, modélisant le contrôleur tel qu'il est défini dans cette approche. L'impossibilité d'interdire individuellement, de façon générale, les symboles du procédé dépendants de l'état courant, est ce qui différencie le modèle discret utilisé pour représenter le procédé continu du générateur de R/W. De même, le sous-langage suprême contrôlable du modèle discret peut être obtenu par une procédure itérative similaire à celle s'appliquant au modèle de R/W, mais plus générale.

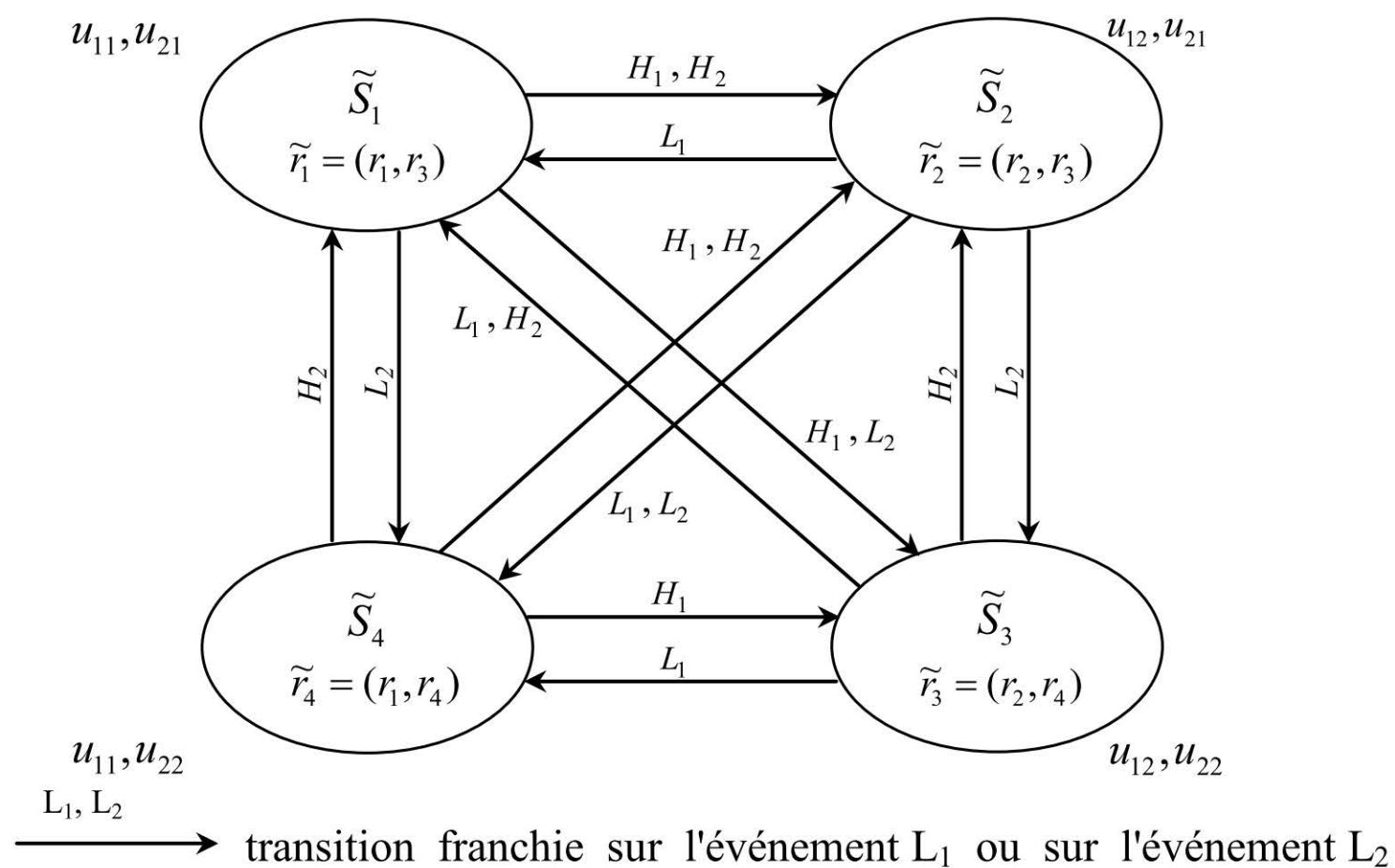


Fig. 4.16 : Automate représentant le contrôleur

Cette méthode comporte certains inconvénients majeurs. Il apparaît un problème conceptuel pour effectuer la partition de l'espace d'état du système continu telles que ses dynamiques soient capturées de façon significative, c'est-à-dire utile pour l'analyse, par un automate à états finis. L'automate obtenu est en général non déterministe. En effet, un problème particulier de la synthèse du modèle discret d'un procédé continu est la sélection du générateur. Puisque les hypersurfaces de séparation et la relation α qui se trouvent dans la définition du générateur (§2.1.2), sont utilisées pour générer les symboles du procédé, elles doivent être choisies de façon à fournir suffisamment d'informations au contrôleur pour permettre une commande appropriée sans pour autant mener à un système trop complexe difficilement analysable. Cela pourrait se traduire sur la Figure 4.15 par la nécessité d'un découpage plus fin que celui défini par les frontières correspondant aux spécifications. Il se peut, même en utilisant une construction habile, obtenue par une étude des trajectoires dans leur plan de phase pour définir le découpage de l'espace d'état (§2.1.2), qu'il n'existe aucun automate décrivant un comportement du procédé continu utile pour l'analyse. De plus, il est important de remarquer que la classe de systèmes hybrides considérée dans cette étude n'illustre que des phénomènes tels que des commutations autonomes de l'état continu ou des

phénomènes discrets dus à la logique de commande. La notion d'événement pour un système continu est liée aux observations du procédé et à l'évaluation de ces observations pour déterminer si certaines conditions sont validées (dépassement de seuil, norme d'un vecteur inférieure à certaines bornes ...). Ces observations correspondent à l'échantillonnage dans l'espace des entrées et des réponses du procédé. Les événements sont donc relatifs à l'échantillonnage de la trajectoire et correspondent à la vérification de certaines propriétés.

4.3.3.1 Résultats expérimentaux

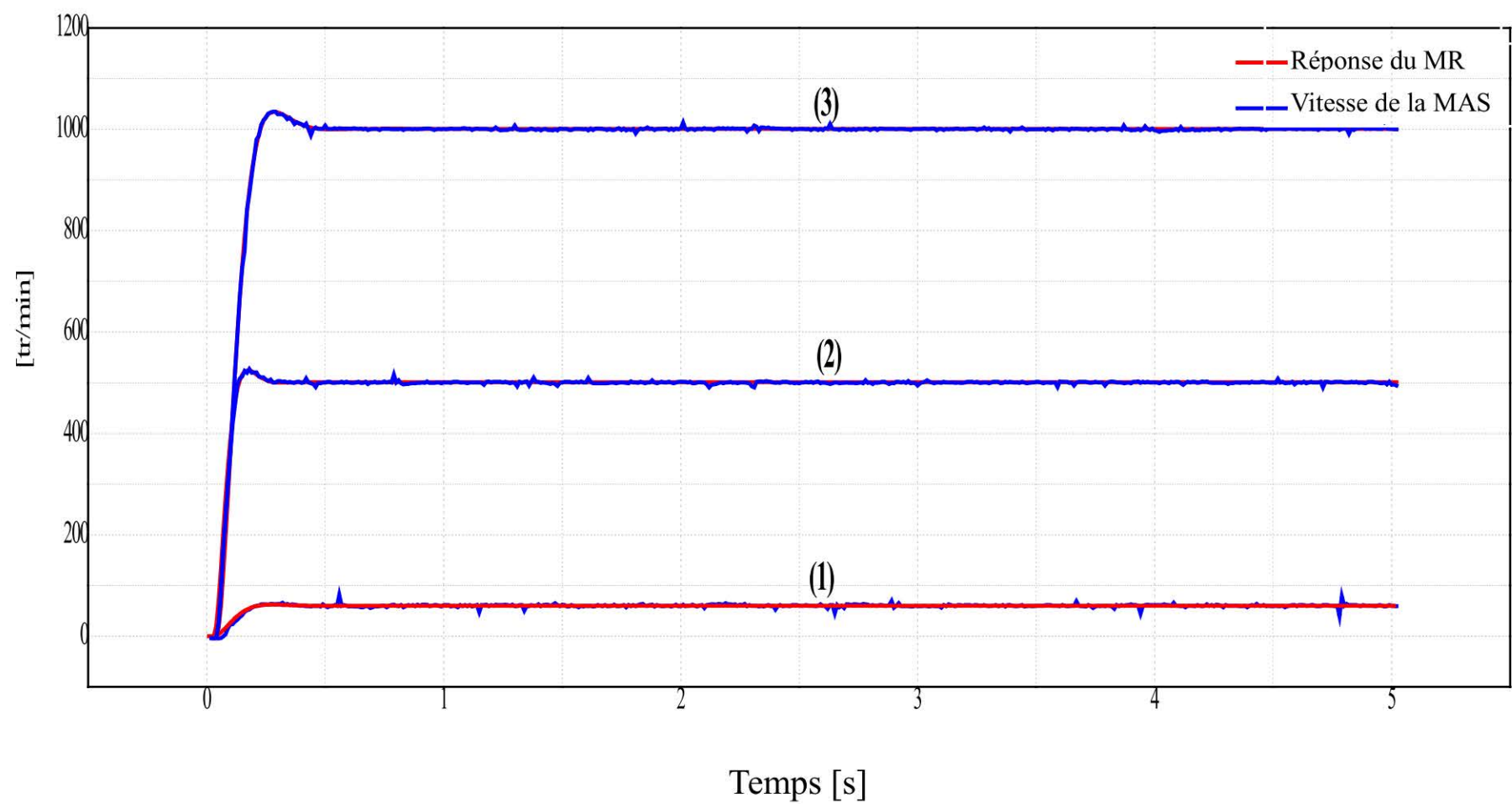
Afin de montrer l'efficacité et la performance du contrôleur hybride proposé dans cette section, nous avons utilisé le banc d'essais du LEP&C (Laboratoire d'Électronique de Puissance et Commande de centre de recherche nucléaire de Birin) présenté dans l'Annexe 5. Les impératifs de sécurité de ces équipements de puissance sont présents dans cette application. Ils représentent la protection passive, où l'on évite des commandes dangereuses, et la protection active, où l'on change, en cas d'alerte, la commande de l'onduleur de puissance. Ceci nous a mené à cataloguer toutes les formes de signaux générés et prévoir des entrées d'interruption de différents niveaux avec leurs entrées / sorties de contrôle connectées en cas de problème.

Sur la Figure 4.17 nous avons représenté les relevés expérimentaux des démarrages à vide de la machine avec la réponse de modèle de référence et cela pour des différentes valeurs de la consigne de vitesse. Nous avons remarqué que la commande proposée a imposé la dynamique du modèle de référence à la machine, et cela avec une réponse en vitesse sans dépassement et sans erreur statique. Sur la Figure 4.18 la même expérience a été refaite, mais cette fois-ci avec l'application d'un échelon de couple résistant entre $t = 2s$ et $t = 3s$. Nous avons constaté que l'effet de charge est complètement pris en charge avec la commande.

L'efficacité de la commande en présence d'une perturbation paramétrique est testée pour des vitesses de consigne de $\omega_r^* = 60, 500, 1000 \text{ tr/min}$ en présence d'un couple résistant dans la Figure 4.19. nous avons inséré trois résistances supplémentaires de $2,5 \cdot R_s$ ohm en série avec les trois phases de la machine. Nous avons remarqué que cette perturbation paramétrique n'influe pas sur l'action de la loi de commande qui assure un établissement sans dépassement considérable, une régulation et une poursuite de la consigne, même à faible vitesse.

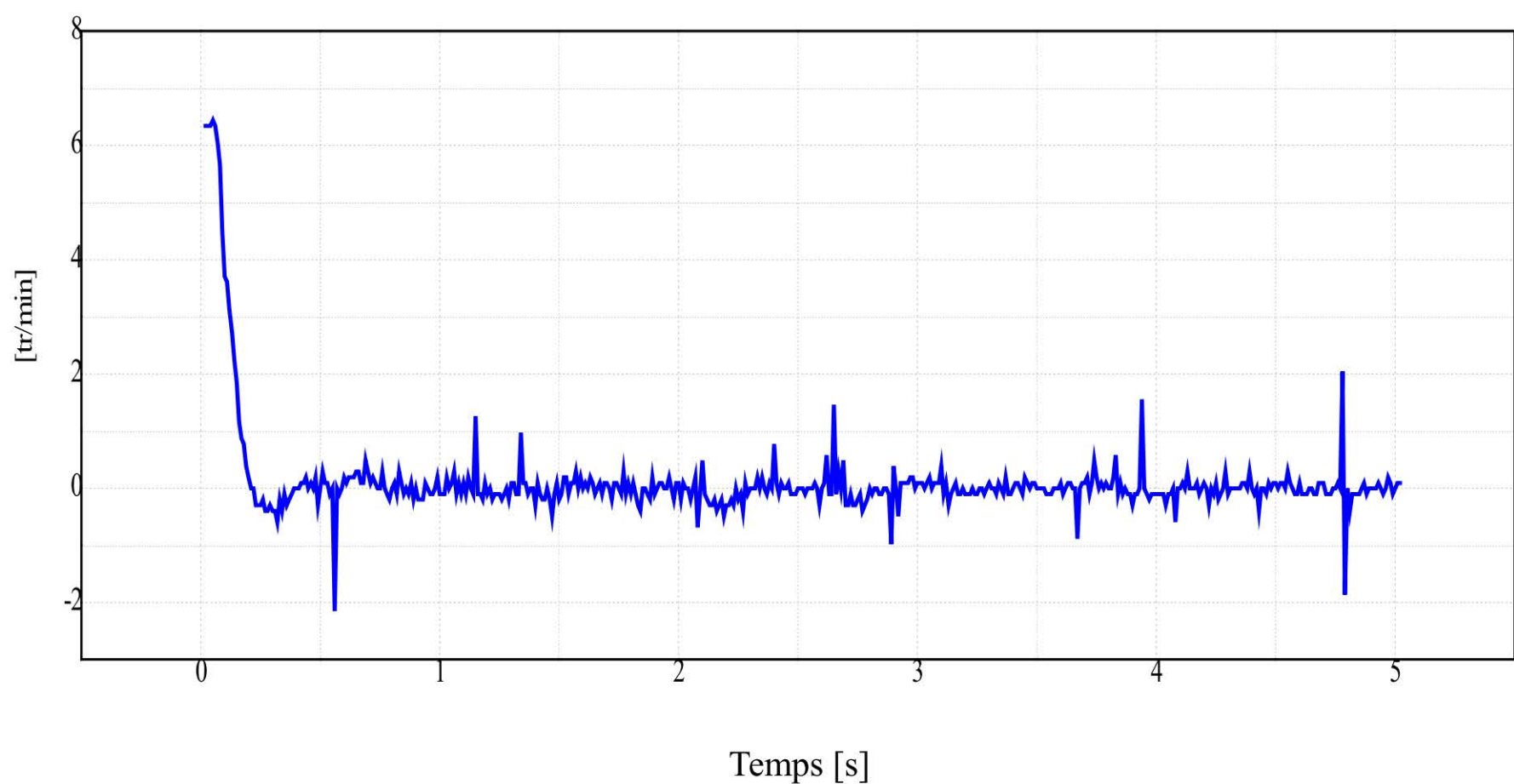
Nous avons aussi essayé d'augmenter les contraintes sur le régulateur hybride adaptatif en lui imposant une référence de vitesse sous forme sinusoïdale-triangulaire. Nous avons obtenu un parfait suivi, avec une faible erreur de vitesse causée sans doute par le couple de charge appliquée sur l'arbre de la machine et cela dès le début de cette expérience (Figure 4.20).

L'ensemble de ces résultats, montre les performances et la robustesse de cette commande hybride. En effet, il apparaît bien que la commande maintient la qualité de l'asservissement et du réglage aussi bien lors des variations paramétriques que celle de la charge.



a) Evolution de la vitesse de la machine et la réponse du modèle de référence pour

$$\omega_r^* = 60, 500, 1000 \text{ tr / min}$$

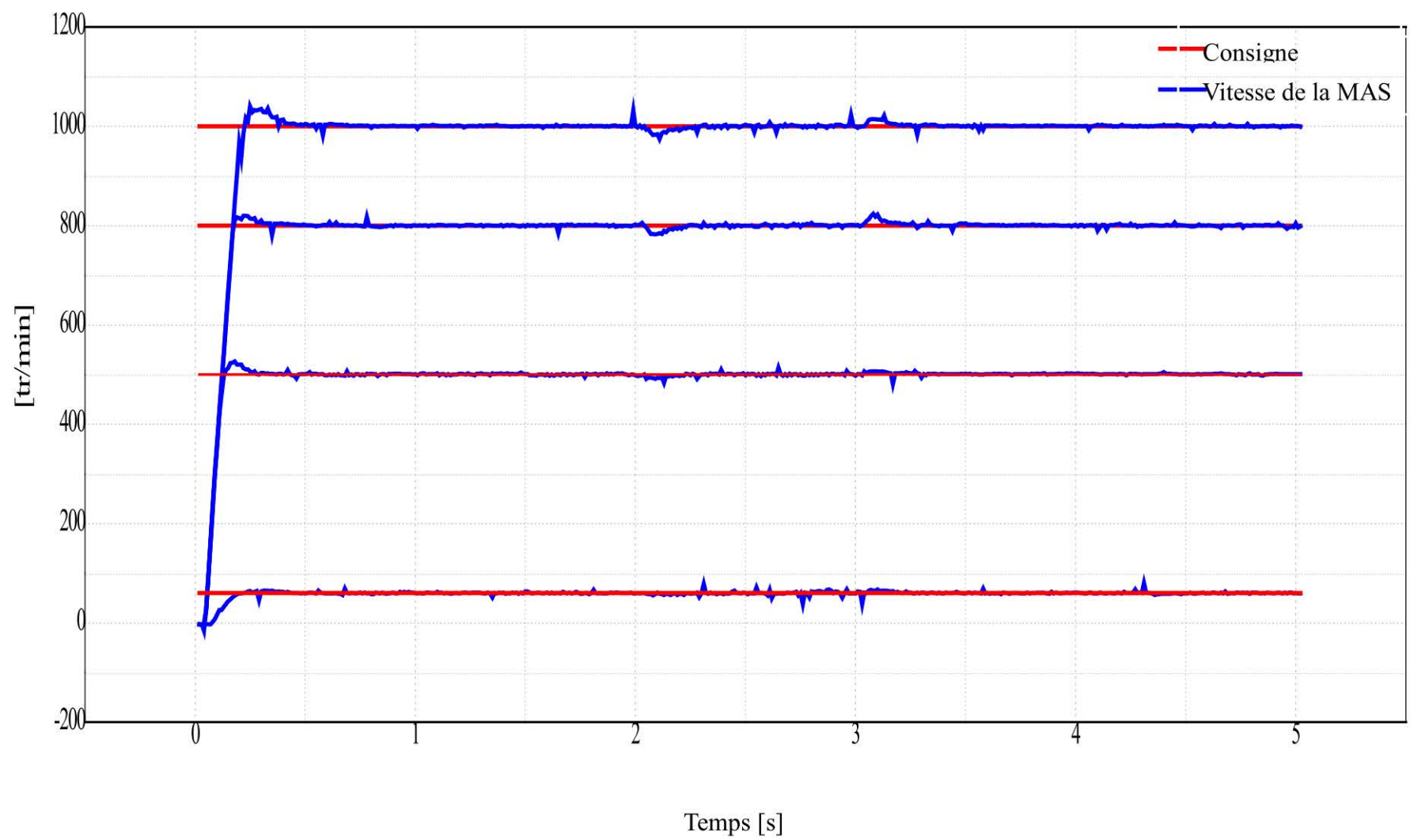


b) Erreur entre la vitesse de la machine et la réponse du modèle de référence pour

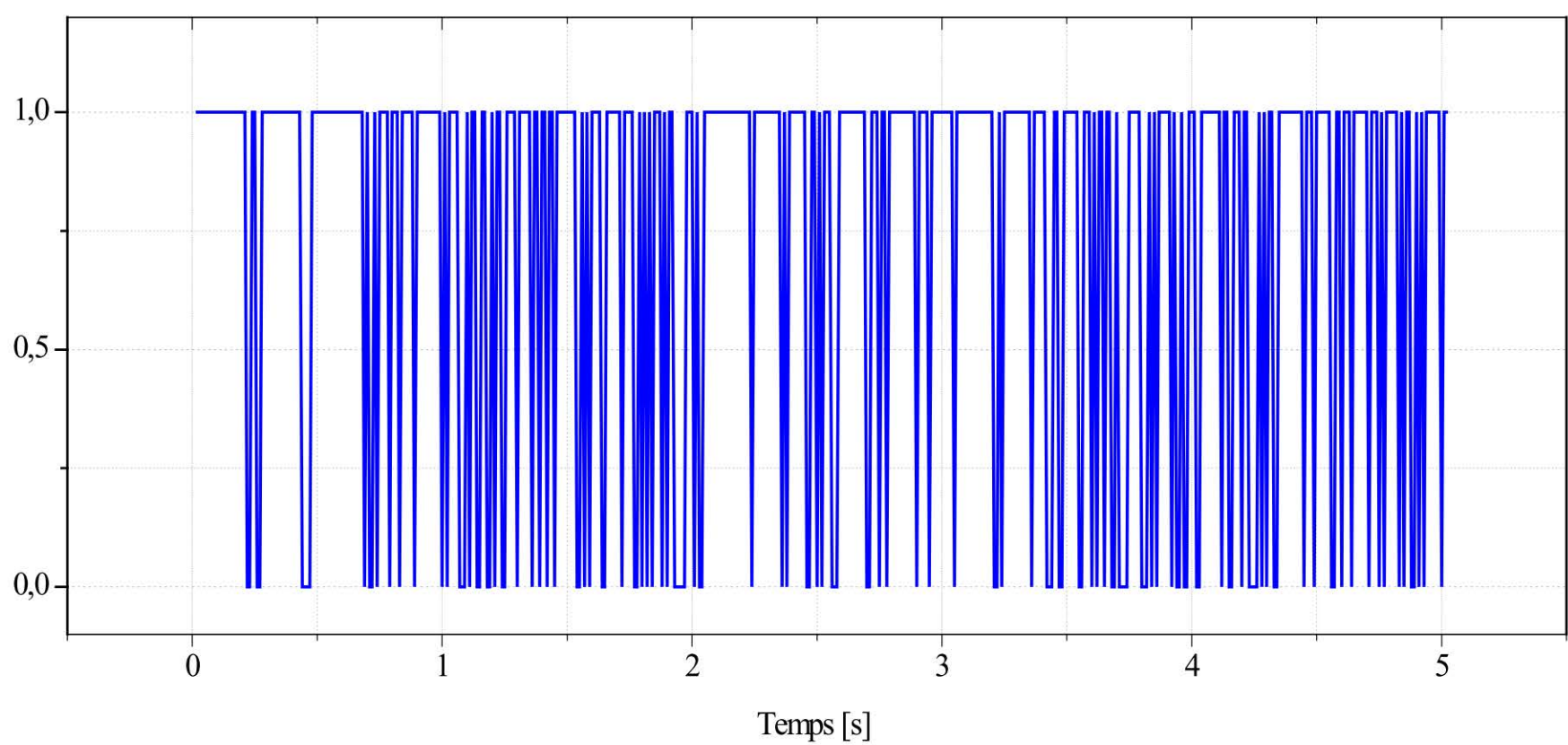
$$\omega_r^* = 60 \text{ tr / min (Indice de performance).}$$

Fig. 4.17 : Evolution de la vitesse de la machine pour des différents niveaux de la consigne :

(1) $\omega_r^* = 60 \text{ tr / min}$, (2) $\omega_r^* = 500, \text{ tr / min}$, (3) $\omega_r^* = 1000 \text{ tr / min}$.

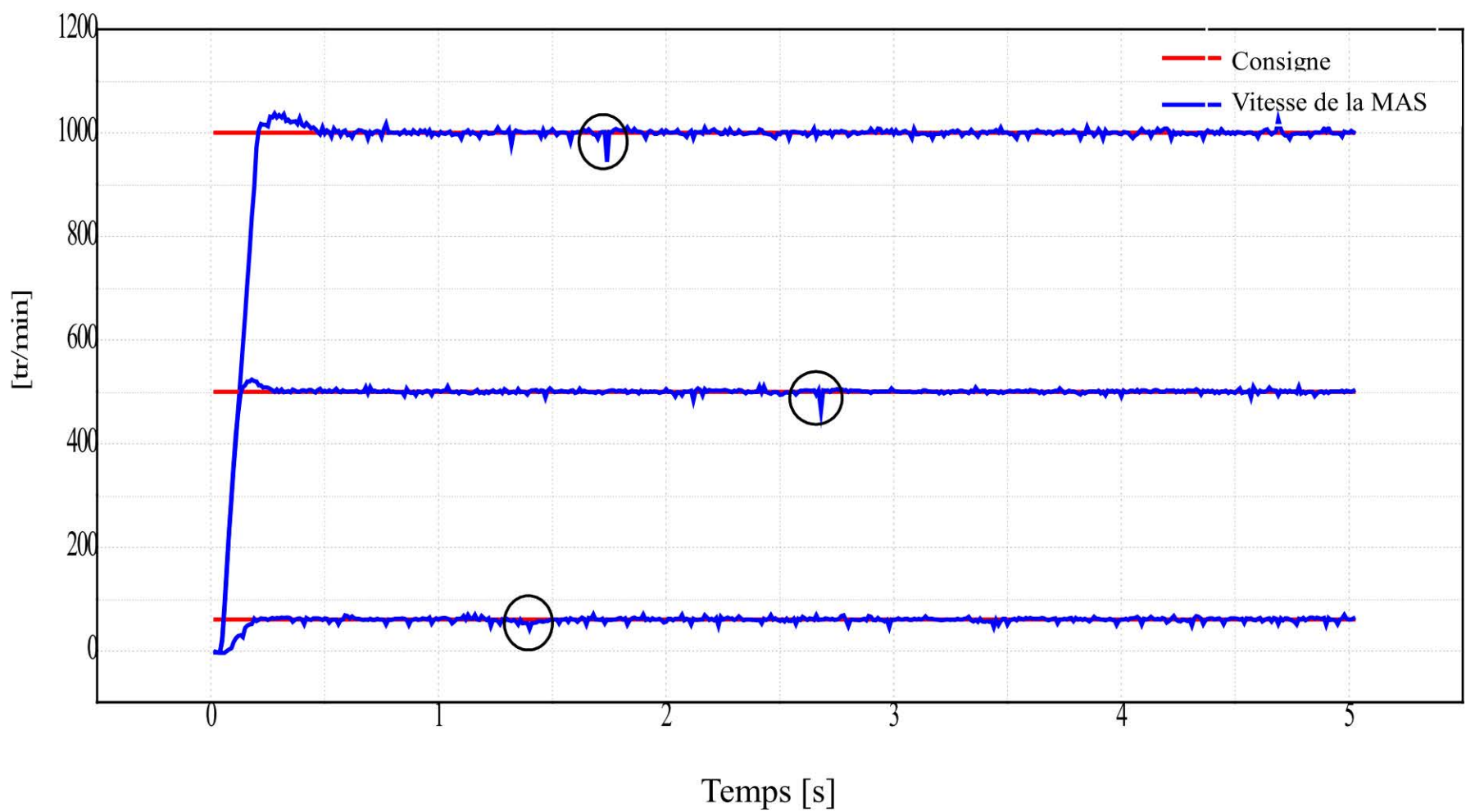


a) Evolution de la vitesse de la machine et la consigne désirée

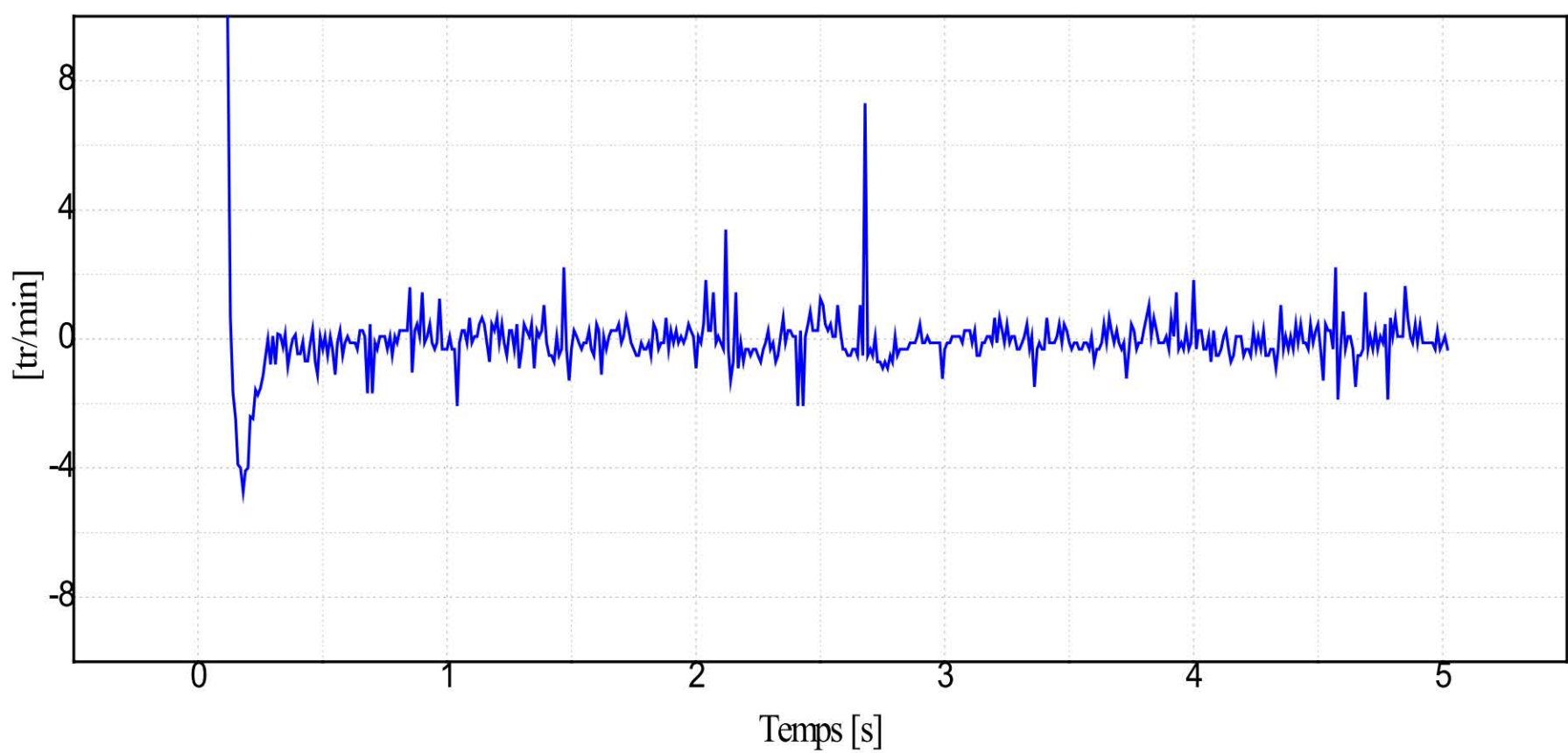


b) Loi de commutation S1 (pour $\omega_r^* = 60 \text{ tr/min}$)

Fig. 4.18 : Commande en vitesse avec application d'un couple résistant de 4,7Nm entre les instants 2s et 3s pour différentes valeurs de la consigne ($\omega_r^* = 60, 500, 800, 1000 \text{ tr/min}$)

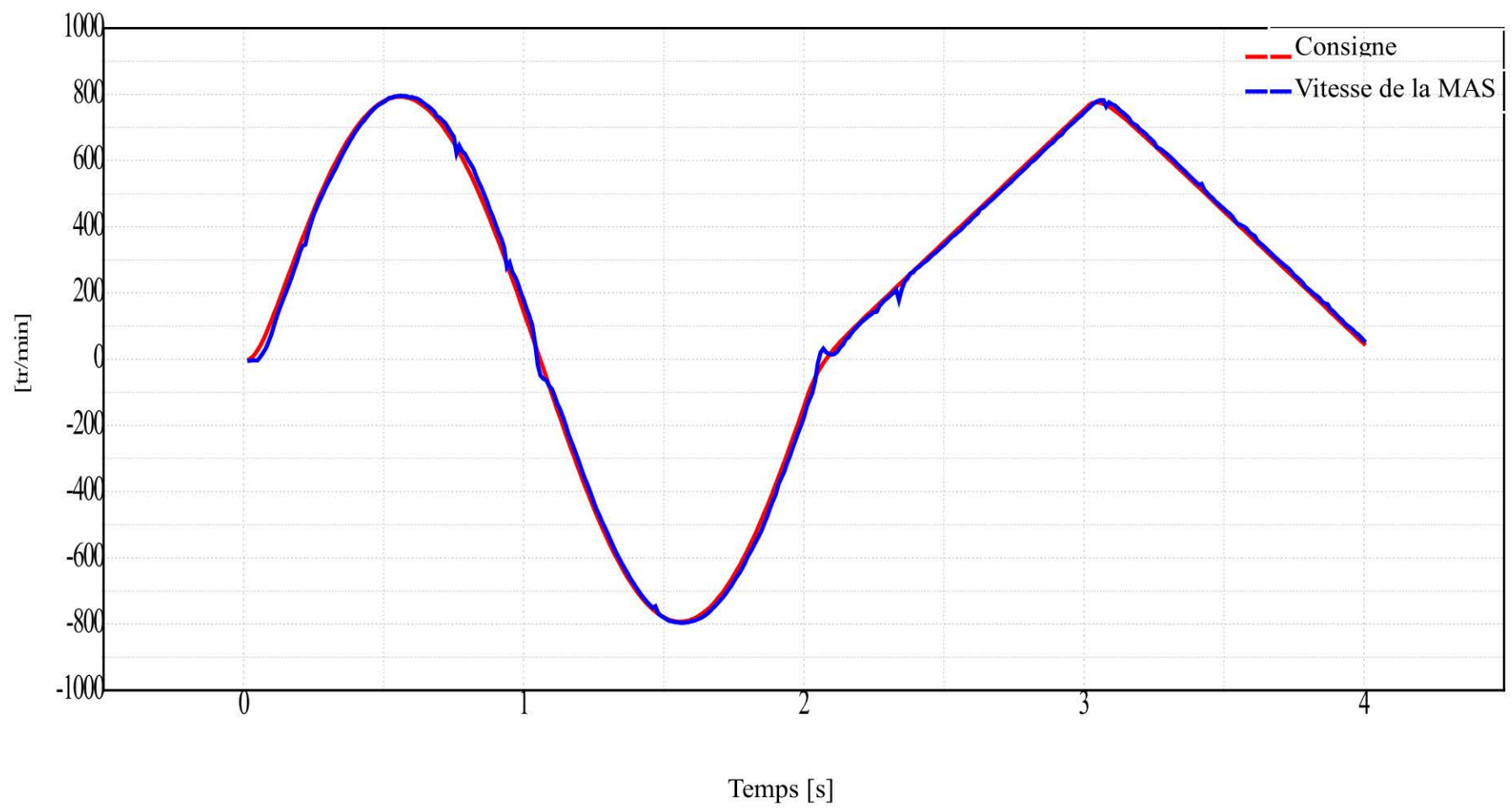


a) Evolution de la vitesse de la machine et la consigne désirée

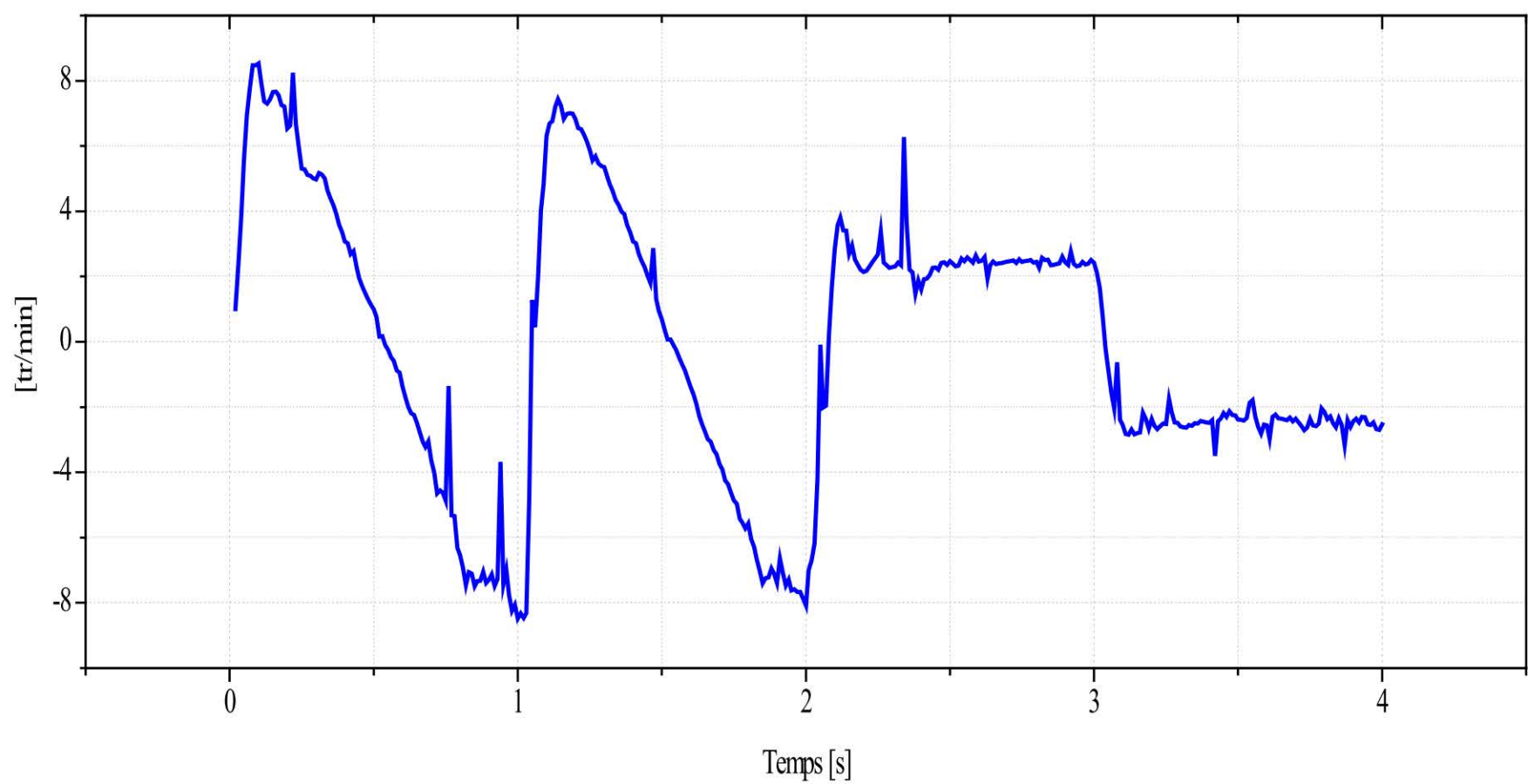


b) Erreur entre la vitesse de la machine et la consigne (pour $\omega_r^* = 500 \text{ tr / min}$)

Fig. 4.19 : Relevé expérimental lors de la variation de la résistance statorique (pour un couple résistant de 4,7Nm et différentes valeurs de la consigne ($\omega_r^* = 60, 500, 1000 \text{ tr / min}$))



a) Evolution de la vitesse de la machine et la consigne désirée



b) Erreur entre la vitesse de la machine et la consigne (Indice de performance).

Fig. 4.20 : Réponse du système à une consigne sinusoïdale-triangulaire.

4.4 CONCLUSION

La première approche présentée dans ce chapitre est applicable à de nombreux systèmes composés d'un processus continu associé à un modulateur d'énergie. A chaque occurrence de calcul et pour toutes les configurations possibles, l'évolution correspondante dans l'espace d'état est prédite en utilisant un modèle simplifié local. Une fonction coût permet de déterminer la configuration à utiliser afin de poursuivre les valeurs de référence. Dans cette thèse cette commande a été utilisée pour la commande du couple de la MSAP dont l'étude comparative avec la commande hybride et la commande DTC classique a mis en évidence les performances de l'approche proposée, cela en réduisant les oscillations du couple et du flux tout en gardant une excellente dynamique du couple.

Les principaux avantages de cette commande peuvent être résumés en trois points:

1. Cette commande ne nécessite pas l'utilisation d'observateur de flux ou de couple tel que la DTC classique ;
2. Contrairement à la commande hybride proposée dans [68], la Commande Prédicative Hybride proposée dans ce chapitre ne nécessite pas une connaissance a priori des paramètres de la machine ;
3. L'aspect prédictif de cette commande qui conduit à déterminer un vecteur de commande avant qu'une différence entre les valeurs de consignes et les valeurs mesurées apparaisse réduit significativement les erreurs statiques.

La deuxième approche abordée dans le cadre de ce chapitre nous a permis de réaliser un système de commande hybride selon Antsaklis (§2.4.1) qui fait appel à la théorie de supervision de R/W. l'application d'une telle commande pour la vitesse d'une MAS nous a permis de réaliser deux sortes d'adaptations majeures :

1. Adaptation aux conditions d'opération,
2. Adaptation à la variation des paramètres internes de la machine.

Contrairement à la configuration de la commande adaptative classique qui nécessite un volume de calcul important, la commande HMRAC nous a permis une mise en œuvre en temps réel simple et cela en maintenant les idées fondamentales sur lesquelles la commande adaptative est basée.

Conclusion générale et perspectives

L'objectif du travail présenté dans cette thèse a été de proposer des méthodologies permettant la commande hybride des systèmes électromécaniques pouvant prendre en compte les contraintes d'exécution temporelles, matérielles et de puissance de calcul en conduisant à des procédures d'implantation pratique simples et efficaces. Nous avons commencé par un état de l'art sur les techniques utilisées pour la commande de tels systèmes, ainsi que les modélisations dédiées à ce types de systèmes.

Dans le second chapitre, nous avons proposé, une classification des SDH suivant les caractéristiques des phénomènes hybrides. Nous avons ensuite passé en revue trois types d'approches de modélisation des systèmes dynamiques hybrides.

L'approche événementielle, qui consiste à approximer les dynamiques continues de façon à se ramener à un système à événements discrets en ne considérant qu'un système analogique soit-il ou digital, est un automate. Cette méthode est la plus fréquemment rencontrée dans la littérature. Le principal inconvénient est qu'elle peut engendrer la construction d'un automate non déterministe par un découpage de l'espace d'état arbitraire et entrainer une mauvaise "capture" des dynamiques caractérisant le comportement continu du système.

A l'inverse, l'approche continue consiste à approximer les dynamiques discrètes, ce qui permet d'utiliser la théorie des systèmes dynamiques continus. Cette méthode fait intervenir la notion de synchronisation des systèmes dynamiques à des instants d'événements correspondant aux instants particuliers, où la valeur de l'état continu atteint un sous-ensemble prédéfini de l'espace d'état du système. Convertir un modèle hybride en un modèle purement continu, en utilisant des équations différentielles afin de simuler un automate à états finis, permet de travailler dans un domaine unifié pour l'étude des propriétés de stabilité, de commandabilité et d'observabilité. Cette étude demeure cependant complexe.

La troisième approche est celle qui considère à la fois les comportements continus et événementiels dans une même structure. Cette approche est particulièrement intéressante car elle ne fait abstraction d'aucune information concernant le système à étudier.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté quelques contributions à l'identification de systèmes hybrides, représentés par des modèles entrée-sortie de type SARX. Ce travail d'identification a été réalisé sous les hypothèses très générales où le nombre de sous-modèles constituant le modèle commutant, les ordres et les paramètres de ces sous-modèles peuvent être simultanément inconnus.

Nous avons commencé, dans ce chapitre par le développement d'un algorithme très générique pour l'estimation de modèles paramétriques commutant. Cet algorithme ne nécessite, ni la connaissance du mécanisme de commutation, ni celle de l'état discret, ni l'hypothèse classique qui suppose que les instants de changement de mode sont séparés par un

certain temps de séjour minimum. Cependant, dans le cas général, l'identification de modèles hybrides est limitée par de sévères problèmes de complexité. De ce fait, nous nous sommes focalisés sur le cas particulier où les instants de commutation sont séparés par un certain temps de séjour minimum dans les différents modes du système. Nous avons alors proposé une méthode récursive pour estimer simultanément les paramètres, les ordres (ceux-ci pouvant différer d'un sous-modèle à un autre) et le nombre de sous-modèles. Puisque cette méthode estime continûment en ligne les modes du système, un même mode peut être identifié deux fois, d'où l'utilité d'une procédure conjointe de classification des modes au fur et à mesure que ceux-ci sont estimés. Pour souligner les avantages de cette approche nous l'avons utilisé pour contrôler le couple d'un véhicule hybride (thermique / électrique). Ce prototype, réalisé sur la base d'un Citroën Berlingo Multispace, est disponible au Laboratoire d'Automatique, de Mécanique et d'Informatique Industrielles et Humaines (LAMIH). Les résultats obtenus sont jugés très satisfaisants.

Ensuite nous avons développé, une deuxième approche d'identification basée sur des techniques algébriques. Cette méthode, qui est facilement implantable sur simulateur numérique, permet d'identifier rapidement et en ligne les paramètres d'un processus hybride. Les essais en simulation et en temps réel sur une boucle thermo-hydraulique se trouvant au centre de recherches nucléaire de Birine ont montré la robustesse de cette méthode par rapport à des variations paramétriques du processus, à la variation engendrée par la commutation entre les sous-systèmes, ainsi que par rapport à la présence du bruit de mesure de l'état du système.

Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes intéressés au développement d'algorithmes de commande hybride des systèmes électromécaniques. Dans la première partie, nous avons présenté une approche générale applicable aux systèmes décrits par des grandeurs continues (tels que les courants dans une machine tournante) et de grandeurs de commandes discrètes (comme les états d'interrupteurs). A la base de cette approche, une Commande Prédictive Hybride d'une MSAP a été développée pour l'amélioration de la DTC classique afin de réduire les oscillations du couple et du flux tout en gardant une excellente dynamique du couple.

Dans la deuxième partie de ce chapitre nous avons fixé comme objectif le développement d'une Commande Hybride Supervisée discrète pour un Système à dynamique continue. Nous avons choisi d'aborder le problème comme celui d'une modélisation d'un Système Dynamique Hybride en considérant qu'il est possible de faire apparaître une nature hybride à un procédé en approximant les dynamiques continues par des événements caractéristiques de son comportement. Nous avons tenté de résoudre le problème d'interaction entre une évolution continue et une évolution événementielle en proposant une méthodologie d'analyse et de synthèse d'une Commande Hybride Adaptative à Modèle de Référence d'une Machine Asynchrone construit suivant une stratégie de recherche des transitions d'état de la structure

recherchée.

Les travaux exposés dans cette thèse nous suggèrent d'autres réflexions. En effet il demeure plusieurs questions ouvertes qui méritent d'être explorées plus profondément dans le cadre de futures recherches. Ces questions se rapportent à la théorie de la commande hybride des systèmes électromécaniques et concernent particulièrement la réalisation du comportement *entrée-sortie* des systèmes hybride au moyen de modèles d'états. L'importance de ce problème tient au fait que les modèles d'état sont très utilisés pour la mise en œuvre de diverses méthodes d'analyse et d'interprétation de systèmes dynamiques. Ainsi, en amont du problème d'identification, il serait intéressant d'investiguer les points suivants :

- Dans la Commande Prédictive Hybride présentée, l'aspect prédictif a été réalisé pour un horizon d'un pas. Une extension de l'horizon de prédiction sur plusieurs pas devrait améliorer les performances de la commande.
- Pour la commande hybride supervisée il est intéressant de réaliser une prédiction en ligne, ou "prédiction dynamique", en fonction de l'état courant associé à une région de l'espace d'état continu, en s'appuyant d'avantage sur la théorie des langages dans l'idée d'introduire la notion de langage variant dans le temps.

Annexe 1 : COMMANDE A MODELE INTERNE [35]

Le schéma bloc d'une commande à modèle interne est illustré par la figure suivante :

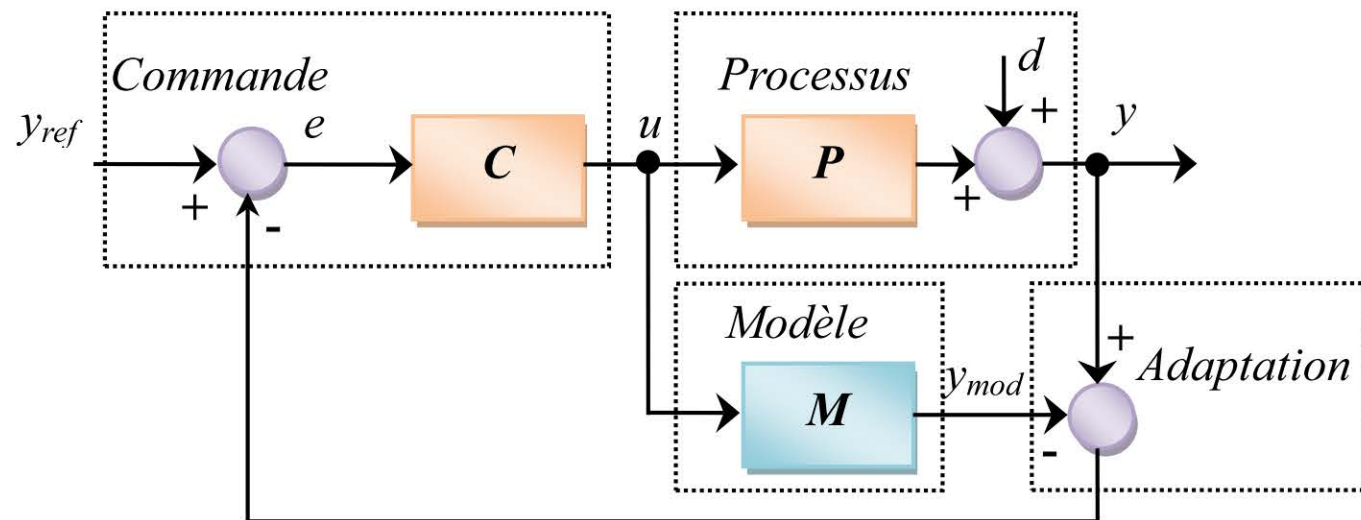


Fig. A1.1 : Commande à modèle interne

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} e = y_{ref} - (PCe - MCE + d) \\ y = PCe + d \end{cases} \quad (A1.1)$$

d'où :

$$y = \frac{CP}{1 + C(P - M)} y_{ref} + \frac{1 - CM}{1 + C(P - M)} d \quad (A1.2)$$

Si P est stable, et si le modèle est parfait (P=M), alors le système contrôlé par la structure à modèle interne est stable si et seulement si le correcteur C est stable.

Synthèse du correcteur C:

1. Le modèle est factorisé en deux parties : $M = M_I M_{NI}$, où la partie M_I est la partie inversible du modèle et M_{NI} la partie non-inversible (contient les zéros à partie réelle positive et les retards).
2. Le correcteur est obtenu à partir de la partie inversible du modèle à laquelle est ajoutée un filtre : $C = (1 / M_I) F$.
3. Le filtre peut être un filtre passe-bas à gain unitaire de forme quelconque. Cependant, il est en général de la forme suivante : $F = 1 / (1 + \tau C)^r$. r est un entier, positif, qui est choisi de façon à ce que C soit causale.

Si H est un correcteur classique, il existe les correspondances suivantes : $H = C / (1 - MC)$ et $C = H / (1 + MH)$. Cela montre que les mêmes performances peuvent être obtenues avec un correcteur classique. Pour tous modèles de 1^{er} et 2^{ème} ordre, la CMI est équivalente à un PID classique.

Annexe 2 : MODÉLISATION DE LA CHAÎNE DE TRACTION HYBRIDE DU VÉHICULE BERLINGO (PROTOTYPE HYBRIDE DU LAMIH)

1. Synthèse et architecture mécanique du véhicule hybride considéré

L'objectif de cette annexe est la présentation du véhicule prototype réalisé sur la base d'un Citroën Berlingo Multispace au niveau du LAMIH (Figure. A2.1). Ce véhicule dispose :

- d'un moteur thermique alternatif à combustion interne ;
- d'une machine électrique capable d'assurer seule et en toutes circonstances, les décollages du véhicule ;
- d'une batterie d'accumulateurs électrochimiques dont l'autonomie est suffisante pour parcourir une vingtaine de kilomètres en mode électrique pur;
- une boîte de vitesses manuelle.

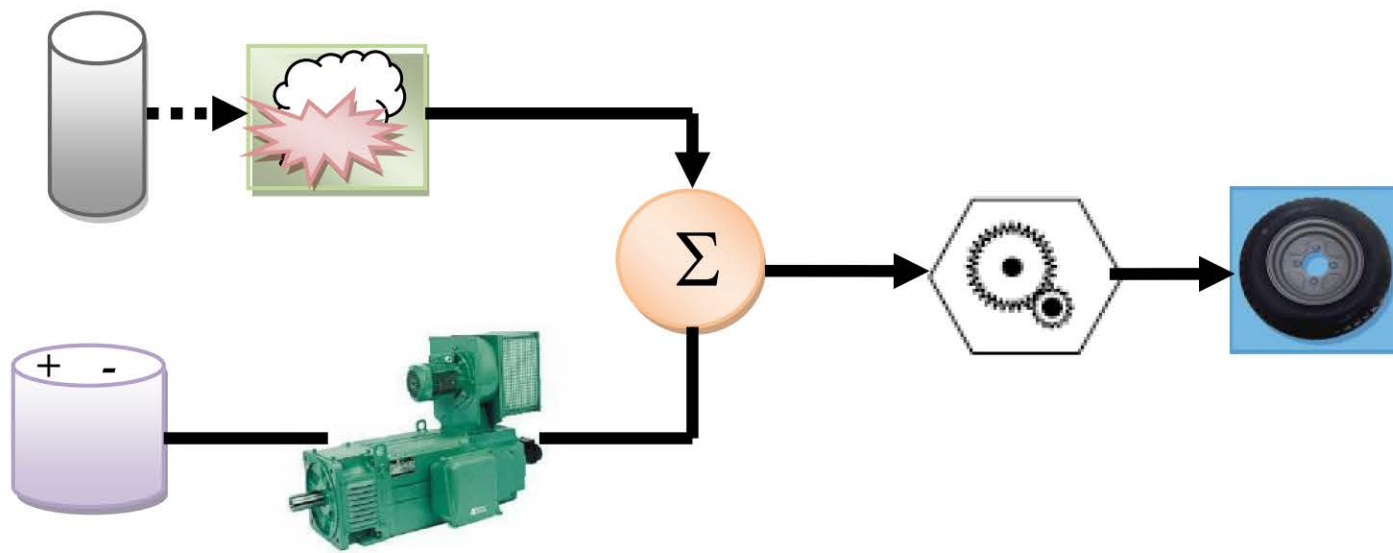


Fig. A2.1: Véhicule hybride du LAMIH

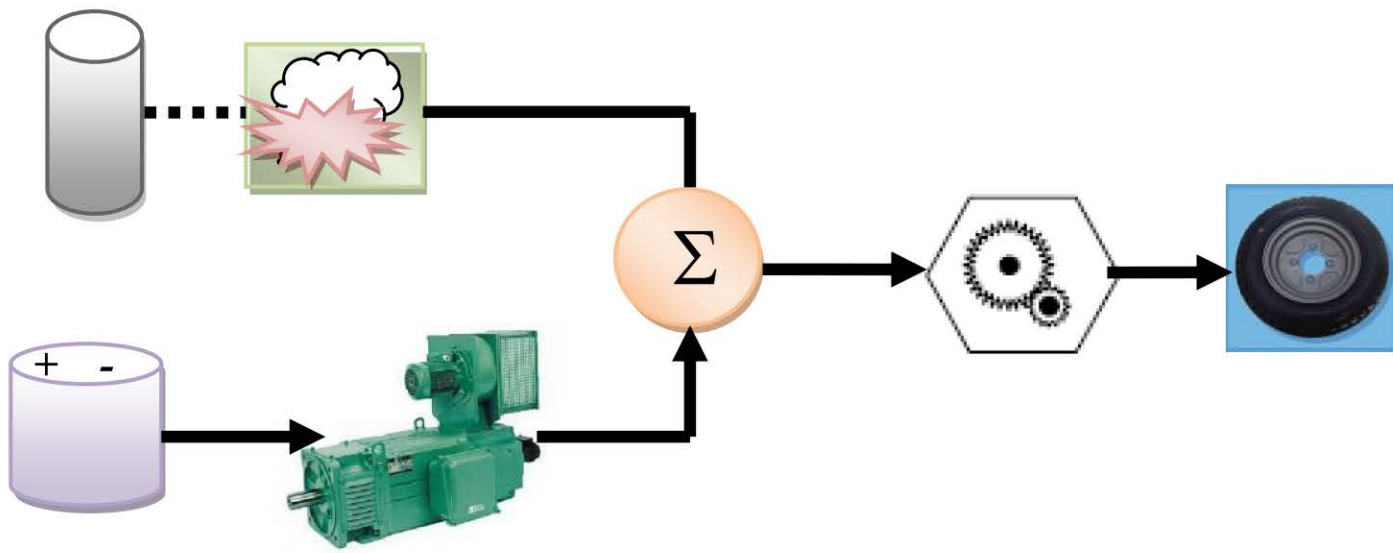
2. Modes de fonctionnement du prototype du LAMIH

L'architecture hybride parallèle, permet de mettre en évidence sept configurations de transferts énergétiques au niveau du nœud mécanique. Ces configurations, appelées modes de fonctionnement, sont indiquées sur la Figure A2.2.

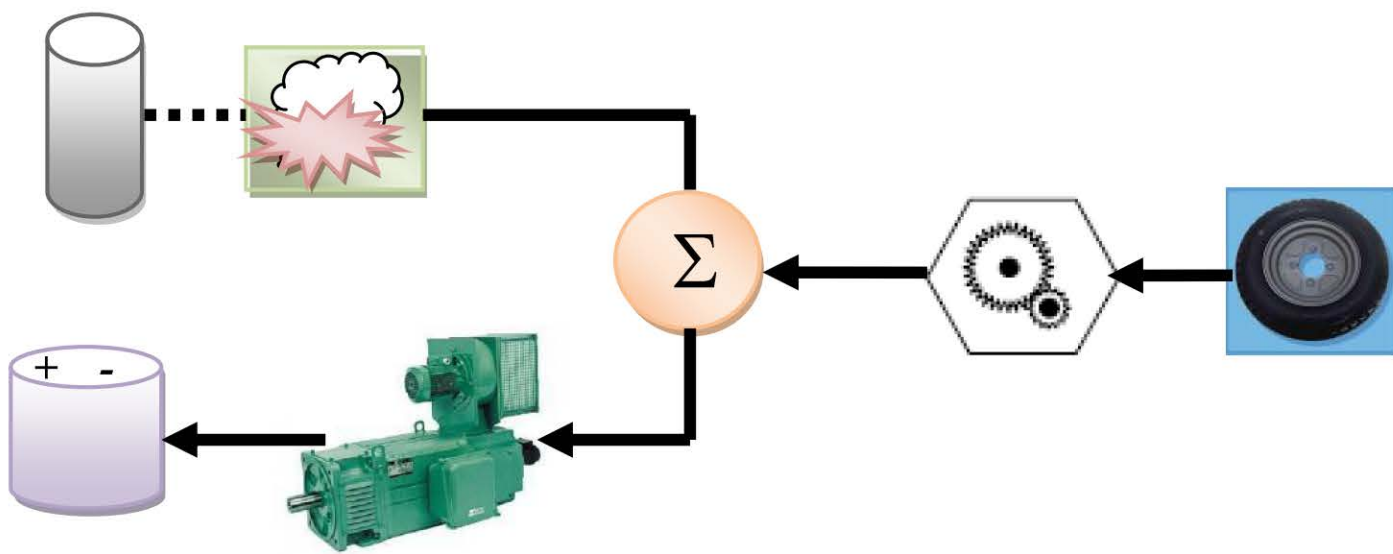
Les quatre premiers modes ne font intervenir que deux branches du nœud. Cela suppose que, si tous ces modes sont fonctionnels, le nœud est capable d'isoler tour à tour, mécaniquement, la source non concernée.



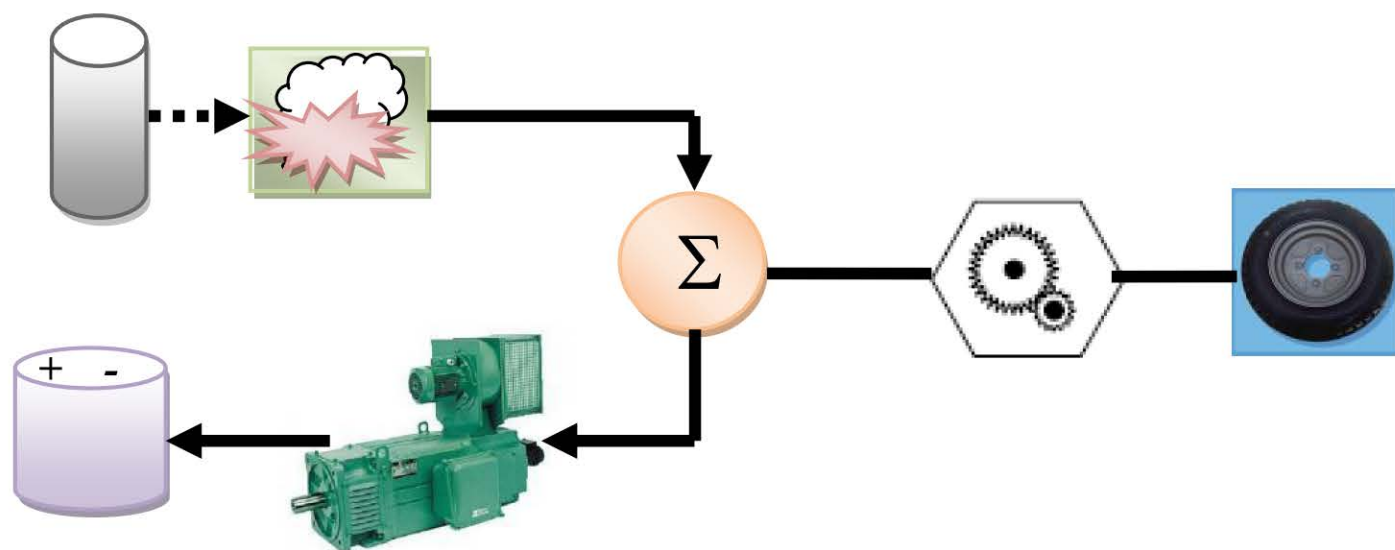
Mode 1 : traction thermique pure



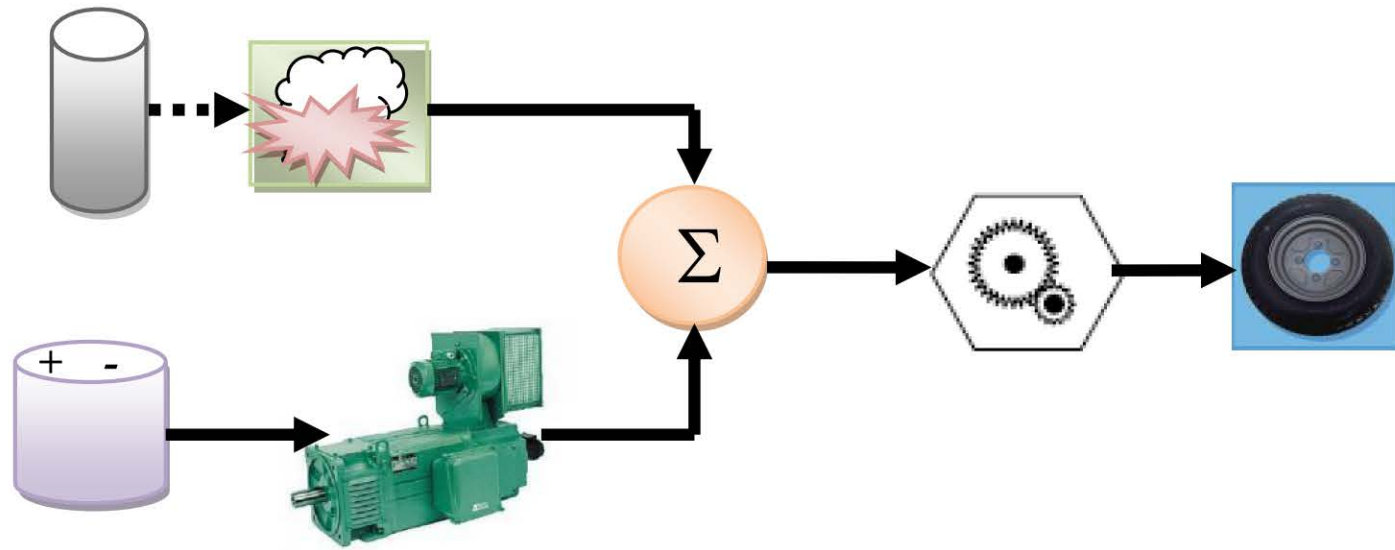
Mode 2 : traction électrique pure



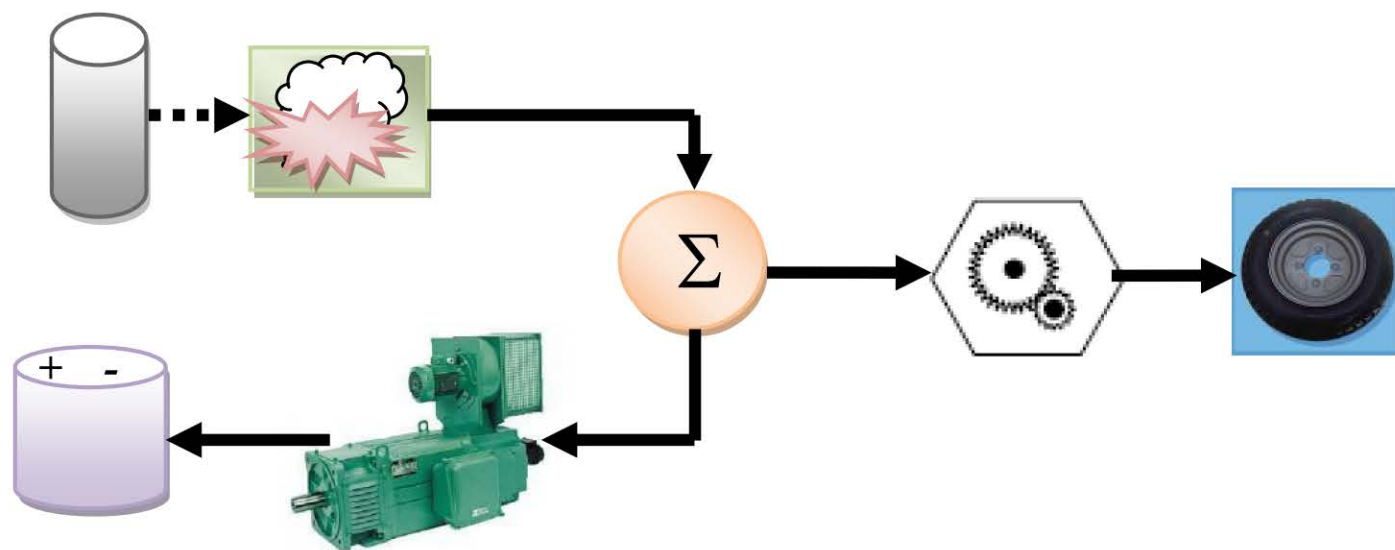
Mode 3 : freinage électrique récupératif



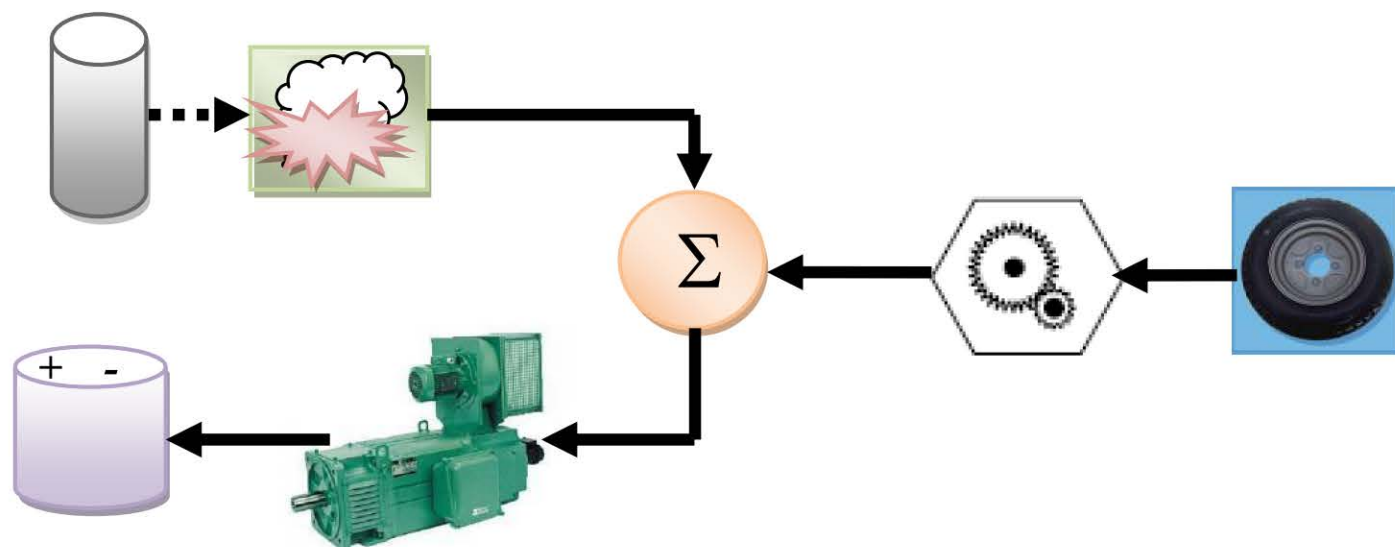
Mode 4 : recharge de la batterie à l'arrêt



Mode 5 : traction hybride thermique et électrique



Mode 6 : traction thermique et recharge de la batterie



Mode 7 : freinage électrique récupératif du véhicule et du moteur thermique

Fig. A2.2 : Modes de fonctionnement de l'architecture hybride parallèle du Berlingo.

- Mode 1 : la traction thermique pure correspond au fonctionnement d'un véhicule thermique classique. Elle est peu utilisée car les avantages de l'hybridation sont perdus. Les autres modes faisant systématiquement appel au moteur électrique, l'intérêt de rompre la liaison mécanique entre le moteur électrique et la transmission semble minime. La seule configuration pour laquelle l'isolement du moteur électrique présente un intérêt correspond à un parcours autoroutier, suivi à une vitesse stabilisée soutenue et sur une longue distance. Le couple demandé au moteur thermique, pour

vaincre les frottements aérodynamiques, le place sur un point de fonctionnement proche de celui où son rendement est maximal. La chaîne électrique n'est pas utile, l'entraînement à vide et à haut régime du moteur électrique ne faisant qu'augmenter les pertes.

- Modes 2 et 3 : la traction électrique pure et le freinage électrique récupératif correspondent au fonctionnement d'un véhicule électrique. La traction électrique est utile lors des décollages (fort couple disponible à régime nul) et lorsque l'émission de gaz polluants n'est pas souhaitable. Le freinage électrique est utile pour récupérer une partie de l'énergie (cinétique ou potentielle de pesanteur) accumulée par le véhicule, afin d'en disposer ultérieurement. Ces deux modes sont très intéressants et nécessitent d'isoler mécaniquement le moteur thermique de la transmission.
- Mode 4 : la recharge de la batterie à l'arrêt est utile pour redonner une certaine autonomie en mode électrique pur, lorsque la recharge en roulant ou sur secteur n'est pas possible. Elle nécessite d'isoler les roues des moteurs.
- Mode 5 : la traction hybride thermique et électrique fait appel simultanément aux deux moteurs pour propulser le véhicule. Elle est utile pour répondre à une demande de couple importante (par exemple pour effectuer un dépassement), mais elle est nécessairement limitée dans le temps, compte tenu de l'autonomie de la batterie.
- Mode 6 : La traction thermique avec recharge de la batterie permet de reconstituer une certaine autonomie électrique. Elle est surtout utile pour charger artificiellement le moteur thermique afin de le placer sur un point de fonctionnement plus favorable d'un point de vue énergétique ou pollution. La décision de faire fonctionner l'hybride parallèle de cette façon est délicat : c'est un pari sur l'utilisation ultérieure de l'énergie accumulée, fonction du rendement en traction de la chaîne électrique, dépendant lui-même des conditions de roulage et de l'état de la batterie.
- Mode 7 : le freinage récupératif simultané du moteur thermique et du véhicule est une superposition de deux des modes précédents. C'est une phase nécessairement transitoire, du fait de la capacité de la batterie et de la puissance de la chaîne électrique.

3. Modélisation de la chaîne de traction

Si on ne s'intéresse qu'au monde longitudinal du véhicule, la dynamique de la chaîne de traction peut se représenter de la manière suivante :

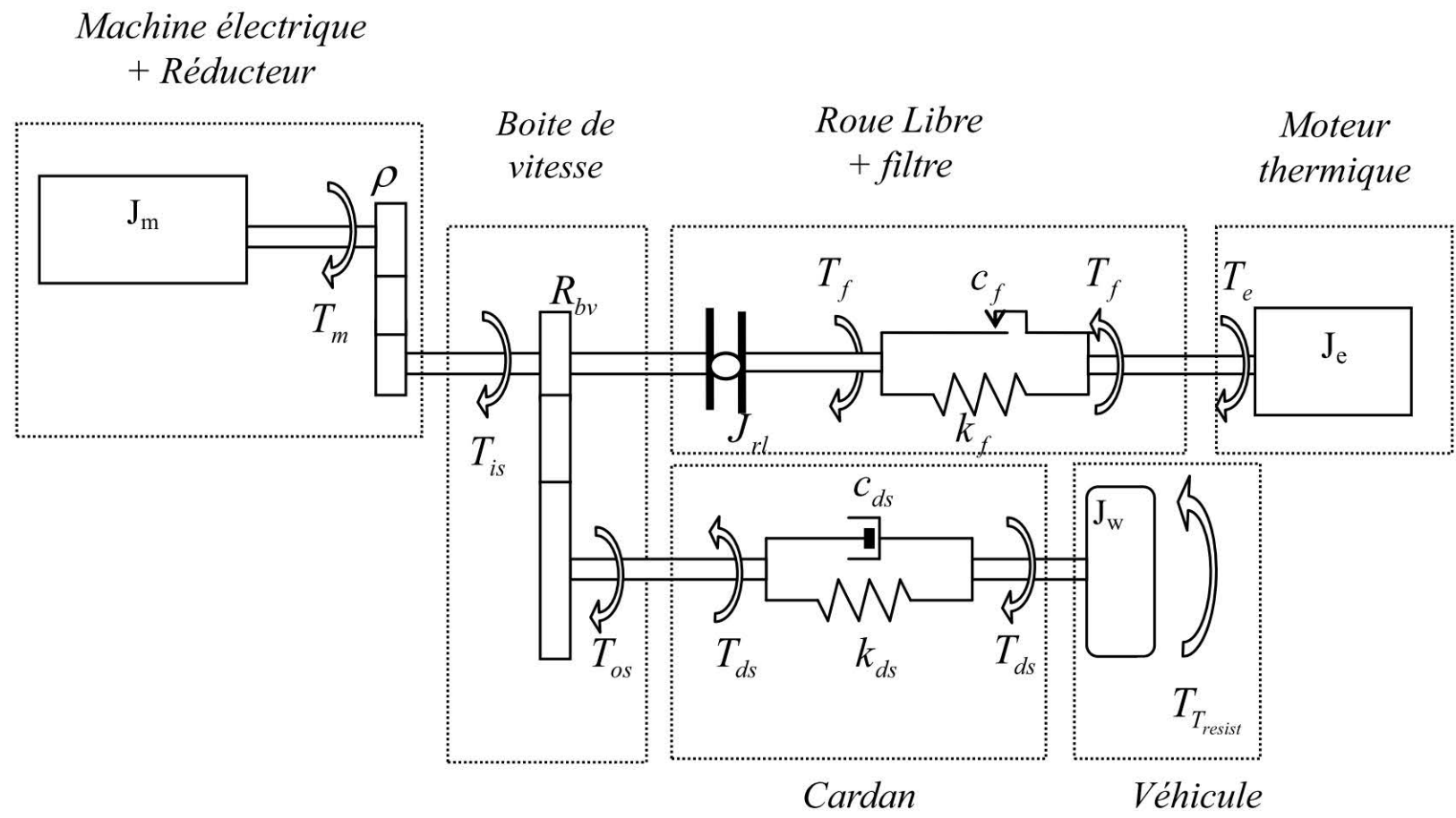


Fig. A2.3 : Traction hybride du Berlingo.

Le filtre situé entre la roue libre et le moteur thermique permet d'atténuer les acyclismes du moteur thermique et se comporte comme un passe bas dont la fréquence de coupure est relativement élevée.

3.1 Modélisation de chaque composant séparément

- Moteur thermique (sans charge):

$$\ddot{\vartheta}_e = \frac{1}{J_e} (T_e - c_e \cdot \dot{\vartheta}_e) \quad (\text{A2.1})$$

Eventuellement c_e peut être supposé nul.

- Machine électrique (sans charge):

$$\ddot{\vartheta}_m = \frac{1}{J_m} (T_m - c_m \cdot \dot{\vartheta}_m) \quad (\text{A2.2})$$

Eventuellement c_m peut être supposé nul.

- Réducteur machine électrique:

$$T_{is} = T_m \rho \quad (\text{A2.3})$$

$$\vartheta_{is} = \frac{\vartheta_m}{\rho} \quad (\text{A2.4})$$

- Boite de vitesse:

$$T_{os} = T_{is} \cdot R_{BV} \quad (\text{A2.5})$$

$$\vartheta_{os} = \frac{\vartheta_{is}}{R_{BV}} \quad (\text{A2.6})$$

Couple transmis par les cardans :

$$T_{ds} = k_{ds} \cdot (\vartheta_{os} - \vartheta_w) + c_{ds} \cdot (\dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w) \quad (\text{A2.7})$$

- Véhicule (ramené à la dynamique de la roue):

$$\ddot{\vartheta}_w = \frac{1}{J_w} (T_{ds} - T_{resist}) \quad (\text{A2.8})$$

Avec T_w le couple moteur appliqué sur les roues et un couple résistant :

$$T_{resist} = a_w \cdot \dot{\vartheta}_w + b_w \cdot \dot{\vartheta}_w^2 \quad (\text{A2.9})$$

On supposera T_{resist} connu et lentement variable dans le temps.

3.2 Dynamique de la chaîne de traction

3.2.1 Roue libre ouverte

- Couple transmis par le filtre :

$$T_f = k_f \cdot (\vartheta_e - \vartheta_{rl}) + c_f \cdot (\dot{\vartheta}_e - \dot{\vartheta}_{rl}) \quad (\text{A2.10})$$

- Moteur thermique :

$$\ddot{\vartheta}_e = \frac{1}{J_e} (T_e - T_f) = \frac{1}{J_e} (T_e - k_f \cdot (\vartheta_e - \vartheta_{rl}) - c_f \cdot (\dot{\vartheta}_e - \dot{\vartheta}_{rl})) \quad (\text{A2.11})$$

- Roue libre :

$$\ddot{\vartheta}_{rl} = \frac{1}{J_{rl}} T_f = \frac{1}{J_{rl}} (k_f \cdot (\vartheta_e - \vartheta_{rl}) + c_f \cdot (\dot{\vartheta}_e - \dot{\vartheta}_{rl})) \quad (\text{A2.12})$$

D'où :

$$\ddot{\vartheta}_e - \ddot{\vartheta}_{rl} = \frac{T_e}{J_e} - \left(\frac{1}{J_e} + \frac{1}{J_{rl}} \right) (k_f \cdot (\vartheta_e - \vartheta_{rl}) + c_f \cdot (\dot{\vartheta}_e - \dot{\vartheta}_{rl})) \quad (\text{A2.13})$$

On pose $\alpha_1 = \frac{1}{J_e} + \frac{1}{J_{rl}}$

La dynamique du filtre est donc :

$$\begin{pmatrix} \dot{\vartheta}_e - \dot{\vartheta}_{rl} \\ \ddot{\vartheta}_e - \ddot{\vartheta}_{rl} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\alpha_1 \cdot k_f & -\alpha_1 \cdot c_f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vartheta_e - \vartheta_{rl} \\ \dot{\vartheta}_e - \dot{\vartheta}_{rl} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_e} \end{pmatrix} \cdot T_e \quad (\text{A2.14})$$

La pulsation propre est $\omega_{n_f} = \sqrt{\alpha_1 \cdot k_f}$. Généralement $\omega_{n_f} \gg 1$, le système est extrêmement rapide car α_f et la raideur du filtre sont importantes, la durée du transitoire sera très courte.

En pratique, on peut donc considérer que $\dot{\vartheta}_e - \dot{\vartheta}_{rl} \approx 0$ et $\vartheta_e - \vartheta_{rl} \approx 0$.

Si nécessaire, on peut compléter cette équation d'état pour faire apparaître $\dot{\vartheta}_e$ le régime du moteur thermique (une des rares variables mesurées) :

$$\begin{pmatrix} \dot{\vartheta}_e - \dot{\vartheta}_{rl} \\ \ddot{\vartheta}_e - \ddot{\vartheta}_{rl} \\ \ddot{\vartheta}_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\alpha_1 \cdot k_f & -\alpha_1 \cdot c_f & 0 \\ -\frac{k_f}{J_e} & -\frac{c_f}{J_e} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vartheta_e - \vartheta_{rl} \\ \dot{\vartheta}_e - \dot{\vartheta}_{rl} \\ \dot{\vartheta}_e \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \cdot T_e \quad (\text{A2.15})$$

Roue libre :

$$\ddot{\vartheta}_{rl} = \frac{1}{J_{rl}} T_c = \frac{1}{J_{rl}} (k_c \cdot (\vartheta_e - \vartheta_{rl}) + c_c \cdot (\dot{\vartheta}_e - \dot{\vartheta}_{rl})) \quad (\text{A2.16})$$

Au niveau des roues :

$$\ddot{\vartheta}_w = \frac{1}{J_w} (T_{ds} - T_{resist}) = \frac{1}{J_w} (k_{ds} \cdot (\vartheta_{os} - \vartheta_w) + c_{ds} \cdot (\dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w) - T_{resist}) \quad (\text{A2.17})$$

Dynamique du groupe motopulseur :

$$\ddot{\vartheta}_m = \frac{1}{J_m} \left(T_m - \frac{T_{ds}}{R_{BV} \rho} \right) \quad (\text{A2.18})$$

Avec $\ddot{\vartheta}_m = \rho \ddot{\vartheta}_{is} = p R_{BV} \ddot{\vartheta}_{os}$

D'où :

$$\begin{aligned} \ddot{\vartheta}_{os} &= \frac{1}{J_m p^2 R_{BV}^2} (T_m R_{BV} \rho - T_{ds}) \\ \ddot{\vartheta}_{os} &= \frac{1}{J_m p^2 R_{BV}^2} (T_m R_{BV} \rho - k_{ds} \cdot (\vartheta_{os} - \vartheta_w) - c_{ds} \cdot (\dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w)) \end{aligned} \quad (\text{A2.19})$$

Finalement :

$$\ddot{\vartheta}_{os} - \ddot{\vartheta}_w = \frac{T_m}{J_m p R_{BV}} + \frac{T_{resist}}{J_w} - \left(\frac{1}{J_m p^2 R_{BV}^2} + \frac{1}{J_w} \right) (k_{ds} \cdot (\vartheta_{os} - \vartheta_w) - c_{ds} \cdot (\dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w)) \quad (\text{A2.20})$$

On pose $\alpha_2 = \frac{1}{J_m \cdot \rho \cdot R_{BV}}$, $\alpha_3 = \frac{1}{J_m \cdot \rho^2 \cdot R_{BV}^2}$ et $\alpha_4 = \alpha_3 + \frac{1}{J_w} = \frac{1}{J_m \cdot \rho^2 \cdot R_{BV}^2} + \frac{1}{J_w}$

La dynamique des cardans + véhicule + machine électrique + BV + réducteur s'écrit :

$$\begin{pmatrix} \dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w \\ \ddot{\vartheta}_{os} - \ddot{\vartheta}_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\alpha_4 \cdot k_{ds} & -\alpha_4 \cdot c_{ds} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vartheta_{os} - \vartheta_w \\ \dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \alpha_2 & \frac{1}{J_w} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_m \\ T_{resist} \end{pmatrix} \quad (\text{A2.21})$$

On peut rajouter la dynamique de $\dot{\vartheta}_{os}$ (une des rares variables mesurées) :

$$\begin{pmatrix} \dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w \\ \ddot{\vartheta}_{os} - \ddot{\vartheta}_w \\ \ddot{\vartheta}_{os} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\alpha_4 \cdot k_{ds} & -\alpha_4 \cdot c_{ds} & 0 \\ -\alpha_3 \cdot k_{ds} & -\alpha_3 \cdot c_{ds} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vartheta_{os} - \vartheta_w \\ \dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w \\ \dot{\vartheta}_{os} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \alpha_2 & \frac{1}{J_w} \\ \alpha_2 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_m \\ T_{resist} \end{pmatrix} \quad (\text{A2.22})$$

Au final, la dynamique du système lorsque la roue libre est ouverte s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{pmatrix} \dot{\mathcal{G}}_e - \dot{\mathcal{G}}_{rl} \\ \ddot{\mathcal{G}}_e - \ddot{\mathcal{G}}_{rl} \\ \ddot{\mathcal{G}}_e \\ \dot{\mathcal{G}}_{os} - \dot{\mathcal{G}}_w \\ \ddot{\mathcal{G}}_{os} - \ddot{\mathcal{G}}_w \\ \ddot{\mathcal{G}}_{os} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\alpha_1 k_f & -\alpha_1 c_f & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k_f}{J_e} & -\frac{c_f}{J_e} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\alpha_4 k_{ds} & \alpha_4 c_{ds} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\alpha_3 k_{ds} & -\alpha_3 c_{ds} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathcal{G}_e - \mathcal{G}_{rl} \\ \dot{\mathcal{G}}_e - \dot{\mathcal{G}}_{rl} \\ \dot{\mathcal{G}}_e \\ \mathcal{G}_{os} - \mathcal{G}_w \\ \dot{\mathcal{G}}_{os} - \dot{\mathcal{G}}_w \\ \dot{\mathcal{G}}_{os} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \alpha_2 \\ \alpha_2 \end{pmatrix} T_m + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{J_e} & 0 \\ \frac{1}{J_e} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_w} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_e \\ T_{resist} \end{pmatrix} \\ \\ T_{ds} = (0 \ 0 \ 0 \ k_{ds} \ c_{ds} \ 0) \cdot \begin{pmatrix} \mathcal{G}_e - \mathcal{G}_{rl} \\ \dot{\mathcal{G}}_e - \dot{\mathcal{G}}_{rl} \\ \dot{\mathcal{G}}_e \\ \mathcal{G}_{os} - \mathcal{G}_w \\ \dot{\mathcal{G}}_{os} - \dot{\mathcal{G}}_w \\ \dot{\mathcal{G}}_{os} \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad (A2.23)$$

3.2.2 Roue libre fermée

Quand la roue libre est fermée, on a $\mathcal{G}_{rl}(t) = \mathcal{G}_{rl}(t)$.

Couple transmis par le filtre :

$$T_f = k_f \cdot (\mathcal{G}_e - \mathcal{G}_{rl}) + c_f \cdot (\dot{\mathcal{G}}_e - \dot{\mathcal{G}}_{rl}) \quad (A2.24)$$

Avec $\mathcal{G}_{os} = \frac{\mathcal{G}_{rl}}{R_{BV}}$, on a :

$$T_f = k_f \cdot (\mathcal{G}_e - R_{BV} \mathcal{G}_{os}) + c_f \cdot (\dot{\mathcal{G}}_e - R_{BV} \dot{\mathcal{G}}_{os}) \quad (A2.25)$$

Couple transmis par les cardans :

$$T_{ds} = k_{ds} \cdot (\mathcal{G}_{os} - \mathcal{G}_w) + c_{ds} \cdot (\dot{\mathcal{G}}_{os} - \dot{\mathcal{G}}_w) \quad (A2.26)$$

Moteur thermique :

$$\ddot{\mathcal{G}}_e = \frac{1}{J_e} \cdot (T_e - \sigma T_f) = \frac{1}{J_e} \cdot (T_e - \sigma (k_f (\mathcal{G}_e - R_{BV} \mathcal{G}_{os}) + c_f (\dot{\mathcal{G}}_e - R_{BV} \dot{\mathcal{G}}_{os}))) \quad (A2.27)$$

Coté roue libre, cette fois ci, il faut prendre en compte :

- L'inertie de la machine électrique ramenée sur la sortie du réducteur
- Le couple de la machine électrique
- Le couple transmis par les cardans
- Le couple transmis par le filtre
- La loi de commutation σ .

$$\ddot{\mathcal{G}}_{os} = \frac{1}{J_m \cdot \rho^2 \cdot R_{BV}^2} (\rho \cdot R_{BV} \cdot T_m + \sigma \cdot R_{BV} \cdot T_f - T_{ds}) \quad (A2.28)$$

$$\ddot{\vartheta}_{os} = \frac{1}{J_m \cdot \rho^2 \cdot R_{BV}^2} \left(\rho \cdot R_{BV} \cdot T_m + \sigma \cdot R_{BV} \cdot (k_f \cdot (\vartheta_e - \vartheta_{os} \cdot R_{BV}) + c_f \cdot (\dot{\vartheta}_e - \dot{\vartheta}_{os} \cdot R_{BV})) - k_{ds} \cdot (\vartheta_{os} - \vartheta_w) - c_{ds} \cdot (\dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w) \right) \quad (\text{A2.29})$$

On pose $\alpha_5 = \frac{1}{J_m \cdot \rho^2 \cdot R_{BV}^2} = R_{BV} \cdot \alpha_3$

$$\ddot{\vartheta}_{os} = \alpha_2 \cdot T_m + \sigma \cdot \alpha_5 (k_f \cdot (\vartheta_e - R_{BV} \cdot \vartheta_{os}) + c_f \cdot (\dot{\vartheta}_e - R_{BV} \cdot \dot{\vartheta}_{os})) - \alpha_3 (k_{ds} \cdot (\vartheta_{os} - \vartheta_w) + c_{ds} \cdot (\dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w)) \quad (\text{A2.30})$$

Finalement, au niveau des roues, l'équation reste inchangée :

$$\ddot{\vartheta}_w = \frac{1}{J_w} (T_{ds} - T_{resist}) = \frac{1}{J_w} (k_{ds} \cdot (\vartheta_{os} - \vartheta_w) + c_{ds} \cdot (\dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w) - T_{resist}) \quad (\text{A2.31})$$

On écrit les équations d'état :

$$\begin{aligned} \ddot{\vartheta}_e - R_{BV} \cdot \ddot{\vartheta}_{os} &= \frac{T_e}{J_e} - R_{BV} \cdot \alpha_2 \cdot T_m - \sigma \cdot \left(\frac{1}{J_e} + R_{BV} \cdot \alpha_5 \right) (k_f \cdot (\vartheta_e - R_{BV} \cdot \vartheta_{os}) + c_f \cdot (\dot{\vartheta}_e - R_{BV} \cdot \dot{\vartheta}_{os})) \\ &\quad + R_{BV} \cdot \alpha_3 (k_{ds} \cdot (\vartheta_{os} - \vartheta_w) + c_{ds} \cdot (\dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w)) \end{aligned} \quad (\text{A2.32})$$

On pose $\alpha_6 = \frac{1}{J_e} + R_{BV} \cdot \alpha_5$ et $\alpha_7 = R_{BV} \cdot \alpha_2$

$$\begin{aligned} \ddot{\vartheta}_e - R_{BV} \cdot \ddot{\vartheta}_{os} &= \frac{T_e}{J_e} - \alpha_7 \cdot T_m - \sigma \cdot \alpha_6 (k_f \cdot (\vartheta_e - R_{BV} \cdot \vartheta_{os}) + c_f \cdot (\dot{\vartheta}_e - R_{BV} \cdot \dot{\vartheta}_{os})) \\ &\quad + \alpha_5 (k_{ds} \cdot (\vartheta_{os} - \vartheta_w) + c_{ds} \cdot (\dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w)) \end{aligned} \quad (\text{A2.33})$$

$$\begin{aligned} \ddot{\vartheta}_{os} - \ddot{\vartheta}_w &= \alpha_2 \cdot T_m + \frac{T_{resist}}{J_w} + \sigma \cdot \alpha_5 (k_f \cdot (\vartheta_e - R_{BV} \cdot \vartheta_{os}) + c_f \cdot (\dot{\vartheta}_e - R_{BV} \cdot \dot{\vartheta}_{os})) \\ &\quad - \left(\alpha_3 + \frac{1}{J_w} \right) (k_{ds} \cdot (\vartheta_{os} - \vartheta_w) + c_{ds} \cdot (\dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w)) \end{aligned} \quad (\text{A2.34})$$

On pose $\alpha_8 = \alpha_3 + \frac{1}{J_w}$

$$\begin{aligned} \ddot{\vartheta}_{os} - \ddot{\vartheta}_w &= \alpha_2 \cdot T_m + \frac{T_{resist}}{J_w} + \sigma \cdot \alpha_5 (k_f \cdot (\vartheta_e - R_{BV} \cdot \vartheta_{os}) + c_f \cdot (\dot{\vartheta}_e - R_{BV} \cdot \dot{\vartheta}_{os})) \\ &\quad - \alpha_8 \cdot (k_{ds} \cdot (\vartheta_{os} - \vartheta_w) + c_{ds} \cdot (\dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w)) \end{aligned} \quad (\text{A2.35})$$

Finalement, l'équation d'état s'écrit :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{\vartheta}_e - R_{BV} \cdot \dot{\vartheta}_{os} \\ \ddot{\vartheta}_e - R_{BV} \cdot \ddot{\vartheta}_{os} \\ \ddot{\vartheta}_e \\ \dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w \\ \ddot{\vartheta}_{os} - \ddot{\vartheta}_w \\ \ddot{\vartheta}_{os} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\sigma \cdot \alpha_6 \cdot k_f & -\sigma \cdot \alpha_6 \cdot c_f & 0 & \alpha_5 \cdot k_{ds} & \alpha_5 \cdot c_{ds} & 0 \\ -\sigma \cdot \frac{k_f}{J_e} & -\sigma \cdot \frac{c_f}{J_e} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \sigma \cdot \alpha_5 \cdot k_f & \sigma \cdot \alpha_5 \cdot c_f & 0 & -\alpha_8 \cdot k_{ds} & -\alpha_8 \cdot c_{ds} & 0 \\ \sigma \cdot \alpha_5 \cdot k_f & \sigma \cdot \alpha_5 \cdot c_f & 0 & -\alpha_3 \cdot k_{ds} & -\alpha_3 \cdot c_{ds} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vartheta_e - R_{BV} \cdot \vartheta_{os} \\ \dot{\vartheta}_e - R_{BV} \cdot \dot{\vartheta}_{os} \\ \dot{\vartheta}_e \\ \vartheta_{os} - \vartheta_w \\ \dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w \\ \dot{\vartheta}_{os} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ -\alpha_7 \\ 0 \\ 0 \\ \alpha_2 \\ \alpha_2 \end{pmatrix} T_m + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{J_e} & 0 \\ \frac{1}{J_e} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_w} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_e \\ T_{resist} \end{pmatrix} \\ T_{ds} &= (0 \ 0 \ 0 \ k_{ds} \ c_{ds} \ 0) \cdot \begin{pmatrix} \vartheta_e - R_{BV} \cdot \vartheta_{os} \\ \dot{\vartheta}_e - R_{BV} \cdot \dot{\vartheta}_{os} \\ \dot{\vartheta}_e \\ \vartheta_{os} - \vartheta_w \\ \dot{\vartheta}_{os} - \dot{\vartheta}_w \\ \dot{\vartheta}_{os} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A2.36})$$

3.3 Conditions pour le passage du mode ouvert au mode fermé

Une condition qui permet de vérifier que la roue libre est fermée :

$$\dot{\vartheta}_{rl} = \dot{\vartheta}_{is} \Leftrightarrow \dot{\vartheta}_{rl} = \dot{\vartheta}_{os} \cdot R_{BV} \quad (\text{A2.37})$$

Mécaniquement, la condition qui permet d'exprimer l'ouverture de la roue libre est très difficile à exprimer. Cependant, pour tout un tas de raison, on suppose que l'ouverture de la roue libre ne peut se faire que par le biais de la commande :

$$\dot{\vartheta}_{rl} < \dot{\vartheta}_{is} \Leftrightarrow \dot{\vartheta}_{rl} < \dot{\vartheta}_{os} R_{BV} \text{ ET } T_e = 0 \quad (\text{A2.38})$$

Tableau A2.1 : Données et caractéristiques physiques de véhicule hybride considéré.

	Masse (kg) / Inertie (kg/m ²)	
Véhicule	1053	
Moteur thermique (55kw)	120/0,15	
Moteur électrique (43kw)	85/0,103	
Batteries (20 modules de 12v en série 240v/26Ah)	300/-	
Rayon roue (m) / Inertie roue (kg/m ²)	0,29/0,65	
Charge (kg)	150	
Pression atmosphérique (kg/m ³)	101325	
Coefficient de résistance aérodynamique Cx	0,37	
Surface frontale Sx (m ²)	2,59	
Coefficients de résistance au roulement (a et b)	0,035 0	
Boite vitesse	Boite manuelle 2 rapports (2 ^{eme} , 5 ^{eme})	
	Rapport	[8,4098 3,6662]
	Rendement	[0,960 0,960]

**Annexe 3: DEMARCHES A SUIVRE POUR LA DETERMINATION DES
PARAMETRES
« APPROCHE ALGEBRIQUE »**

Appliquons la transformation de Laplace sur la relation entrée/sortie (3.24):

$$(s^3 y(s) - s^2 y(0) - s \dot{y}(0) - y^{(2)}(0)) + a_2 (s^2 y(s) - s y(0) - \dot{y}(0)) + a_1 (s y(s) - y(0)) = b_0 u(s) \quad (\text{A3.1})$$

Dériver trois fois (A3.1) par rapport à s pour éliminer les conditions initiales :

$$\begin{aligned} \left(6y(s) + 18s \frac{dy(s)}{ds} + 9s^2 \frac{d^2 y(s)}{ds^2} + s^3 \frac{d^3 y(s)}{ds^3} \right) + a_2 \left(6 \frac{dy(s)}{ds} + 6s \frac{d^2 y(s)}{ds^2} + s^2 \frac{d^3 y(s)}{ds^3} \right) \\ + a_1 \left(3 \frac{d^2 y(s)}{ds^2} + s \frac{d^3 y(s)}{ds^3} \right) = b_0 \frac{d^3 u(s)}{ds^3} \end{aligned} \quad (\text{A3.2})$$

Multiplier les deux membres de (A3.2) par s^{-4} :

$$\begin{aligned} \left(\frac{6}{s^4} y(s) + \frac{18}{s^3} \frac{dy(s)}{ds} + \frac{9}{s^2} \frac{d^2 y(s)}{ds^2} + \frac{1}{s} \frac{d^3 y(s)}{ds^3} \right) + a_2 \left(\frac{6}{s^4} \frac{dy(s)}{ds} + \frac{6}{s^3} \frac{d^2 y(s)}{ds^2} + \frac{1}{s^2} \frac{d^3 y(s)}{ds^3} \right) \\ + a_1 \left(\frac{3}{s^4} \frac{d^2 y(s)}{ds^2} + \frac{1}{s^3} \frac{d^3 y(s)}{ds^3} \right) = b_0 \frac{1}{s^4} \frac{d^3 u(s)}{ds^3} \end{aligned} \quad (\text{A3.3})$$

Dériver quatre fois (A3.1) par rapport à s :

$$\begin{aligned} \left(24 \frac{dy(s)}{ds} + 36s \frac{d^2 y(s)}{ds^2} + 12s^2 \frac{d^3 y(s)}{ds^3} + s^3 \frac{d^4 y(s)}{ds^4} \right) \\ + a_2 \left(12 \frac{d^2 y(s)}{ds^2} + 8s \frac{d^3 y(s)}{ds^3} + s^2 \frac{d^4 y(s)}{ds^4} \right) + a_1 \left(4 \frac{d^3 y(s)}{ds^3} + s \frac{d^4 y(s)}{ds^4} \right) = b_0 \frac{d^4 u(s)}{ds^4} \end{aligned} \quad (\text{A3.4})$$

Multiplier les deux membres de (A3.4) par s^{-4} :

$$\begin{aligned} \left(\frac{24}{s^4} \frac{dy(s)}{ds} + \frac{36}{s^3} \frac{d^2 y(s)}{ds^2} + \frac{12}{s^2} \frac{d^3 y(s)}{ds^3} + \frac{1}{s} \frac{d^4 y(s)}{ds^4} \right) \\ + a_2 \left(\frac{12}{s^4} \frac{d^2 y(s)}{ds^2} + \frac{8}{s^3} \frac{d^3 y(s)}{ds^3} + \frac{1}{s^2} \frac{d^4 y(s)}{ds^4} \right) + a_1 \left(\frac{4}{s^4} \frac{d^3 y(s)}{ds^3} + \frac{1}{s^3} \frac{d^4 y(s)}{ds^4} \right) = b_0 \frac{1}{s^4} \frac{d^4 u(s)}{ds^4} \end{aligned} \quad (\text{A3.5})$$

Dériver (A3.1) par rapport à s cinq fois :

$$\begin{aligned} & \left(60 \frac{d^2 y(s)}{ds^2} + 60s \frac{d^3 y(s)}{ds^3} + 15s^2 \frac{d^4 y(s)}{ds^4} + s^3 \frac{d^5 y(s)}{ds^5} \right) \\ & + a_2 \left(20 \frac{d^3 y(s)}{ds^3} + 10s \frac{d^4 y(s)}{ds^4} + s^2 \frac{d^5 y(s)}{ds^5} \right) + a_1 \left(5 \frac{d^4 y(s)}{ds^4} + s \frac{d^5 y(s)}{ds^5} \right) = b_0 \frac{d^5 u(s)}{ds^5} \end{aligned} \quad (\text{A3.6})$$

Multiplier les deux membres de (A3.6) par s^{-4} :

$$\begin{aligned} & \left(\frac{60}{s^4} \frac{d^2 y(s)}{ds^2} + \frac{60}{s^3} \frac{d^3 y(s)}{ds^3} + \frac{15}{s^2} \frac{d^4 y(s)}{ds^4} + \frac{1}{s} \frac{d^5 y(s)}{ds^5} \right) \\ & + a_2 \left(\frac{20}{s^4} \frac{d^3 y(s)}{ds^3} + \frac{10}{s^3} \frac{d^4 y(s)}{ds^4} + \frac{1}{s^2} \frac{d^5 y(s)}{ds^5} \right) + a_1 \left(\frac{5}{s^4} \frac{d^4 y(s)}{ds^4} + \frac{1}{s^3} \frac{d^5 y(s)}{ds^5} \right) = b_0 \frac{1}{s^4} \frac{d^5 u(s)}{ds^5} \end{aligned} \quad (\text{A3.7})$$

Après avoir appliqué la transformation inverse de Laplace aux relations (A3.3), (A3.5) et (A3.7) on obtient les relations suivantes :

$$\begin{pmatrix} \tilde{a}_1(t) \\ \tilde{a}_2(t) \\ \tilde{b}_0(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{1,1}[y(t)] & F_{2,1}[y(t)] & -F_{0,1}[y(t)] \\ F_{1,2}[y(t)] & F_{2,2}[y(t)] & -F_{0,2}[y(t)] \\ F_{1,3}[y(t)] & F_{3,3}[y(t)] & -F_{0,3}[y(t)] \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} -F_{3,1}[y(t)] \\ -F_{3,2}[y(t)] \\ -F_{3,3}[y(t)] \end{pmatrix} \quad (\text{A3.8})$$

Avec

$$\begin{aligned} F_{1,1}[y(t)] &= \int_0^t \left[3 \frac{(t-\tau)^3}{3!} \tau^2 y(\tau) - \frac{(t-\tau)^2}{2!} \tau^3 y(\tau) \right] d\tau \\ F_{2,1}[y(t)] &= \int_0^t \left[-6 \frac{(t-\tau)^3}{3!} \tau y(\tau) + 6 \frac{(t-\tau)^2}{2!} \tau^2 y(\tau) - (t-\tau) \tau^3 y(\tau) \right] d\tau \\ F_{0,1}[y(t)] &= - \int_0^t \left[\frac{(t-\tau)^3}{3!} \tau^3 u(\tau) \right] d\tau \\ F_{3,1}[y(t)] &= \int_0^t \left[6 \frac{(t-\tau)^3}{3!} y(\tau) - 18 \frac{(t-\tau)^2}{2!} \tau y(\tau) + 9(t-\tau) \tau^2 y(\tau) - \tau^3 y(\tau) \right] d\tau \\ F_{1,2}[y(t)] &= \int_0^t \left[-4 \frac{(t-\tau)^3}{3!} \tau^3 y(\tau) + \frac{(t-\tau)^2}{2!} \tau^4 y(\tau) \right] d\tau \\ F_{2,2}[y(t)] &= \int_0^t \left[12 \frac{(t-\tau)^3}{3!} \tau^2 y(\tau) - 8 \frac{(t-\tau)^2}{2!} \tau^3 y(\tau) + (t-\tau) \tau^4 y(\tau) \right] d\tau \\ F_{0,2}[u(t)] &= \int_0^t \left[\frac{(t-\tau)^3}{3!} \tau^4 u(\tau) \right] d\tau \\ F_{3,2}[y(t)] &= \int_0^t \left[-24 \frac{(t-\tau)^3}{3!} \tau y(\tau) + 36 \frac{(t-\tau)^2}{2!} \tau^2 y(\tau) - 12(t-\tau) \tau^3 y(\tau) + \tau^4 y(\tau) \right] d\tau \end{aligned}$$

$$F_{1,3}[y(t)] = \int_0^t \left[5 \frac{(t-\tau)^3}{3!} \tau^4 y(\tau) - \frac{(t-\tau)^2}{2!} \tau^5 y(\tau) \right] d\tau$$

$$F_{2,3}[y(t)] = \int_0^t \left[-20 \frac{(t-\tau)^3}{3!} \tau^3 y(\tau) + 10 \frac{(t-\tau)^2}{2!} \tau^4 y(\tau) - (t-\tau) \tau^5 y(\tau) \right] d\tau$$

$$F_{0,3}[u(t)] = - \int_0^t \left[\frac{(t-\tau)^3}{3!} \tau^5 u(\tau) \right] d\tau$$

$$F_{3,3}[y(t)] = \int_0^t \left[60 \frac{(t-\tau)^3}{3!} \tau^2 y(\tau) - 60 \frac{(t-\tau)^2}{2!} \tau^3 y(\tau) + 15(t-\tau) \tau^4 y(\tau) - \tau^5 y(\tau) \right] d\tau$$

Annexe 4: DESCRIPTION DE L'INSTRUMENTATION ASSOCIEE A L'INSTALLATION « BOUCLE A FREON »

A4.1 Présentation de la boucle d'essai

L'installation expérimentale utilisée pour notre étude est une boucle d'essai utilisant le Fréon 11 comme réfrigérant (Figure A4.1). Elle a été initialement conçue pour la mesure du flux thermique critique et l'étude de la crise d'ébullition.

Afin d'étendre son champ d'utilisation et de l'adapter aux besoins de notre travail, nous lui avons apporté plusieurs modifications tant sur ses parties mécaniques que sur son système d'acquisition de données.

En effet, lors des études antérieures réalisées sur cette installation, la centrale d'acquisition utilisée pour le suivi en temps réel des paramètres thermohydrauliques a montré ses limites à assumer convenablement cette tâche notamment la détection à temps de l'apparition de la crise d'ébullition. Pour palier à ce décalage, une nouvelle carte d'acquisition nettement plus performante a été installée.

Dans cette annexe, nous décrirons brièvement la boucle d'essai en mettant en relief le rôle de chaque partie et nous présenterons les instruments et techniques de mesure utilisées.



Fig. A4.1 : Photographie de l'installation

A4.2 Description de l'instrumentation associée à l'installation

L'instrumentation représente l'ensemble des chaînes de mesure des paramètres thermohydrauliques de la boucle. La Figure A4.2 représente le schéma synoptique de l'instrumentation et des systèmes de régulation à travers les divers équipements de la boucle. Les capteurs sont disposés à travers des points névralgiques des divers circuits de la boucle, dans le souci de refléter son comportement. Elle remplit la mission d'interface entre le processus et l'opérateur.

Le choix du type de capteur est dicté par plusieurs paramètres, on cite entre autres:

- La nature du fluide en écoulement,
- Le régime de fonctionnement,
- Les étendues de fonctionnement,
- Les gammes de précision,
- L'aspect économique etc.

Les systèmes d'acquisition et de traitement analogique ou numérique des paramètres thermohydrauliques répondent, principalement à des exigences requises par les procédures expérimentales de l'installation.

Les principaux paramètres acquis et traités au niveau de la boucle sont:

- La température,
- Le débit,
- La pression.

Ces paramètres sont disposés comme suit:

1. Pression au niveau du réservoir à Fréon,
2. Pression au niveau du séparateur de phase,
3. Pression au niveau de la section d'essai,
4. Débit de Fréon à travers la section d'essai dans le circuit primaire,
5. Débit d'eau à travers l'échangeur de chaleur,
6. Débit d'eau à travers le condenseur,
7. Température dans le réservoir à Fréon,
8. Température à l'entrée du préchauffeur,,
9. Température à l'entrée de la section d'essai,
10. Température à la sortie de la Section d'essai,
11. Température à la sortie du séparateur de phase vers condenseur,
12. Température à la sortie du séparateur de phase vers échangeur de chaleur,
13. Température à la sortie du condenseur coté eau,
14. Température ambiante,
15. Température à la sortie de l'échangeur de chaleur côté Fréon,
16. Température à la sortie du condenseur côté eau,

17. Température à la sortie de l'échangeur de chaleur côté eau,
18. Température à l'entrée de l'évaporateur,
19. Température à la sortie de l'évaporateur côté eau,
20. Températures à travers la section de préchauffage,
21. Températures à travers la section de chauffage,

Ces paramètres sont traduits en signaux électriques par des transducteurs appropriés et centralisés au niveau d'une unité d'acquisition. Cette dernière et à travers la carte d'acquisition placée dans le slot PCI du PC, permet le transfert puis le stockage de ces données dans le micro-ordinateur pour un traitement numérique et une exploitation ultérieure des données.

Afin de répondre aux divers critères de choix des capteurs utilisés sus cités, nous citerons:

- La mesure de débit par effet électromagnétique,
- La mesure de débit par technique de rotamètre,
- La mesure de pression par manomètre à Bourdon,
- La mesure de température par thermocouple et
- La mesure de température par thermorésistance.

Dans le cadre de la surveillance et du contrôle de l'installation, la boucle est dotée des systèmes suivants:

- Alimentation à thyristor régulée pour la section de préchauffage,
- Alimentation à thyristor pour la section de chauffage,
- Système de détection de point de température critique
- Logiciel de surveillance et de traitement en temps réel.

A4.2.1 Mesure de débit

Deux débitmètres électromagnétiques sont utilisés dans le circuit secondaire, permettant de mesurer les gammes de débit de 1 à 60 m³/h d'eau de refroidissement. Après conditionnement et protection de signal, la sortie du transmetteur de débit est dans la gamme 0 - 20 mA pour une plage de débit réglable. Au niveau de la carte d'acquisition, le courant est converti en tension par résistance de 20 Ohms. Cette tension sera traitée pour l'affichage de la valeur finale du débit.

Le débitmètre placé à l'entrée de la section d'essai est de type rotamètre, le flotteur est réalisé à partir d'un matériau magnétique permettant d'entraîner un curseur le long du conduit de mesure. Le curseur est un point milieu d'un potentiomètre. A partir de ce capteur de position, il est donc possible de remonter à la mesure de débit. Le transmetteur de débit est alimenté en tension continue de 24 V. Le signal de sortie est de 4 - 20 mA. Ce signal est converti en tension au niveau de la centrale d'acquisition pour subir un traitement similaire à celui du débit par effet électromagnétique.

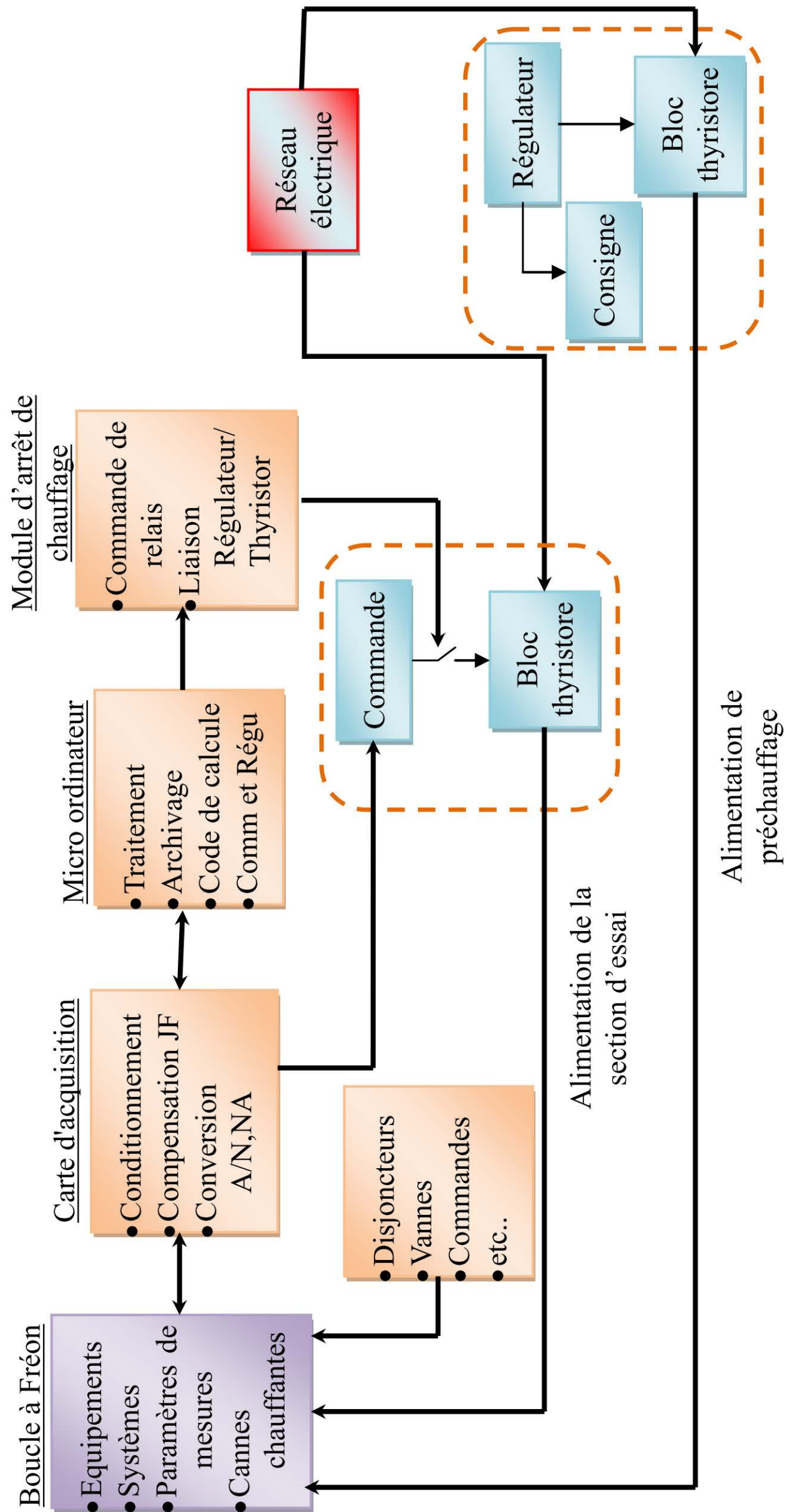


Fig. A4.2: Chaîne d'acquisition et de régulation

A4.2.2 Mesure de température

Les températures de paroi sont déduites de l'indication des thermocouples chromel-alumel (Type K) fixés sur la longueur de la canne chauffante, la soudure chaude est placée au centre de la canne et la compensation de la jonction froide s'effectue à l'aide d'une thermorésistance (PT100) placée dans l'ambiance.

Les températures de fluide sont mesurées par des thermocouples Fer-Constantan (Type J) placés dans l'écoulement. L'emplacement des thermocouples pour la mesure de température de fluide a été judicieusement choisi. En effet nous nous sommes limités à la mesure de température à l'entrée et la sortie des sections d'essais pour ne pas perturber l'écoulement.

A4.2.3 Mesure de pression

Les pressions sont mesurées par un capteur de type à Bourdon. Le tube est façonné en C et scellé d'un bout, l'autre extrémité sert pour l'admission de fluide à mesurer. Sous l'effet de la pression, le tube tend à se redresser traînant ainsi une aiguille d'indication.

Dans notre cas, l'extrémité scellée est un point milieu d'un circuit potentiométrique pour la conversion en signal de sortie de 0 - 20 mA vers la centrale d'acquisition. Le capteur est alimenté en tension continue de 24 V. Le signal de sortie subit le même traitement que pour les transmetteurs de débit.

A4.3 Le système d'acquisition de données

La carte d'acquisition que nous avons utilisé est constituée d'un module de connexion externe pour le branchement de capteurs, d'une carte d'acquisition « Daqtemp14A » enfichable sur le slot PCI des drivers pour l'exploitation des données. La carte d'acquisition est reliée au module de connexion à l'aide d'un câble spécifique.



Fig. A4.3: Carte d'acquisition DaqTemp14A

Annexe 5 : PRESENTATION DE LA PLATE FORME EXPERIMENTALE

A5.1 Matériels utilisés dans les essais pratiques

On a travaillé sur un banc d'essai LEROY SOMER. Le banc d'essai est constitué d'un ensemble machine synchrone et variateur autopiloté d'une part et d'une machine asynchrone et variateur à MLI d'autre part.

Le groupe synchrone se compose de :

- Un ensemble d'une machine synchrone et d'une machine asynchrone
- Un variateur à modulation de largeur d'impulsion
- Un Oscilloscope TDS
- Un frein à poudre pour la mesure du couple ainsi que pour la simulation d'un couple résistant.
- Un module MODMECA pour la mesure des paramètres mécaniques (vitesse, couple et puissance mécanique).

Nous détaillerons dans cette annexe la structure électromécanique du banc d'essai, les éléments de commande de la machine asynchrone et les organes de mesure.

La représentation de la plate forme est donnée par la photo suivante :

- Un ensemble d'une machine synchrone et d'une machine asynchrone
- Un variateur de vitesse (onduleur de tension).
- Un frein a poudre muni d'un capteur de couple statique.
- Une tachygénératrice pour la mesure de la vitesse.
- D'un oscilloscope numérique à mémoire.

Ainsi que d'autre outils de laboratoire et appareils de mesure (ampèremètre, voltmètre, ...etc.). L'image ci-dessous représente une vue globale du banc d'essai qui se trouve au niveau du département de génie électrique de la Division d'Etudes et de Développement de l'Instrumentation Nucléaire (DEDIN).

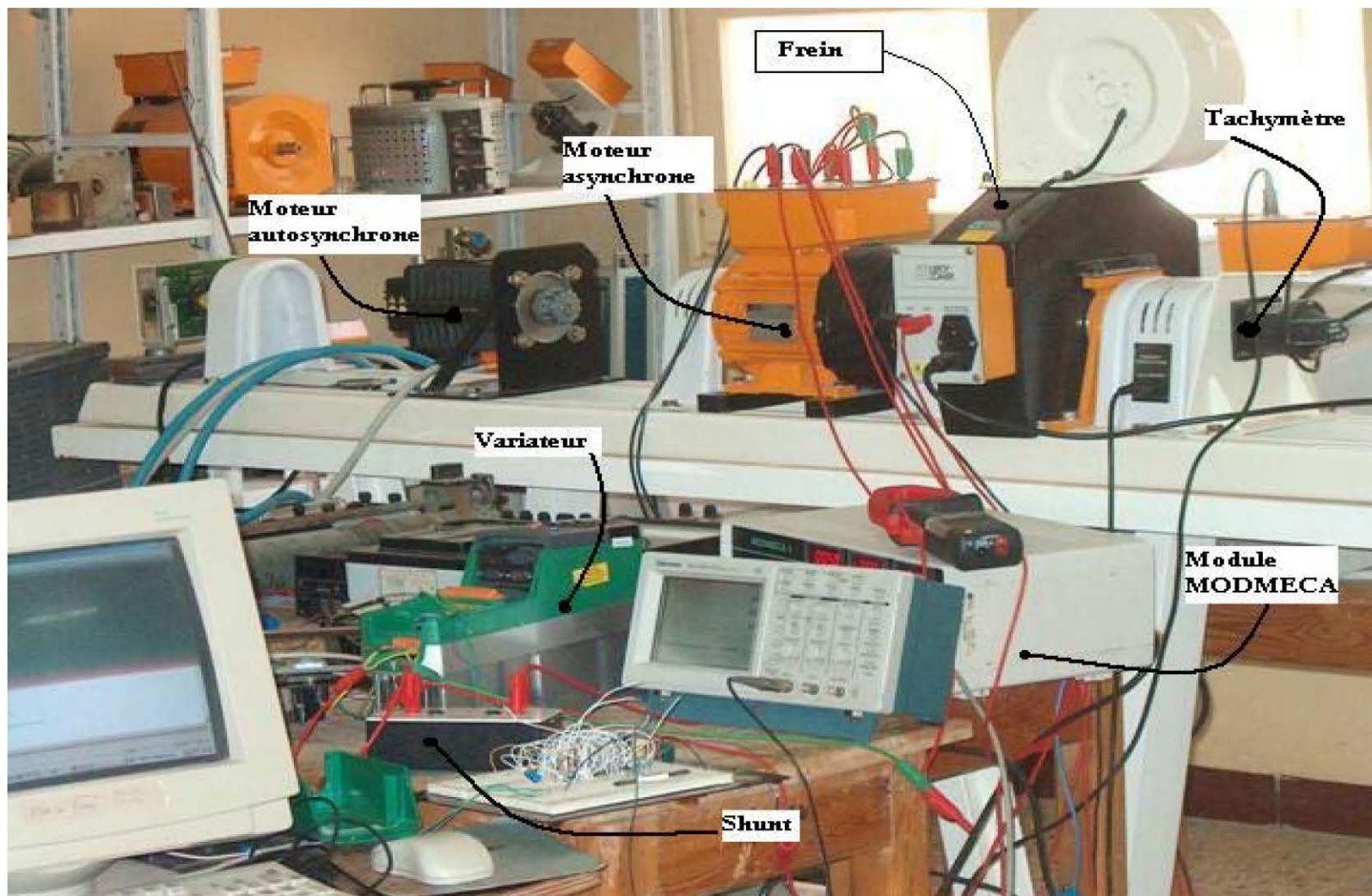


Fig. A5.1 : Vue Générale du Banc d'essai de machines électriques

A5.2 Un moteur asynchrone (réf. 115UMA300CACAA)

Les principales caractéristiques du moteur asynchrone sont:



Tableau A5.1: Paramètres de la MAS

Puissance nominale	1,5 Kw
Tension nominale	220/380 V
Courant nominale	6.1/3,4 A
Cosφ	0,86
Vitesse nominale	1425 tr/mn
Nombre de paire de pôles (P)	2
Inductance statorique L_s	0.253H
Inductance rotorique L_r	0.253H
Inductance mutuel L_{sr}	0.243H
Résistance statorique R_s	4.58Ω
Résistance rotorique R_r	4.468Ω
Moment d'inertie, J_m	0.02 Ns ² /rd
Coefficient de frottement, f_m	0.0026 Ns ² /rd

A5.3 Frein a poudre (FP 10/15 D2)

A5.3.1 Définition



Le frein FP10/15 D2 permet de réaliser les essais en charge des moteurs électriques de la gamme 1.5 kW. Il est constitué d'un stator monté en "Balance" et d'un rotor entraîné par la machine à essayer. Le couple résistant proportionnel au courant d'excitation de la bobine du frein est indépendant de la vitesse de rotation du rotor.

A5.3.2 Le principe de mesure du moment du couple résistant

Le montage dit "Balance" permet de mesurer le moment du couple résistant opposé par le frein. Cette mesure est réalisée directement au moyen d'un capteur de force réf. CAP.FOR monté sur le bloc de freinage, associé au module de mesure MODMECA.

A5.3.3 Caractéristiques

- Vitesse de rotation nominale : 1500 min⁻¹
- Vitesse de rotation maximale : 3000 min⁻¹
- Courant d'excitation : $i_{\max} = 1 \text{ A}$
- Couple de freinage :
 - $T_{\text{nom.}} = 10 \text{ N.m}$ et $T_{\text{max.}} = 35 \text{ N.m}$
 - $T_{\text{résiduel}} < 0,4 \text{ Nm}$ pour $i = 0$
- Ventilation forcée 230V monophasé 50Hz, protégée par fusibles.
- Puissance de freinage pour 20°C d'ambiance :
 - 1,5 kW durant 45 min.
 - 2,0 kW durant 15 min environ.

A5.4 Module MODMECA

Le module qui se présente en coffret plastique, est constitué principalement des afficheurs à LED et des dispositifs de mesure :



(a) vue de face



(b) vue arrière

- Le dispositif de mesure et de lecture de la vitesse de rotation (n) de la machine entraînée, à partir de la tension délivrée par la dynamo tachymétrique.
- Le conditionneur afficheur du capteur de force ou de couple pour l'alimentation, la mesure et l'affichage du moment du couple (T).
- Le dispositif de mesure et de lecture de la puissance mécanique (P) à partir de la vitesse et du couple.
- Le dispositif de commande du frein à poudre.

L'exploitation des informations obtenues sur les afficheurs à LED et celles issues des sorties analogiques des interfaces peut être réalisée de différentes manières selon la disponibilité du matériel. Soit par lecture directe des afficheurs. Soit par oscilloscope à mémoire. Soit par l'utilisation d'un micro-ordinateur associé à une Interface A/N et un logiciel d'application.

En face arrière, le module dispose des 5 sorties analogiques $\pm 5V$, isolées galvaniquement, correspondant aux grandeurs mesurées :

- VITESSE valeur moyenne et instantanée
- COUPLE valeur moyenne et instantanée
- PUISSANCE mécanique valeur moyenne
- Une entrée analogique 0 à 5 V pour la commande extérieure du couple.

REFERENCES

- [1] P. Ramadge et W.M. Wonham. The control of discrete event systems. *Proceeding of the IEEE*, 77(1):81-89, (1989).
- [2] R. David et H. Alla. Du Grafctet aux réseaux de Petri. Hermes, 1992.
- [3] H.S. Witsenhausen. A class of hybrid-state continuous-time dynamic systems. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 11(2):161-167, 1966.
- [4] R.G. Labinaz et M.M. Bayonmi. Modeling and control of hybrid systems: A survey. *Proceedings of the 13th IFAC World Congress*, San Francisco, pages 293-304, 1996.
- [5] J.Ezzine et A.H. Haddad. Controllability and observability of hybrid systems. *International Journal of Control*, 49(6):2045-2055, (1989).
- [6] S. Pettersson et B. Lennartson. An LMI approach for stability analysis of nonlinear systems. *Proceeding of the 4th European Control Conference ECC'97*, Bruessels, Belgium, 1997.
- [7] J.P. Hautier. Contribution à la conception des commandes dans les systèmes à convertisseurs statiques. *Habilitation à diriger les Recherches de l'USTL*, Lille, 1989.
- [8] I. Slama-Belkhodja. Identification des paramètres d'une machine asynchrone pour le dimensionnement de convertisseur statique associé. *Thèse de docteur Ingénieur de l'INPT*, Toulouse, 1985.
- [9] E. Levi, M. Wang. A speed estimator for high performance sensorless control of induction motors in the field weakening region. *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 17 no. 3, pp. 365-378, May 2002.
- [10] Y. Hori, Y. Toyoda, Y. Tsuruoka. Traction Control of Electric vehicle: Basic Experimental Results Using the Test EV UOT Electric March. *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 5, pp 1131-1138, September/October 1998.
- [11] A. Miller, E. Muljadi, D. Zinger. A variable speed wind turbine power control. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 12, no. 2, pp. 181-186, June 1997.
- [12] K. Halbaoui, D. Boukhetala and F. Boudjema. Introduction to Robust Control techniques. *Chapter in "Robust Control, Theory and Applications"*, ISBN 978-953-307-686-7, edited by: Prof. B.Andrzej, April, 2011.
- [13] K. Halbaoui, D. Boukhetala and F. Boudjema. Indirect Adaptive Speed Control of DC Servo Motors Based on Minimum Variance Controller. *The First International Meeting on Electronics & Electrical Science and Engineering*, Djelfa, IMESE'06, 2006.
- [14] J. Bonal, G. Seguier. Entraînements électriques à vitesse variable. Vol. 2, *Tec & Doc Editions, Lavoisier*, Paris, 1998.
- [15] M. Pietrzak-David, B. de Fornel, X. Roboam. Estimations et observations déterministes et stochastiques des états électromagnétiques. *Commande des moteurs asynchrones*, vol. 2, chap. 4, *Hermès Sciences*, Paris, 2000.
- [16] C. Vasseur. Réalisation numérique des correcteurs. *Technique de l'Ingénieur, Traité Automatique*, réf. R 7117, pp. 1-12, Paris 1998.
- [17] X. Roboam. De la modélisation à la commande et à la caractérisation des systèmes électromécaniques à propulsion asynchrone. *Habilitation à Diriger les Recherches de l'INPT*, LEEI, Toulouse, mars 2000.
- [18] P. Borne, G. Dauphin-Tangy, J. P. Richard, F. Rotella. Modélisation et identification des processus. *Editions Technip*, Paris, 1992.

-
- [19] A. Fossard, Systèmes multi-entrées multi_sorties. *Techniques de l'ingénieur, traité Automatique*, ref. 7220, pp. 1-24, Paris 1997.
- [20] M. Pietrzak-David. Algorithmes de commande d'un variateur électrique asynchrone : contrôle dynamique du flux, commande optimale en position. *Thèse de Docteur es-sciences de l'INPT*, LEEI, Toulouse, 1988.
- [21] X. Guillaud. Modélisation causale et algorithmes pour les systèmes électrotechniques. *Habilitation à Diriger les Recherches de l'USTSL*, L2EP, Lille, mars 2001.
- [22] P. Degobert. Formalisme pour la commande des machines électriques alimentées par convertisseurs statiques, application à la commande numérique d'un ensemble machine asynchrone - commutateur de courant. *Thèse de doctorat de l'USTL*, L2EP, Lille, juin 1997.
- [23] E. Dumetz. Modélisation et commande par modèle de référence d'un axe de machine-outil à dynamique rapide. *Thèse de doctorat de l'ENSAM*, L2EP, Lille, décembre 1998.
- [24] F. Giraud. Etude et commande des actionneurs piézo électriques à onde progressive. *Thèse de doctorat de l'USTL*, L2EP, Lille, juillet 2002.
- [25] W. LOMME. Gestion d'énergie de véhicules électriques hybrides basée sur la représentation énergétique macroscopique. *Thèse de doctorat, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille*, le 16 novembre 2007.
- [26] L. Loron. Identification et commande des machines électriques. *Habilitation a dirigé les recherches*, 1998.
- [27] P. Jansen, R. Lorenz. A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives. *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 30, no 1, January/February 1994 pp 101-109.
- [28] I.D. Landau, L. Dugard. Commande adaptative. *Edition Hermès Paris*, 1988
- [29] D. Boukhetala, K. Halbaoui and F. Boudjema. Design and Implementation of a Self-Tuning Adaptive Controller for Induction Motor Drives. *International Review of Electrical Engineering*, Italy, June 2006.
- [30] K. Halbaoui and D. Boukhetala. An Indirect Adaptive Controller to Regulate UTSG Water Level in Pressurized Water Nuclear Reactor. *Journal of Applied Sciences*, Vol. 12, no. 4, 2012, pp. 381-386.
- [31] T. Häggglund, K.J. Åström. The control handbook. *éditeur W. S. Levine*, CRC Press, 1996.
- [32] W. Wang, C. Wang. A rotor-flux-observer-based composite adaptive speed controller for an induction machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, no. 4, December 1997, pp 323-329.
- [33] T. Rowan, R. Kerkman, D. Leggate. A simple on-line adaptation for indirect field orientation of an induction machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no.4, July/August 1991, pp 720-727.
- [34] M. Morari, E. Zafiriou. Robust Process Control. *Prentice Hall*, Englewood Cliffs, New Jersey, 1989.
- [35] JM. Flaus. La régulation industrielle ; régulateurs PID, prédictifs et flous. *Edition Hermès*, Paris, 1994.
- [36] J.L. Thomas, M. Boidin. An internal model control structure in field oriented controlled VSI induction motors. *Proceeding of EPE'91*, Firenze (Italy), 1991, vol. 2, pp 202-207
- [37] M. Sedighy, S.B. Dewan, F.P. Dawson. A robust digital current control method for active power filters. *IEEE Trans on Ind Applications*, vol. 36, no. 4, July/August 2000, pp. 1158-1164

- [38] B. Robyns, Y. Fu, F. Labrique, H. Buyse. Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance. *J.Physique III*, vol. 5,no 3,1255-1268, August 1995.
- [39] I. Stefan, C. Forgez, B. Lemaire-Semail, X. Guillaud. Comparison between neural compensation and internal model control for induction machine drive. *ICEM'98*, Istanbul September 1998, pp 1330-1334.
- [40] A. Poubelle. Elimination par la commande des vibrations induites par des souplesses de transmission. *Mémoire CNAM*, 2000
- [41] B. Vulturescu, A. Bouscayrol, J.P. Hautier, X. Guillaud, F. Ionescu. Behaviour model control of a DC machine. *ICEM'2000, Conference Espoo (Finland)*, pp. 427-431, 2000.
- [42] J.P. Hautier, J.P. Caron. Convertisseurs statiques – Méthodologie causale de modélisation et de la commande. *Editions Technip*, 1999.
- [43] J. Pierquin, P. Escané, A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, J.P. Hautier, B. de Fornel. Behaviour model control of a high speed traction system. *EPE-PEMC'2000*, 197-202, 2000.
- [44] H. Bühler. Réglage par mode de glissement, *Presses polytechniques romandes*, Lausanne, 1986.
- [45] B. Nicolas. Contribution à la commande des convertisseurs statiques : Définition de lois de commutation à l'aide de la théorie des modes glissants. *Thèse de l'INP de Toulouse*, 1996.
- [46] F. Berthereau. Commande vectorielle multialgorithmique de la machine asynchrone avec optimisation par supervision floue. *Thèse USTL*, 2001.
- [47] D. Alazard et al. Robustesse et commande optimale. *Editions CEPAD*, 1999.
- [48] Ph. de Larminat. Automatique, commande des systèmes linéaires. Editions Hermès Paris, 1996
- [49] A. Oustaloup. La commande CRONE. *Editions Hermès*, Paris, 1991.
- [50] X. Lin-Shi, F. Morel, A. Llor, B. Allard, J.M. Rétif. Implémentation of hybrid control for motor drives. *IEEE Transactions on Ind Electronics*, Vol.54, n°4, 1946-1952, August 2007.
- [51] F. Morel, J.M. Rétif, X. Lin-Shi, C. Valentin. Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Special Section "Electronic machinery & adjustable speed motor drives", [TIE-00190-2006], 2008.
- [52] Morel, F., J.M. Retif, X. Lin-Shi, A.M. Llor. Fixed switching frequency hybrid control for a permanent magnet synchronous machine. *Proceedings of ICIT*, Hammamet, Tunisie, 2004.
- [53] Retif J.M., X. Lin-Shi, A Llor, F. Morand. New hybrid direct-torque control for a winding rotor synchronous machine. *PESC'2004: 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Allemagne. pp. 1438-1442.
- [54] Legrand, X., J.M. Rétif, M. Smaoui, D. Thomasset and X.F. Lin-Shi. Hybrid control with on/off electropneumatic standard valve. *I.Journal of Fluid Power* 751-60, 2006.
- [55] Khelifa BENMANSOUR. Contributions à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur. *Thèse de doctorat*, ENP, Alger, 2006.
- [56] M.S. Branicky. Studies in Hybrid Systems: Modeling, Analysis and Control. *Thèse de Doctorat*, MIT, 1995.
- [57] K. Halbaoui, D. Boukhetala and F. Boudjema. Robust Hybrid Control. *Chapter in "Robust Control, Theory and Applications"*, ISBN 978-953-307-686-7, edited by: Prof. B.Andrzej, April, 2011.
- [58] Benoît Cébron. Commande de systèmes dynamiques hybrides. *Thèse de doctorat*, 2000, Angers.

- [59] K. Halbaoui, D. Boukhetala and F. Boudjema. High Efficiency and Quick Response of Torque Control for a Permanent Magnet Synchronous Machine Using Discrete/Continuous Hybrid Approach. *ICEEA'2010 University of Bejaia*, 2010.
- [60] K. Halbaoui, D. Boukhetala and F. Boudjema. Commande du couple d'une machine asynchrone: Approche hybride. *ICPEED'2010*, Oran, October 26-27, 2010.
- [61] K. Halbaoui, D. Boukhetala and F. Boudjema. New Hybrid Direct-Torque Control for a Permanent Magnet Synchronous Machine. *5rd ISHC*, Sidi Fredj, Algiers, 2010.
- [62] P. Antsaklis, J. Stiver, et M. Lemmon. Hybrid system modeling and autonomous control systems. *Lecture Notes in Computer Science*, 736:366~392, 1993.
- [63] A. Nerode et W. Kohn. Models for hybrid systems: Automata, topologies, controllability, observability. "Hybrid Systems", *Notes in Computer Sciences*, 736:317-356, 1993.
- [64] Lunze. Qualitative modelling of linear dynamical systems with quantized state measurements. *Automatica*, 30(3):417-431, 1994.
- [65] P. Peleties et R. DeCarlo. A modeling strategy with event structures for hybrid systems. *Proceedings of the 28th Conference on Decision and Control*, 1308-1313, December 1989.
- [66] R. Brockett. Language driven hybrid systems. *Proceeding of the 33rd Conference on Decision and Control*, 4210-4214, 1994.
- [67] R. Alur, C. Courcoubetis, N. Halbwachs, T.A. Henzinger, P.H. Ho, X. Nicollin, A. Olivero, J. Sifakis, et S. Yovine. The algorithmic analysis of hybrid systems. *Theoretical Computer Science*, 138:3~34, 1995.
- [68] A. Puri. Theory of Hybrid Systems and Discrete Event Systems. *Thèse de Doctorat, University of California at Berkeley*, 1995.
- [69] Fliess, M. et Sira-Ramírez, H. An algebraic framework for linear identification. *ESAIM Control Optim. Calc. Variat.*, 9 :151–168, 2003.
- [70] Sjöberg, J., Zhang, Q., Ljung, Benveniste, A., Delyon, B., Glorennec, P.-Y., Hjalmarsson, H., et A.Juditsky. Nonlinear black-box modeling in system identification: a unified overview. *Automatica*, 31 :1691–1724, 1995.
- [71] Kerschen, G., Worden, K., et Golinval, J.-C. Past, present and future of nonlinear system identification in structural dynamics. *Mech. Systems Signal Process.* 20 :505–592, 2006.
- [72] Ljung, L. et Glad, T. On global identifiability of arbitrary model parameterization. *Automatica*, 30(2) :265–276, 1994.
- [73] Fliess, M. Analyse non standard du bruit. C.R. Acad. Sci. Paris, ser. I, 342. *online at <http://hal.inria.fr/inria-00001134>*, 2006.
- [74] De la Sen. On the adaptive control of a class of SISO dynamic hybrid systems, *Applied Numerical M. Mathematics* 56 618–647, 2006.
- [75] A. Lj. Juloski, S. Weiland, and W.P.M.H. Heemels. A Bayesian approach to identification of hybrid systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 50, No 10 :1520–1533, 2005.
- [76] Yasmin Hashambhoy and René Vidal. Recursive identification of switched ARX models with unknown number of models and unknown orders. *IEEE Conf Decision Control*, 2005.
- [77] K. Halbaoui, D. Boukhetala and F. Boudjema. Real-time Identification for Linear Systems via Algebraic Techniques. *International Conference on Electrical Engineering*, 2009.
- [78] K. Halbaoui, D. Boukhetala and F. Boudjema. Identification of Hybrid Switching Systems with Unknown Number of Models and Unknown Orders, *International Review of Automatic Control (I.R.E.A.CO.)*, 2010, ISSN: 1974-6059, Vol. 3. n. 6, pp. 604-611.

- [79] Fliess, M., Marquez, R., Delaleau, E., et Sira-Ramírez, H. Correcteurs proportionnels-intégraux. *ESAIM Control Optim. Calc. Variat.*, 7 :23–41,2002.
- [80] Laurent Bako, Stéphane Lecoeuche, Identification récursive de systèmes à commutations. *Journées Doctorales / Journées Nationales MACS*, Reims : France, 2007.
- [81] Icqbal N. et Buisson J. Chapitre 12 de *l'ouvrage collectif du traité I2C*, ed. Hermès, cf. Zaytoon J, 2001.
- [82] Branicky M.S., Mitter S. K. Algorithms for optimal hybrid control. *34rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC95)*, New Orleans, 1995, p. 2661-2666.
- [83] Tomlin C., J. Lygeros et S. Sastry. Computation of controllers for nonlinear hybrid systems, 14th world congress of IFAC, ISBN 0 08 043248 4, 1999.
- [84] Lygeros J., C. Tomelin et S. Sastry. Controllers for Reachability Specifications for Hybrid Systems, *Automatica*, 35(3), pp. 349-370, 1999.
- [85] Riedinger P. Contribution à la commande optimale des systèmes dynamiques hybrides, *Thèse de doctorat, Centre de Recherche en Automatique de Nancy (CRAN), Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL)*, 2000.
- [86] Riedinger P., Zanne C., Kratz F. Time Optimal Control of Hybrid Systems. *American Control Conference*, San Diego, 1999, p. 2466-2470.
- [87] Manon, P., Valentin-Roubinet C., Gilles G. Optimal Control of Hybrid dynamical Systems: Application in Process Engineering. *Control Engineering Practice*, vol. 10, p. 133-149, 2002.
- [88] Xuefang LIN-SHI. Commande des systèmes de conversion d'énergie. *Habilitation à diriger des recherches*, L'institut National des sciences Appliquées de Lyon, juillet 2007.
- [89] K. Halbaoui, D. Boukhetala and F. Boudjema. Hybrid adaptive controls for speed regulation of an induction motor drive. *Archives of Control Sciences* Vol 19, No. 2, pages 127–140, 2009.
- [90] K. Halbaoui, D. Boukhetala and F. Boudjema. Speed Control of Induction Motor Drives Using a New Robust Hybrid Model Reference Adaptive Controller. *Journal of Applied Sciences*,2009.
- [91] K. Halbaoui, D. Boukhetala and F. Boudjema. A New Robust Model Reference Adaptive Control for Induction Motor Drives Using a Hybrid Controller. *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Italy, 1109-1113, 2008.
- [92] Florent Morel. Commande directe appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux ou par un convertisseur matriciel triphasé. *Thèse de doctorat*, L'institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2007.
- [93] Benbrahim Amel, Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents. *Thèse de Magistère*, Université de BATNA, 2009.
- [94] I.A. Stiver, P.J. Antsaklis, et M.D. Lemmon. Interface and controller design for hybrid control systems. *Rapport technique, ISIS Group*, University of Notre Dame, February 1995.
- [95] F. Khatounian. Contribution a la Modélisation, L'Identification et à la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents. *Thèse de Doctorat*, De L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2006.
- [96] Mohamed Abdallah TRABELSI. Modélisation et Commande des Systèmes Physiques à Topologie Variable : Application au Convertisseur Multicellulaire. *Thèse de doctorat*, L'institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2009.
- [97] A. CHOMMBART. Commande Supervisée de Systèmes Hybrides. *Thèse de doctorat*, L'institut National Polytechnique de Grenole, 1997.

