



HAL
open science

Diagnostic et Surveillance des Systèmes Complexes

Ghaleb Hoblos

► **To cite this version:**

Ghaleb Hoblos. Diagnostic et Surveillance des Systèmes Complexes. Automatique / Robotique. Université de Rouen, France, 2008. tel-01396503

HAL Id: tel-01396503

<https://hal.science/tel-01396503v1>

Submitted on 2 Dec 2016

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

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



Habilitation à Diriger des Recherches

Spécialité : Automatique

Diagnostic et Surveillance des Systèmes Complexes

Par

Ghaleb HOBLOS

Docteur de l'Université des Sciences et Technologies de Lille
Enseignant–Chercheur à l'ESIGELEC

Soutenue le 16 décembre 2008 devant le jury composé de :

Rapporteurs :

Pr. Ali CHARARA, Université de Technologie de Compiègne
Pr. Abdellah El-MOUDNI, Université de Technologie de
Belfort-Montbéliard
Pr. Dominique SAUTER, Université de Nancy

Examineurs :

Pr. Vincent COCQUEMPOT, Université de Lille 1
Pr. José RAGOT, Université de Nancy
Pr. Dimitri LEFEBVRE, Université du Havre
Dr. H.D.R. Houcine CHAFOUK, ESIGELEC – Rouen

*A mon père et à ma mère,
La lumière d'ambition et de confiance que vous m'avez transmis dès mon jeune âge
m'accompagnera toute ma vie pour dépasser toutes les difficultés et atteindre mes
objectifs. Tout ce que j'ai est grâce à vous et je vous dois tout. Donc un grand merci*

*A mon épouse Jihane, pour son soutien permanent, son réconfort et sa grande patience
tout au long de la réalisation de ce travail,*

A mes filles Reina et Line,

A mes frères et sœurs

SOMMAIRE

1	Abreviations et notations	4
2	Remerciements.....	5
3	Introduction générale	6
4	Curriculum Vitae et synthèse d'activités	9
4.1	Curriculum Vitae	9
4.1.1	Etat civil.....	9
4.1.2	Formation universitaire.....	9
4.1.3	Emplois et évolution de carrières.....	10
4.2	Activités pédagogiques	11
4.2.1	Activités pédagogiques antérieures (1997-2002).....	12
4.2.2	Activités pédagogiques actuelles	13
4.2.3	Conclusion	14
4.3	Activités de recherche.....	15
4.3.1	Présentation de l'équipe Automatique et Systèmes de l'IRSEEM	15
4.3.2	Positionnement au sein de l'équipe.....	15
4.3.3	Encadrement des travaux de recherche.....	16
4.3.4	Description des thèmes de recherche.....	20
4.3.4.1	Travaux de recherche antérieurs (1997-2002).....	20
4.3.4.2	Travaux de recherche actuels.....	22
4.3.4.2.1	Diagnostic avec et sans modèle	22
4.3.4.2.1.1	Diagnostic à base de modèles	22
4.3.4.2.1.2	Diagnostic sans modèle, détection et classification.....	23
4.3.4.2.2	Tolérance aux fautes, accommodation et reconfiguration	24
4.3.4.2.3	Domaines d'application	24
4.3.5	Projets de recherche	25
4.3.6	Contrats de recherche et de développement.....	30
4.3.7	Rayonnement scientifique.....	30
4.3.8	Production scientifique	32
4.3.9	Conclusion	32
5	Mémoire de recherche.....	33
5.1	Introduction.....	33
5.2	Contribution à la modélisation et au diagnostic des systèmes complexes.....	33
5.2.1	Modélisation par multimodèle	34
5.2.1.1	Cas des systèmes hybrides à entrées discrètes.....	34
5.2.1.2	Cas des systèmes non linéaires	36
5.2.2	Approche de diagnostic.....	37
5.2.3	Application sur le benchmark AS193	40
5.2.4	Application sur le papillon motorisé.....	49
5.2.5	Conclusions et perspectives	62
5.3	Contribution à la détection des changements fréquentiels des signaux temporels ..	64
5.3.1	Position du problème	64

5.3.2	Approche proposée	66
5.3.2.1	Procédure et algorithme de dérivation d'un banc de filtres	66
5.3.2.2	Détection séquentielle et fusion des instants de changements	69
5.3.2.3	Evaluation des performances	71
5.3.2.3.1	Influence du filtrage sur la détection	71
5.3.2.3.2	Influence de la largeur de fenêtre	72
5.3.2.4	Classification et identification des événements	73
5.3.2.4.1	Génération d'une base de données	74
5.3.2.4.2	Classification des événements	76
5.3.3	Application sur le TECP	77
5.3.3.1	Description du Tennessee Eastman Challenge Process	77
5.3.3.2	Résultats obtenus sur le TECP	79
5.3.4	Conclusions et perspectives	86
5.4	Contribution au filtrage robuste aux méconnaissances de modèles et aux pertes de mesures	87
5.4.1	Analyse de la qualité d'estimation en fonction de pertes de capteurs	87
5.4.1.1	Proposition d'un nouveau critère d'évaluation	87
5.4.1.2	Synthèse d'un dispositif d'estimation non-linéaire	91
5.4.2	Estimation d'état en présence d'entrées inconnues	93
5.4.2.1	Position du problème	94
5.4.2.2	Approche proposée	96
5.4.2.3	Application à un système de navigation hybridée inertie-GPS	102
5.4.3	Conclusions et perspectives	113
5.5	Travaux de recherche en cours et perspectives	115
6	Conclusion générale et perspectives	120
7	Annexes	122
7.1	Production scientifique	122
7.2	Modules enseignés	126
7.3	Résumés de projets de fin d'études	129
7.4	Résumés des thèses soutenues	130
7.5	Algorithmes	131
8	Références	135

1 ABREVIATIONS ET NOTATIONS

ARMA	: Auto Regressive Moving Average
MA	: Moving Average
AR	: Auto Regressive
COR	: Caractéristique Opérationnelle de Réception
DCS	: Dynamic Cumulative Sum
CUSUM	: Cumulative Sum
TECP	: Tennessee Eastman Challenge Process
2OEKF	: 2 nd Order Extended Kalman Filter (filtre de Kalman étendu à l'ordre 2)
CDKF	: Central Difference Kalman Filter (filtre de Kalman à différence centrale)
EKF	: Extended Kalman Filter (filtre de Kalman étendu)
EnKF	: Ensemble Kalman Filter (filtre de Kalman d'ensemble)
FDI	: Fault Detection and Isolation (détection et isolation de défaut)
GPS	: Global Positioning System
GRH	: Gyroscope Résonnant Hémisphérique
IEKF	: Iterated Extended Kalman Filter (filtre de Kalman étendu itéré)
INS	: Inertial Navigation System (système de navigation inertielle)
RMS	: Root Mean Square (racine de la moyenne des carrés)
UKF	: Unscented Kalman Filter (filtre de Kalman sans saveur)
UMI	: Unité de Mesures Inertielle
VA	: Variance d'Allan

2 REMERCIEMENTS

Ce mémoire a été réalisé au sein du pôle Automatique et Systèmes de l'Institut de Recherche en Systèmes Electroniques Embarqués (IRSEEM – EA 4353) du Groupe ESIGELEC (Ecole Supérieure d'Ingénieurs Généralistes). Je tiens à exprimer toute ma gratitude à la direction de l'ESIGELEC pour le soutien et la confiance sans lesquels ce travail de recherche n'aurait pu se dérouler dans d'aussi bonnes conditions.

Je tiens à remercier chaleureusement mes collaborateurs avec qui j'ai pu co-encadrer les différents travaux de recherche présentés dans ce mémoire, mon directeur de recherche Monsieur Houcine Chafouk, Monsieur le Professeur Dimitri Lefebvre de l'Université du Havre ainsi que Monsieur le Professeur José Ragot de l'Université de Nancy. J'ai partagé avec eux des moments très agréables et très riches tant sur le plan scientifique qu'humain.

Je tiens également à remercier les membres du jury qui m'ont fait l'honneur de participer à l'examen de ce travail :

Monsieur le Professeur Ali Charara de l'Université de Technologie de Compiègne, Monsieur le Professeur Abdellah El-Moudni de l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et Monsieur le Professeur Dominique Sauter de l'Université de Nancy 1 qui ont accepté la lourde tâche de rapporteur,

Monsieur le Professeur Vincent Cocquempot de l'Université de Lille 1, pour l'intérêt qu'il porte à ce travail en acceptant de participer au jury.

Je tiens particulièrement à remercier les jeunes docteurs que j'ai co-encadrés : Mohamed Lebbal, Oussama Mustapha et Vincent Sircoulomb qui ont participé profondément à l'aboutissement de ce travail. Je ne peux pas oublier les doctorants que je co-encadre actuellement : Didier Riedinger, David Crombez et Clément Letellier.

Je ne saurais terminer sans adresser un remerciement particulier à mon collègue et ami Nicolas Langlois avec qui j'ai partagé des moments agréables et des discussions fructueuses tant sur le plan professionnel que personnel. L'esprit d'équipe qu'on a construit et pratiqué ensemble, avec tous les membres du pôle, tout au long des années précédentes restera notre garant de réussite pour l'avenir.

Enfin, mes pensées vont à tous les membres du laboratoire et à toutes les personnes qui m'ont aidé et soutenu pour leurs conseils et leur amitié.

3 INTRODUCTION GENERALE

Ce document présente mes travaux scientifiques (pédagogique, recherche, transfert) ainsi que les diverses activités annexes nécessaires pour le bon déroulement et la cohérence des travaux effectués. En effet, le métier d'enseignant-chercheur est une mission à plusieurs facettes : académique, transfert technologique et administratif.

Sur le plan académique, il s'agit de bien maîtriser les deux aspects pédagogique et recherche scientifique. En effet, la qualité de la pédagogie se mesure par sa diversité, sa richesse, sa mise à jour selon l'évolution technologique et les besoins industriels et finalement sa capacité à préparer les étudiants pour les métiers de l'industrie moderne. La qualité de la recherche scientifique, quant à elle, se mesure par une reconnaissance dans la communauté scientifique nationale et internationale. Cette reconnaissance est souvent témoignée par des publications dans les conférences internationales et les journaux de hauts niveaux.

Pour la bonne réussite des activités de recherche, il est important qu'elles soient en cohérence avec la politique de développement et de recherche régionale avec une ouverture nationale voire internationale. Dans mon cas, je m'intéresse particulièrement aux deux thèmes avec des fortes transversalités qui sont : le diagnostic et la tolérance aux fautes. La mise en œuvre de différents travaux de recherche passe par l'encadrement et l'accompagnement des doctorants dans leurs travaux de recherche dès la recherche bibliographique et la position du problème, et tout au long de la phase de traitement du problème, jusqu'à la proposition d'une solution finale. Actuellement, je co-encadre trois thèses avec les échéances suivantes : décembre 2009, décembre 2010, octobre 2011. Trois thèses co-encadrées ont été soutenues selon les dates suivantes : 16 juin 2006, 19 novembre 2008, 2 décembre 2008.

Sur le plan du transfert technologique, il s'agit d'appliquer les travaux de recherche sur des cas concrets et des données réelles. Ce transfert se fait souvent sous forme de contrats industriels R&D. Jusqu'à maintenant, je suis intervenu directement sur la réalisation de cinq contrats industriels entre 2002 et 2008, quatre contrats avec Snecma moteurs et un avec SAGEM Sécurité Défense.

Sur le plan administratif et management de la recherche, il s'agit de chercher, en termes de complémentarité, les bons partenaires régionaux, nationaux et internationaux, académiques ou industriels, pour créer des réseaux en vue de monter des projets de recherche. Au total,

j'ai participé activement au montage de cinq projets : un projet international (CEDRE – Coopération franco-libanaise pour l'évaluation et le développement de la recherche, 2004-2005) et quatre régionaux : (VALAMARIS, 2005-2006), (CPER-MRT – Maîtrise des Risques Technologiques, 2007-2013), (MAD3 Méthodes Avancées pour la Détection et le Diagnostic des Défauts, 2008-2011) et (PPF – MRT Programme Pluri-Formations, 2008-2011). D'autres projets montés non acceptés ne sont pas cités ici dont quelques un sont en cours de re-soumission.

Ce document sera constitué en deux grandes parties de la manière suivante.

La première partie sera consacrée à ma carrière d'enseignant-chercheur ainsi que mes diverses activités. En effet, je commencerai par un CV simplifié et synthétique. Ensuite, je fournirai une synthèse des mes différentes activités d'enseignement et de recherche sur 10 ans. Enfin, je citerai l'ensemble d'activités liées à la recherche : projets de recherche, transfert vers l'industrie, rayonnement scientifique, ...

La deuxième partie représente mon mémoire de recherche où je présente les différentes contributions menées tout au long de mes activités de recherche à l'ESIGELEC après ma thèse de doctorat. Le schéma suivant présente les thèmes développés à savoir : le diagnostic des systèmes complexes et la tolérance aux fautes. Comme le montre le schéma ci-dessous, en diagnostic plusieurs sous thèmes s'inclinent selon le cas, avec ou sans modèle. Les blocs en pointillés correspondent à des sous-thèmes qui ne sont pas traités dans ce mémoire.

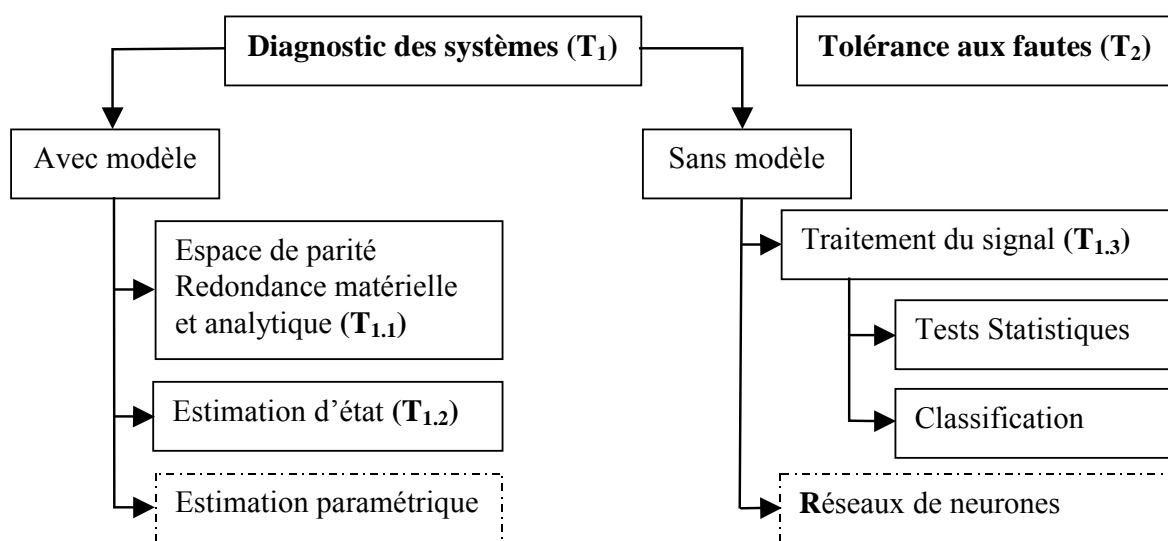


Figure 1. *Thèmes de recherche*

Les trois thèses co-encadrées soutenues de M. Lebbal, O. Mustapha et V. Sircoulomb s'inscrivent respectivement dans les sous-thèmes $T_{1,1}$, $T_{1,3}$, et $T_{1,2}$. Les thèses co-encadrées en cours de D. Riedinger (troisième année), D. Crombez (deuxième année) et C. Letellier (première année) s'inscrivent respectivement dans les sous thèmes $T_{1,1}$, $T_{1,3}$, et $T_{1,2}$. Dans le thème T_2 , les travaux développés concernent mes travaux de thèse et deux masters co-encadrés.

Finalement, je conclus ce mémoire avec des perspectives envisagées à court, moyen et long termes.

4 CURRICULUM VITAE ET SYNTHÈSE D'ACTIVITÉS

4.1 CURRICULUM VITAE

4.1.1 Etat civil

Nom : HOBLOS
Prénom : Ghaleb
Date et lieu de naissance : 8 avril 1972, Akkar, LIBAN
Situation de famille : Marié, 2 enfants
Double Nationalité : Française/Libanaise
Age : 36 ans

Adresse Personnelle :

IMM. Volubilis APPT 10
35 rue Michel CORROY
76120 Le Grand Quevilly
Tél. : 02.35.67.79.97
Port. : 06.68.33.55.54

Adresse Professionnelle :

**ESIGELEC : Ecole Supérieure
d'Ingénieurs Généralistes**
***IRSEEM : Institut de Recherche en
Systèmes Electroniques Embarqués***
Pôle Automatique et Systèmes
Technopôle du Madrillet, BP 10024,
76801 Saint Etienne du Rouvray
Cedex, France
Tél. : 02.32.91.58.63
Fax : 02.32.91.58.59
E-mail : ghaleb.hoblos@esigelec.fr

Discipline : Automatique et Traitement du Signal, section 61^{ème} du CNU

Poste actuel : Enseignant-Chercheur à l'ESIGELEC

Langues parlées et écrites : Français, anglais, arabe.

Langages et Logiciels : Fortran, Turbo Pascal, C, C++, Matlab, Simulink

4.1.2 Formation universitaire

Titres universitaires français :

20 mars 2001 : Doctorat, Spécialité Productique : Automatique et Informatique Industrielle, Laboratoire d'Automatique, Génie Informatique et Signal de Lille (LAGIS), Université des Sciences et Technologies de Lille (USTL).

Titre : Contribution à la Tolérance aux Fautes des Systèmes d'Instrumentation.

Membres du jury :

Président : Pr. Etienne Craye, Ecole Centrale de Lille

Rapporteurs : Pr. Dominique Sauter, Université de Nancy I, H. Poincaré

Pr. Mohamed M'Saad, Institut des Sciences de la Matière et du Rayonnement de Caen

Examineurs : Pr. Patrick Millot, Université de Valenciennes

Dr. Abdelwahab Aïtouche, Enseignant-chercheur HEI

Directeur de thèse : Pr. Marcel Staroswiecki, Université de Lille I

Mention : Très Honorable.

1996 : Diplôme d'Etudes Approfondies intitulé « Contrôle des systèmes », Université de Technologie de Compiègne (UTC).

Mention : AB

Titres universitaires étrangers :

1995 : Diplôme d'ingénieur en *Electricité-Electronique*, Université Libanaise, Faculté de Génie, Branche I, Tripoli, Liban

1990 : Baccalauréat, série mathématique élémentaire

4.1.3 Emplois et évolution de carrières

1997-2000 : Vacataire à HEI.

Pendant cette période, j'effectuais ma thèse de doctorat à l'USTL

2000-2002 : ATER, Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche à l'USTL.

Pendant cette période, je dispensais des cours dans le domaine de l'automatique, de l'informatique industrielle et du traitement du signal. Ce poste d'ATER m'a permis de soutenir ma thèse dans de bonnes conditions en mars 2001 et de publier mes travaux de recherche dans des journaux de rang A.

Depuis juillet 2002 : Enseignant-Chercheur à l'ESIGELEC

Depuis mon arrivée à l'ESIGELEC, j'occupe un poste d'enseignant chercheur l'équivalent de Maître de conférences. En effet, je suis à mi-temps enseignement et mi-temps recherche. Cette répartition équilibrée des charges m'a permis d'avancer efficacement dans ma fonction d'enseignant-chercheur et de continuer à enrichir ma carrière tant au niveau pédagogique qu'au niveau recherche scientifique.

4.2 ACTIVITES PEDAGOGIQUES

Au cours de mes trois premières années de thèse couvrant les années scolaires 1997 à 2000, j'ai assuré diverses vacations axées principalement en automatique linéaire, électronique et automates programmables. Durant les années 2000/2002, j'ai occupé un demi-poste puis un poste ATER dont l'enseignement était plus orienté vers l'informatique industrielle. Depuis la rentrée 2002, occupant un poste d'enseignant chercheur à l'ESIGELEC, mes activités d'enseignement se font dans le domaine de l'automatique et du traitement de signal. Un récapitulatif des ces activités effectuées est donné dans le tableau ci-dessous.

Année scolaire	Statut	Etablissement	Niveau	Matière	Volume Horaire en TD
97/99	Vacataire	HEI, Lille	1 ^{ère} année d'ingénieur	TP d'électronique TP d'Automatique et logique	60h/an
99/00	Vacataire	HEI, Lille	2 ^{ème} année d'ingénieur	Régulation et asservissement analogique et numérique (TP) Automatique linéaire, Grafcet, Automates programmables	70h/an
	Vacataire	IUT GEII, Lille 1			
00/01	½ ATER	USTL, Lille1	DESS Maîtrise	Robotique Projet (TER) Régulation par un correcteur flou	96h/an
		Polytech'Lille IUT GEII, Lille 1	Licence Diplôme d'ingénieur 1 ^{ère} année Formation Continue	SALF (systèmes logiques et asservis) Robotique Systèmes numériques Grafcet	
01/02	ATER	USTL, Lille1	Maîtrise	Projet (TER) Conception d'un système d'instrumentation Informatique industrielle Langage C	192h/an
			Licence	Micro processeur DSP 56k Automatisme des systèmes séquentiels + SALF Turbo Pascal Logique câblée	
		Polytech'Lille IUT GEII, Lille 1	DEUG STPI Diplôme d'ingénieur 2 ^{ème} année d'ingénieur 1 ^{ère} année Formation Continue	Robotique Systèmes logiques et asservis Systèmes numériques Grafcet	
02/08	Enseignant - chercheur	ESIGELEC Saint Etienne de Rouvray	Cycle Ingénieur	Systèmes asservis, Automatique des systèmes continus, Traitement numérique de signal, Automatique avancée, Modélisation et identification, Diagnostic des procédés industriels	192 h/an

Tableau 1. Répartition de la pédagogie

4.2.1 Activités pédagogiques antérieures (1997-2002)

Enseignements à HEI (1997/2000) (60 hTD /an)

Les activités étaient réparties entre deux domaines : l'électronique et l'automatique, dispensés aux étudiants de la classe préparatoire. En électronique, j'intervenais essentiellement en TP en manipulant les sujets suivants : redressement, filtrage et régulation, filtres RC et CR, amplificateurs opérationnels, amplificateurs linéaires, générations des signaux. En automatique, les travaux étaient repartis entre travaux pratiques (50%) et dirigés (50%), sur les sujets suivants : programmation sur le logiciel PAL (Programmable Array Logic), simulateur pneumatique Télémécanique, logique séquentielle (gestion d'un ascenseur), logique câblée (compteurs-décompteurs, registres,...), automates programmables (Télémécanique+Siemens). Avec la deuxième année cycle d'ingénieur (1999/2000), j'ai initié un TP sur la régulation thermique par retour d'état en utilisant des cartes DSPACE et le logiciel MATLAB/SIMULINK

Enseignements à l'IUT A de Lille (1999/2000) (60 hTD /an)

A l'IUT A de Lille, les étudiants disposaient des manipulations importantes pour effectuer les travaux pratiques. A titre d'exemples, je citerai les cas suivants : étude d'un chariot filoguidé, régulation thermique de la température d'un four, moteur à c.c. (Régulation, Asservissement), identification d'un système hydraulique, automatisation d'un système de traitement de surface, gestion d'un train par un automate Télémécanique TSX37, gestion d'un ascenseur par un automate Télémécanique TSX47, étude d'un système non linéaire par la méthode du premier harmonique, gestion d'un Transgerbeur, réseau FIPWAY.

Enseignements à l'USTL, ATER (2000/2002) (192 hTD pour un poste complet)

Pendant les deux années d'ATER, je suis intervenu dans les différentes formations de l'Université de Lille :

- DEUG STPI : logique combinatoire sur maquette M11 MENTOR, automatique
- DESS Génie Industriel & Diplôme d'ingénieur à l'Institut d'Agroalimentaire de Lille (16 HTP) : TP en robotique (programmation par apprentissage des bras robotisés 'Robots IBM, AID')
- Licence EEA (LIE & LEA) (56 HTP) : TP de systèmes logiques, SALF (systèmes logiques synchrone et asynchrone), programmation en Pascal.
- Polytech'Lille

2^{ème} année : TP d'automatique (asservissement en vitesse d'un moteur à c. c., étude d'un

processus thermique PT326 Process Trainer, simulation de systèmes linéaires sous SIMULINK, acquisition et identification sur ordinateur IBM PC d'un processus thermique PT 326)

3^{ème} année : TP Robotique

- IUT, GEII, Lille : systèmes numériques pour la première année, Grafset pour la formation continue

Encadrement de stages de fin d'étude des étudiants de Maîtrise EEA

PFE 1 (2000-2001) : Régulation de niveau d'un bac par contrôleur flou

PFE 2 (2001-2002) : Conception d'un système d'instrumentation

4.2.2 Activités pédagogiques actuelles

Les activités pédagogiques à l'ESIGELEC se résument par les tâches suivantes : cours magistraux, travaux dirigés et pratiques, encadrement des projets fin d'études, tutorat d'apprentissage, instruction et expertise auprès des élèves. A cela, s'ajoute la création des documents pédagogiques : nouveaux cours/TD/TP, nouvelle maquette, ...

Sur le plan purement pédagogique, j'interviens auprès des élèves du cycle préparatoire et ingénieur. Je citerai uniquement les noms des modules dispensés, les détails sont fournis en annexe.

- Première année cycle préparatoire : **sciences de l'ingénieur**
- Première année ingénieur : **systèmes asservis**
- Deuxième année ingénieur : **automatique de systèmes continus, traitement numérique de signal,**
- Troisième année ingénieur : **identification et modélisation, automatique avancée, commande par calculateurs, surveillance des systèmes industriels**
- Formation continue pour des entreprises (LANXESS, Snecma Moteurs) : technicien de maintenance des procédés automatisés. Public : Agents de maintenance
- Stages encadrés : Projets de fin d'études, Projets dans le cadre d'échanges inter-universitaires

PFE 3 (2004-2005) : Réalisation d'un système de diagnostic embarqué appliqué à l'automobile, projet CEDRE avec l'Université Libanaise

PFE 4 (2005-2006) : Réalisation d'un système de diagnostic pour la supervision de la vanne d'admission d'air, projet CEDRE avec l'Université Libanaise

PFE 5 (2005-2006) : Etude d'une méthodologie de diagnostic. Application sur le procédé de désulfuration de fumées d'une centrale thermique, projet VALMARIS avec la région.

4.2.3 Conclusion

En conclusion, je juge les diverses expériences que j'ai effectuées dans l'enseignement supérieur extrêmement positives. Elles ont été particulièrement enrichissantes et formatrices tant par leur diversité que par les multiples facettes de l'enseignement qu'elles m'ont révélées. J'espère, pour mes enseignements futurs, conserver la capacité à créer des cours ou des TP afin que l'enseignement dispensé aux étudiants corresponde au mieux aux nécessités du moment et du futur. Il me semble important pour cela, en tant qu'enseignant chercheur, de garder un lien fort avec l'industrie et ses besoins afin de pouvoir m'y référer au cours de mes activités d'enseignement et ainsi me permettre de former au mieux les étudiants en vue de leur insertion dans la vie professionnelle.

4.3 ACTIVITES DE RECHERCHE

4.3.1 Présentation de l'équipe Automatique et Systèmes de l'IRSEEM

L'équipe Automatique et Systèmes est depuis sa création en 2001 sous la direction de Dr. HDR H. Chafouk. Elle est constituée de cinq enseignants-chercheurs, huit doctorants, un post-doctorant et quelques stagiaires en Master recherche et stages de fin d'études. Les thèmes de recherche de l'équipe concernent deux axes :

- Diagnostic et surveillance des systèmes complexes,
- Contrôle/Commande de moteur Diesel.

Les travaux de recherche sont notamment appliqués dans le cadre de l'automobile, l'aéronautique et l'aérospatiale. L'équipe a la volonté d'étendre son domaine d'application pour appliquer ses travaux de recherche à des systèmes industriels complexes dans le cadre de la Maîtrise des Risques Technologiques en collaboration avec ses partenaires scientifiques régionaux et nationaux.

4.3.2 Positionnement au sein de l'équipe

En juillet 2002, j'ai été recruté pour renforcer l'équipe initialement dans le domaine du diagnostic et de la tolérance aux fautes. En effet jusqu'alors, mes travaux de recherche portaient essentiellement sur ces domaines de compétences.

Depuis mon intégration à l'équipe Automatique et Systèmes, j'ai fait évoluer mes travaux de recherche et trouver les applications adéquates pour les valider. Récemment, je m'intéresse particulièrement à étendre le champ d'application vers les systèmes de navigation (une thèse CIFRE en cours, 2006-2009) et la maîtrise des risques industriels (un projet CPER-MRT en cours, 2007-2013).

Mes contributions à l'équipe peuvent être résumées par les thèmes académiques à finalité industrielle suivants :

T₁ - Diagnostic avec et sans modèle

T_{1.1} - *par redondance matérielle et analytique*

T_{1.2} - *par estimation d'état*

T_{1.3} - *par traitement de signal*

T₂ - Tolérance aux fautes

4.3.3 Encadrement des travaux de recherche

L'encadrement des travaux de recherche se fait à trois niveaux : les masters, les thèses ainsi que les post-docs.

Masters de recherche co-encadrés :

Etudiant	Sujet	Thème	Master	Université	Co-Directeur(s)
H. Habbouchi (septembre 2004)	Détection de défauts de capteurs de systèmes linéaires incertains. Application sur une Vanne d'Admission d'Air	T ₁	Contrôle Industriel	Univ. Libanaise	H.Chafouk G. Hoblos (70%)
V. Sircoulomb (septembre 2005)	Élaboration d'une technique de diagnostic tolérante aux fautes	T ₂	Systèmes et Energie Electrique S2E	Univ. Havre	H.Chafouk G. Hoblos (80%)
M. Mitach (septembre 2006)	Contribution à l'analyse d'observabilité des systèmes non linéaires pour le diagnostic de défauts de capteurs	T ₂	IGIS	Univ. Rouen	H.Chafouk G. Hoblos (90%)
D. Crombez (septembre 2007)	Analyse de modes vibratoires pour le diagnostic de défauts	T ₁	IGIS	Univ. Rouen	H.Chafouk G. Hoblos (80%)
C. Letellier (septembre 2008)	Conception d'une technique de diagnostic embarquée pour l'analyse de modes vibratoires	T ₁	IGIS	Univ. Rouen	H.Chafouk G. Hoblos (50%)

Tableau 2. Masters de recherche co-encadrés

[MR 1] Master Recherche présenté par H. Habbouchi, « Détection de défauts de capteurs de systèmes linéaires incertains. Application à une vanne d'admission d'air », Mention B, actuellement dans l'industrie informatique au Liban.

[MR 2] Master Recherche présenté par V. Sircoulomb, « Élaboration d'une technique de diagnostic tolérante aux fautes », Mention TB, actuellement sous ma co-direction en thèse.

Publications co-signées : [RI 4], et [CI 17]

[MR 3] Master Recherche présenté par M. Mitach, « Contribution à l'analyse d'observabilité des systèmes non linéaires pour le diagnostic de défauts de capteurs », Mention AB, actuellement dans l'industrie au Maroc.

[MR 4] Master Recherche de D. Crombez, « Analyse de modes vibratoires pour le diagnostic de défauts », Mention B, actuellement sous ma co-direction en thèse CIFRE – CLEMESSY.

[MR 5] Master Recherche de C. Letellier « Conception d'une technique de diagnostic embarquée pour l'analyse de modes vibratoires », Mention AB, actuellement sous ma co-direction en thèse ministérielle.

Thèses co-encadrées soutenues :

Doctorant	Sujet	Thème	Directeur de thèse	Ecole doctorale	Co-Directeur(s)
M. Lebbal (16 juin 2006)	Contributions à la modélisation et au diagnostic des systèmes complexes.	T _{1.1}	D. Lefebvre GREAH Univ. Havre	SPMII	H.Chafouk G. Hoblos (35%)
O. Mustapha (19 novembre 2008)	Contribution à la détection des changements dans les signaux temporels pour la sûreté de fonctionnement des systèmes	T _{1.3}	D. Lefebvre GREAH Univ. Havre	SPMII	M. Khalil Univ. Libanaise G. Hoblos (25%)
V. Sircoulomb (2 décembre 2008)	Etude de concepts de filtrage robuste aux méconnaissances de modèles et aux pertes de mesures. Application aux systèmes intégrant la navigation.	T _{1.2}	J. Ragot CRAN Univ. Nancy	IAEM Lorraine	H.Chafouk G. Hoblos (50%)

Tableau 3. *Thèses co-encadrées soutenues*

[TH 1] Thèse présentée par M. Lebbal pour l'obtention du grade de docteur de l'Université du Havre en Automatique et informatique industrielle.

Titre : Contributions à la modélisation et au diagnostic des systèmes complexes.

Date de début de thèse : 1 octobre 2002

Date de soutenance de thèse : 16 juin 2006

Directeur de thèse : Professeur Dimitri Lefebvre (Université du Havre)

Co-encadrants : Houcine Chafouk et Ghaleb Hoblos (ESIGELEC)

Taux d'encadrement : 35%

Composition du Jury :

Président : Pr. Bernard Riera (Université de Reims)

Rapporteurs : Pr. Abdallah El Moudni (Université de Technologie de Belfort-Montbéliard),
Pr. Vincent Cocquempot (Université de Lille1)

Examineurs : Pr. Dimitri Lefebvre (Directeur de thèse, Université du Havre), Dr. HDR Houcine Chafouk et Dr. Ghaleb Hoblos (Co-encadrants, ESIGELEC)

Membre Invité : Serge Le Gonidec

Mention obtenue : Très Honorable

Situation du docteur en 2008-2009 : ATER à l'Université du Mans.

Publications co-signées : [RI 7], [RI 8], [RI 9], [SI 1], [CI 16], [CI 18], [CI 20] et [CI 21]

[TH 2] Thèse présentée par O. Mustapha pour l'obtention du grade de docteur de l'Université du Havre en Automatique et informatique industrielle.

Titre : Contribution à la détection des changements dans les signaux temporels pour la sûreté de fonctionnement des systèmes

Date de début de thèse : 1 janvier 2005

Date de soutenance de thèse : 19 novembre 2008

Directeur de thèse : Professeur Dimitri Lefebvre (Université du Havre)

Co-directeurs : Mohamad Khalil (Université Libanaise) et Ghaleb Hoblos (ESIGELEC)

Taux d'encadrement : 25%

Composition du Jury :

Rapporteurs : Pr. Didier Theilliol (Université de Nancy), Dr. HDR Amine Naït-Ali (Université Paris 12 Val de Marne)

Examineurs : Pr. Catherine Marque (Université de Technologie de Compiègne), Pr. Dimitri Lefebvre (Directeur de thèse, Université Le Havre), Dr. HDR Mohamad Khalil (co-encadrant, Université Libanaise), Dr. Ghaleb Hoblos (co-encadrant, ESIGELEC),

Mention obtenue :

Situation du docteur en 2008-2009 : Enseignant-Chercheur à l'Université Islamique du Liban

Publications co-signées : [OC 5], [SI 3], [CI 22], [CI 25], [CI 26], [CI 28] et [CI 29]

[TH 3] Thèse présentée par V. Sircoulomb pour l'obtention du grade de docteur de l'Université de Nancy en Automatique et Traitement de Signal.

Titre : Etude de concepts de filtrage robuste aux méconnaissances de modèles et aux pertes de mesures. Application aux systèmes intégrant la navigation.

Date de début de thèse : 1 octobre 2005

Date de soutenance de thèse : 2 décembre 2008

Directeur de thèse : Professeur José Ragot (Université de Nancy)

Co-directeurs : Ghaleb Hoblos et HDR Houcine Chafouk (ESIGELEC)

Taux d'encadrement : 50%

Composition du Jury :

Rapporteurs : Pr. V. Cocquempot (Université de Lille I, Lille), Pr. F. Mora-Camino (ONERA, Toulouse)

Examineurs : Dr. HDR H. Chafouk (ESIGELEC, Rouen), Dr. G. Hoblos (ESIGELEC, Rouen), Pr. J. Ragot (INPL, Nancy), Pr. D. Sauter (INPL, Nancy)

Membres invités : M. X. Bissuel (Ingénieur expert en techniques inertielles de SAGEM Défense Sécurité, Eragny-sur-Oise), J.P. Israël (Ingénieur Expert en navigation du LRBA, Vernon)

Mention obtenue :

Situation du docteur en 2008-2009 : Enseignant-Chercheur à l'ESIGELEC

Publications co-signées : [OC 4], [SI 2], [CI 23], [CI 24], [CI 27] et [CI 30].

Thèses co-encadrées en cours :

	Doctorant	Sujet	Thème	Directeur de thèse	Ecole doctorale	Co-directeur%
Echéance 2009	D. Riedinger	Elaboration de techniques de diagnostic pour l'intégrité de mesures d'un système de navigation	T _{1.2}	H. Chafouk	SPMII	G. Hoblos (60%)
Echéance 2010	D. Crombez	Analyse de signaux vibratoires pour le diagnostic de défauts de fabrication. Application sur des boites de vitesses	T _{1.3}	H. Chafouk	SPMII	G. Hoblos (60%)
Echéance 2011	C. Letellier	Diagnostic robuste des systèmes incertains. Application à l'Automobile	T _{1.1}	H. Chafouk	SPMII	G. Hoblos (60%)

Tableau 4. *Thèses co-encadrées en cours*

[TH 4] Thèse de D. Riedinger

Titre : Elaboration de techniques de diagnostic pour l'intégrité de mesures d'un système de navigation

Date de début de thèse : Décembre 2006

Date de soutenance prévue : Décembre 2009

Co-directeurs de thèse : Dr. HDR Houcine Chafouk et Ghaleb Hoblos (ESIGELEC)

Taux d'encadrement : 60%

[TH 5] Thèse de D. Crombez

Titre : Analyse de signaux vibratoires pour le diagnostic de défauts de fabrication.

Application sur des boîtes de vitesses

Date de début de thèse : Décembre 2007

Date de soutenance prévue : Décembre 2010

Co-directeurs de thèse : Dr. HDR Houcine Chafouk et Ghaleb Hoblos (ESIGELEC)

Taux d'encadrement : 60%

[TH 6] Thèse de C. Letellier

Titre : Diagnostic robuste des systèmes incertains. Application à l'Automobile

Date de début de thèse : Décembre 2008

Date de soutenance prévue : Décembre 2011

Co-directeurs de thèse : Dr. HDR Houcine Chafouk et Ghaleb Hoblos (ESIGELEC)

Taux d'encadrement : 60%

Post-doctorat co-encadré en cours

Le post-doctorant O. Bennouna a commencé ses travaux de recherche en janvier 2008 pour un contrat d'un an sur le sujet « Conception d'un module de diagnostic à l'aide d'un vibromètre laser pour l'analyse des modes vibratoires appliqué à l'automobile ». Ce travail est co-encadré par Mr Chafouk et moi-même et s'inscrit dans le cadre du thème T_{1.3}.

4.3.4 Description des thèmes de recherche

Mes activités de recherche sont réparties sur deux périodes qui sont :

- 1997-2002 : la thèse de doctorat et les deux années d'ATER
- à partir de juillet 2002 : depuis mon intégration à l'équipe Automatique et Systèmes de l'IRSEEM.

4.3.4.1 Travaux de recherche antérieurs (1997-2002)

Les recherches effectuées dans ma thèse s'inscrivent dans le thème T₂ à savoir la tolérance aux fautes, accommodation et reconfiguration.

Essentiellement, j'ai traité le problème de la tolérance aux fautes en cas de pertes de capteurs ou d'actionneurs. J'ai proposé une conception systématique de schémas d'instrumentation (d'action) en vue de la tolérance aux fautes.

Nous procédons de la façon suivante. *Dans un premier temps*, nous étudions les propriétés d'observabilité (de commandabilité) en présence de défaillances en utilisant deux types d'indices : les indices d'observabilité (de commandabilité) individuels et les indices de pseudo-observabilité (de pseudo-commandabilité). *Dans un deuxième temps*, nous introduisons des nouvelles notions sur les Ensembles de capteurs (d'actionneurs) Minimaux (EM) et Redondants (ER), fondées sur les indices d'observabilité (de commandabilité) individuels. Le premier représente le cas où la perte de n'importe quel capteur (actionneur) rend le système non observable (non commandable). Le deuxième est plus tolérant, et la perte d'un composant peut ne pas influencer sur les conditions d'observabilité (de commandabilité) du système.

Finalement, nous décrivons un graphe multi-niveau orienté (ou automate) connectant tous les sous-ensembles ER et EM. Les chemins de ce graphe représentent les successions de pertes de capteurs (d'actionneurs) possibles, et nous pouvons alors identifier les sous-chemins qui aboutissent à un ensemble minimal, c'est-à-dire ceux pour lesquels la condition d'observabilité (commandabilité) d'une fonctionnelle linéaire reste strictement satisfaite. Les défaillances simultanées, non considérées dans notre étude, peuvent être modélisées simplement par des transitions franchissant plusieurs niveaux, ce qui nous amène à ajouter des arcs descendants dans le graphe. Le chemin inverse correspond à la remise en service de capteurs ou d'actionneurs précédemment défaillants, c'est-à-dire à des opérations de maintenance curative. La maintenance préventive, quant à elle, réinitialise les valeurs des fonctions de fiabilité. Des propriétés sur ce graphe ont été établies. Ainsi, l'analyse de la tolérance aux fautes se réduit à l'analyse des chemins du graphe, qui peuvent par ailleurs être évalués par deux mesures, l'une structurelle (degrés de redondance fort et faible) et l'autre probabiliste (temps moyen pour l'apparition de la première défaillance). Le degré de redondance faible représente le nombre maximal de capteurs qu'on peut perdre tout en continuant à estimer une fonctionnelle linéaire tandis que le degré de redondance fort est le nombre maximal des capteurs qu'on peut perdre tout en continuant à estimer une fonctionnelle linéaire, quels que soient ces capteurs perdus. Ces critères sont utilisés pour élaborer un algorithme permettant d'obtenir tous les schémas d'instrumentation (d'action) qui satisfont le cahier des charges de tolérance aux fautes désiré. L'objectif est de trouver les meilleures configurations de capteurs permettant de tolérer des pertes de capteurs (actionneurs). Pour y parvenir nous avons utilisé une décision multicritères fondée simultanément sur les degrés de redondance fort et faible et un critère probabiliste. Cette analyse est très utile, puisqu'elle permet, en fonction de pertes de capteurs ou d'actionneurs,

de déterminer instantanément quelle capacité possède le système à tolérer les fautes et donc d'intervenir plus efficacement pour mener une action de réparation urgente.

Publications co-signées : [RI 1, 3], [OC 1,3], [CI 1, ..., 10].

4.3.4.2 Travaux de recherche actuels

Depuis que j'ai intégré l'ESIGELEC, mes activités de recherche se situent selon les deux thèmes :

T₁ - Diagnostic avec et sans modèle

T_{1.1} - *par redondance matérielle et analytique*

T_{1.2} - *par estimation d'état*

T_{1.3} - *par traitement de signal*

T₂ - Tolérance aux fautes

Le thème T₁ représente le thème dominant de mes travaux de recherche après ma thèse de doctorat. Le thème T₂, le cadre de mes travaux de thèse, fera partie de perspectives de mes futurs travaux de recherche.

4.3.4.2.1 Diagnostic avec et sans modèle

Le principe général du diagnostic consiste à confronter les données relevées au cours du fonctionnement réel du système avec la connaissance que l'on a de son fonctionnement nominal (pour la détection) ou de ses fonctionnements défailants (pour la localisation et l'identification). La forme sous laquelle cette connaissance est disponible conditionne les méthodes utilisées pour concevoir les algorithmes de surveillance. Le niveau de connaissance minimal est celui dans lequel les différents types de fonctionnement ne sont décrits que par la donnée d'un certain nombre de réalisations. On parle alors de méthodes sans modèle. Un niveau de connaissance plus complet est celui dans lequel les différents types de fonctionnement sont décrits par des modèles de comportement numériques ou qualitatifs. On parle alors de méthodes avec modèle.

4.3.4.2.1.1 Diagnostic à base de modèles

Au cours de deux dernières décennies, la communauté scientifique s'est principalement intéressée à l'élaboration de méthodes de surveillance utilisant un modèle linéaire (ou linéarisé) du système à surveiller. La littérature dans ce domaine est abondante que ce soit pour présenter ces approches (Relations de Redondance Analytique [GER 91], [PAT 91],

observateurs [FRA 94], [GER 88], estimation paramétrique [ISE 91]) ou pour établir des liens (des équivalences [CHR 02]) entre elles. En parallèle et depuis quelques années, de nombreuses équipes s'intéressent au développement de méthodes utilisant des modèles non-linéaires.

Selon cette direction, nous nous sommes intéressés particulièrement au diagnostic de systèmes linéaires ou non linéaires par la technique de l'espace de parité ou les observateurs. Les travaux des thèses de M. Lebbal, V. Sircoulomb, D. Riedinger et C. Letellier se situent dans ces sous-thèmes.

Production scientifique de ces sous-thèmes : [TH 1, 3, 4, 6], [MR 1,3], [RI, 2, 5, 6, 7, 8, 9], [OC 2, 4], [SI 1, 2], [CI, 12, 13, 14, 16, 17, 18...21, 23, 24, 28, 31, 33], [PR 1...3], [RC 1...3, 5].

4.3.4.2.1.2 Diagnostic sans modèle, détection et classification

Le diagnostic sans modèle, nommé parfois diagnostic externe, est étudié depuis les années 50. Il est utilisé dans le cas des systèmes complexes pour lesquels un modèle mathématique satisfaisant est difficile à obtenir. Il exploite des données acquises (entrées et sorties) sur le système ainsi que des informations reposant sur l'expertise humaine (reconnaissance de formes [DUB 81, 90] [DEN 97, 98], logique floue [BOU 96, 00], l'intelligence artificielle, réseaux de neurones [RAU 01] [ZHA 00]), ou sur une approche inductive ou déductive : recherche de toutes les causes d'une anomalie ou à l'inverse des conséquences d'un défaut (arbres de défaillances, AMDEC : Analyse des Modes de Défaillance, de leurs Effets et de leur Criticité). Deux notions seront distinguées par la suite, à savoir la détection et la classification. Elles sont d'une importance particulière pour l'industrie. En effet, la bonne maîtrise du problème de détection et de classification protège les personnes et les matériels et évite les pertes économiques.

Globalement, on distingue deux manières pour résoudre le problème. La première consiste à analyser les signaux par des tests statistiques. La seconde quand à elle consiste à analyser les caractéristiques d'un signal en appliquant une approche qualitative telle que le réseau de neurones basé sur l'apprentissage.

Les travaux des thèses de O. Mustapha et de D. Crombez se situent dans ce sous-thème.

Production scientifique de ce sous-axe : [TH 2, 5], [MR 4], [RI, 10], [CL 1], [OC 5], [SI 3], [CI, 22, 25...27, 29, 30, 32, 34], [PR 2], [RC 5]

4.3.4.2.2 Tolérance aux fautes, accommodation et reconfiguration

La **tolérance aux fautes** concerne l'analyse des propriétés structurelles d'observabilité et de commandabilité d'une fonctionnelle linéaire de l'état en présence de défaillances de capteurs et d'actionneurs [NOU 93, HOB 01, ABE 06, GUE 07, ABB 07].

L'**accommodation** consiste à poursuivre de façon continue, ou reprendre, la mission sans remettre en cause ses objectifs ; cela suppose qu'il est possible de corriger, ou d'annuler les effets des défauts, soit par compensation des erreurs, soit par ajustement du régulateur du système ou du sous-système contenant l'élément défaillant, soit par une procédure de reprise à partir d'un état initial connu.

La **reconfiguration** consiste à poursuivre la mission en reconfigurant le système, ou changer de mission en reconfigurant ses objectifs ; cela suppose qu'il existe une reconfiguration permettant d'atteindre les nouveaux objectifs fixés.

Les travaux de Master de V. Sircoulomb ainsi qu'une partie de sa thèse se situent dans ce thème.

Production scientifique de cet axe : Ma thèse de doctorat, [MR 2], [RI, 1...4], [OC 1], [CI, 1...11, 17], [RC 1, 2]

4.3.4.2.3 Domaines d'application

Les travaux de recherche développés trouvent leurs applications dans différents domaines qui sont : l'aéronautique, l'aérospatial et l'automobile.

Problématiques traitées dans l'aéronautique :

Un système de navigation peut estimer des nombreuses variables physiques telles que : la position, la vitesse, les attitudes, ... représentant les variables d'état du système. Cette détermination peut être affectée ou biaisée par des différentes sources telles que les perturbations, les défauts, les pannes,

Plusieurs problèmes ont été identifiés au niveau de l'estimation d'état ainsi qu'au niveau du diagnostic et de l'intégrité des mesures. Ces problèmes sont résumés par les points suivants :

- Validation des données et proposition des algorithmes d'accommodation et de reconfiguration dans le cas d'une panne détectée et localisée,
- Fusion de données multi-capteurs, garantissant les performances et l'intégrité des données de navigation calculées,

- Estimation robuste de l'état de navigation, capable de tenir compte de différents aspects liés aux incertitudes des paramètres, pour maintenir une bonne disponibilité malgré une complexité accrue

Problématiques traitées dans l'aérospatial :

Dans son principe, le fonctionnement des moteurs-fusées utilise l'hydrogène et l'oxygène qui alimentent le générateur de gaz pour créer la poussée. Plusieurs vannes de réglage de débit sont contrôlées pendant le fonctionnement. La commande de ces différentes vannes se fait actuellement en fonction d'un certain nombre de signaux redondants fournis par différents capteurs (de débit, de pression, de température, ...) et dont la validité doit être impérativement assurée. Sans étendre les explications pour un respect de confidentialité, la problématique consiste à étudier des fonctions de validation automatique de mesures dans une boucle de régulation.

Problématiques traitées dans l'automobile :

La politique « zéro défaut » appliquée par une majorité des constructeurs automobiles actuels oblige à une meilleure mesure des critères qui qualifie une boîte de vitesses. Parmi les défauts qui peuvent exister, on peut citer : les défauts d'engrenage, les défauts de roulement, les défauts d'alignement d'arbre. La problématique s'inscrit dans le cadre du thème qualité d'usinage et sûreté de fonctionnement des organes mécaniques de l'automobile. L'objectif est de s'intéresser à la signature de chaque type de défauts. Pour ce faire plusieurs points ont été identifiés :

- Analyse des modes vibratoires nominaux et défaillants des signaux générés par les boîtes de vitesses,
- Classification des pannes (réseaux de neurones ou autres) et aide à la décision pour la qualité d'usinage en analysant les outils mis en œuvre du point de vue des contraintes temps réels.

4.3.5 Projets de recherche

Depuis mon arrivée à l'ESIGELEC, j'ai participé activement au montage et au suivi scientifique de cinq projets.

Projet CEDRE (*Coopération pour l'Evaluation et le Développement de la Recherche*) :

Titre : Conception d'un système de diagnostic embarqué appliqué à l'automobile

Partenaires : Université Libanaise, Université du Havre

Période de deux ans : 2004 & 2005

Objectifs : Les réductions importantes des émissions de CO₂ et de NO_x dans le secteur automobile dépendent de la création d'une nouvelle génération de véhicules propres et économes. Les systèmes de diagnostic embarqué comptent parmi les évolutions technologiques permettant de réduire la consommation de carburant d'une part et de surveiller les organes de contrôle/commande d'autre part. L'objectif final de cette coopération est de concevoir un système de diagnostic embarqué dont le rôle est de générer des indications quand les éléments surveillés de l'automobile ne sont plus conformes aux normes de pollution.

Résultats obtenus :

- *Modélisation de la vanne d'admission d'air d'un moteur à essence : Un modèle global a été élaboré, tenant compte de toutes les non-linéarités.*
- *Elaboration des techniques de diagnostic dans les deux cas linéaires et non linéaires :*
 - Dans le cas linéaire, nous avons appliqué la technique de l'espace de parité.
 - Dans le cas non linéaire, nous avons proposé deux techniques de diagnostic : l'une à base d'un observateur à mode glissant, l'autre à base d'un filtre de Kalman étendu.
- *Implémentation des algorithmes sur un banc d'essai :*
 - Cas linéaire : nous avons validé le prototype sur un banc d'essai quasi temps réel.
 - Cas non linéaire : le diagnostic passera par la phase de validation sur le même banc.

Formations effectuées :

- *Au Liban*
 - Amélioration des cours enseignés et notamment en diagnostic des systèmes complexes,
 - Participation des stagiaires libanais à travers des projets de fin d'études,
 - Visite des professeurs libanais au laboratoire IRSEEM et identification des bancs d'essai existants,
 - Lancement d'une thèse de doctorat entre l'Université Libanaise et l'ESIGELEC dont le thème est la surveillance des systèmes complexes.
- *En France*
 - Participation des étudiants de l'ESIGELEC à l'élaboration des tâches de recherche définies dans le cadre de ce projet, à travers des projets de fin d'études,
 - Accueil des chercheurs libanais.

CPER Maîtrise des Risques Technologiques, projet régional de la haute Normandie

Titre : Diagnostic et supervision pour les systèmes à risques

Partenaires : Université du Havre, ESIGELEC

Période de deux ans : 2005 & 2006.

Contexte et objectifs :

La maîtrise des risques, la sécurité des hommes et la sûreté de fonctionnement des équipements sont au cœur des enjeux régionaux, nationaux et internationaux actuels. Dans le cadre du CPER, l'équipe « Sûreté de fonctionnement des systèmes » du GREAH, en partenariat avec l'équipe « Automatique et Systèmes » de l'IRSEEM, visent à développer une activité de recherche sur la surveillance et la supervision des systèmes industriels à risque dans un contexte pluridisciplinaire : équipements électriques (capteurs, actionneurs, entraînements électriques), systèmes hydrauliques et dans les systèmes industriels embarqués. L'étude comporte plusieurs phases :

- Modélisation des procédés industriels, continue et/ou discrète,
- Détermination de modes nominaux, défaillants et dégradés,
- Génération de résidus permettant la détection des dysfonctionnements,
- Analyse des résidus permettant la localisation et l'identification des dysfonctionnements,
- Traitement des résidus permettant la reconfiguration, la synthèse de commandes tolérantes aux fautes ainsi que l'élaboration des scénarios spécifiques pour un mode dégradé.

Concrètement, les travaux de recherche développés ont permis d'élaborer des algorithmes de diagnostic sur des applications réelles qui sont :

- A1. la vanne d'admission d'air, en vue de diminuer la pollution, de l'IRSEEM
- A2. la maquette d'un procédé de désulfuration de fumées d'une centrale thermique, de l'IRSEEM
- A3. le benchmark de l'action spécifique AS193 (GDR MACS),
- A4. les entraînements électriques du GREAH, dans le cadre d'une thèse.

Comme perspectives de ce projet, les partenaires cherchent à appliquer les résultats obtenus lors de la première phase sur des sites industriels complexes à haut risque, classés SEVESO, tels que : la chimie, la pétrochimie, ... Ces techniques s'intéressent du point de vue applicative à préserver l'environnement en surveillant les composants participant à diminuer les gaz à effets de serres et par conséquent à optimiser le risque industriel.

CPER – MRT DDSMRI (Maîtrise des Risques Technologiques, Détection, Diagnostic et Supervision pour la Maîtrise des Risques Industriels), projet régional,

Titre : Surveillance et supervision pour la maîtrise et la gestion des risques industriels

Partenaires :

GREAH – Université Le Havre IRSEEM – ESIGELEC Rouen
LSPC – INSA de Rouen CERTI – INSA de Rouen
LMR – INSA de Rouen

Période de sept ans : 2007-2013

La surveillance et la commande des procédés industriels sont difficiles à réaliser, en particulier dans le cas des systèmes de grandes dimensions nombreux dans les industries chimiques et largement représentés sur le territoire Haut Normand. Ces systèmes multivariés, sont souvent perturbés et instables en boucle ouverte. Ils sont caractérisés par l'existence de phénomènes irréversibles, de fortes non-linéarités ainsi que d'un grand nombre de dynamiques avec des facteurs d'échelle différents.

Pour sécuriser ces systèmes le projet MRT DDSMRI (Détection, diagnostic et supervision pour la maîtrise des risques industriels) intègre les compétences de plusieurs laboratoires issus de trois établissements de l'enseignement supérieur en Haute – Normandie. Ces équipes souhaitent fédérer leur développement autour d'un axe fort: la détection et le diagnostic des défauts ainsi que la supervision des systèmes à risques.

Des travaux sont entrepris pour améliorer la sûreté de fonctionnement des systèmes industriels. Ils concernent en particulier :

- La modélisation du risque (incluant les facteurs techniques et humains) ;
- Les outils d'analyse, de détection et de diagnostic précoces (incluant les signaux faibles) ;
- La supervision et le contrôle – commande sûre de fonctionnement (incluant les modes dégradés).

Les principaux mots clés identifiés par le projet DDSMRI sont : SdF/ Surveillance / Supervision / Sécurité / Systèmes complexes industriels / Modélisation / Fiabilité / Optimisation / Réacteurs chimiques / Emballément thermique / Détection / Localisation / Identification des défauts / Tolérance aux fautes

PUN – Pôle Universitaire de Normandie

Titre : Méthodes Avancées pour la Détection et le Diagnostic des Défauts, MAD3

Partenaires : GREAH – Université Le Havre, IRSEEM – ESIGELEC Rouen, GREYC Université de Caen

Période : 2008 – 2011

La sûreté de fonctionnement vise à protéger les personnes et les équipements tout au long de la durée de vie des procédés industriels. La prévention des risques requière le développement et la mise en oeuvre de méthodes de détection et de diagnostic des défauts en phase d'exploitation. Le projet MAD3 répond à cet enjeu. Outre les problèmes de modélisation physique et comportementale, l'étude visera à investir les techniques de surveillance issues des résultats fondamentaux disponibles sur les observateurs adaptatifs des systèmes non linéaires. Une attention particulière sera réservée à la reformulation des problématiques sous-jacents dans le contexte des systèmes échantillonnés et hybrides où les résultats disponibles sont encore embryonnaires.

Les domaines d'application concernent aussi bien le génie des procédés que le génie électrique. Les réalisations correspondantes seront particulièrement faites conformément aux concepts novateurs des systèmes embarqués.

Ce projet s'inscrit partiellement dans le réseau Haut Normand « Sciences de l'Environnement et maîtrise des risques technologiques », en particulier dans l'axe DDSMRI (<http://litis.univ-lehavre.fr/MRT/themes/ddsmri>). Les résultats fondamentaux sur l'observation des systèmes non linéaires de l'équipe automatique du GREYC et les travaux du GREAH et de l'IRSEEM sur la modélisation et le diagnostic des systèmes hybrides seront particulièrement utilisés et développées pour ce projet.

PPF – Programme Pluri-Formations

Titre : Maîtrise des Risques Technologiques

Partenaires : Université Le Havre, Université de Rouen, INSA de Rouen, ESIGELEC Rouen

Période : 2008 - 2011

Résolument pluridisciplinaire, le projet scientifique prévoit des actions de prévention et protection face aux risques industriels et des outils d'analyse et de gestion de crise. Il fédère des activités de recherche au spectre large s'étendant de la modélisation expérimentale et numérique des phénomènes physiques, au traitement de l'information et à l'aide à la décision. Il inclut les aspects opérationnels et organisationnels de la maîtrise des risques et concerne les dysfonctionnements (fréquence élevée, faible gravité) ainsi que les catastrophes (fréquence faible, gravité élevée). Le projet s'appuie sur deux opérations de recherche structurantes et transdisciplinaires :

- *Prévention et protection face aux risques technologiques,*
- *Analyse et gestion de crise.*

4.3.6 Contrats de recherche et de développement

Mes travaux de recherche et de développement sous forme des contrats R&D étaient essentiellement avec les deux entreprises SNECMA Moteurs et SAGEM du groupe SAFRAN dans les domaines de l'aérospatial et l'aéronautique respectivement.

Contrats R&D avec Snecma Moteurs :

Les trois contrats [RC 1], [RC 2] et [RC 3] ont fait l'objet d'une longue étude intéressante et enrichissante. D'abord, la première étude intitulée « Etude d'une fonction de validation automatique de mesures dans une boucle de régulation » a fait l'objet d'une proposition d'une méthodologie de diagnostic à base de modèle pour la détection de défauts de capteurs et d'actionneurs en boucle de régulation. Ensuite, la deuxième étude a permis d'étendre l'approche proposée pour la détection des anomalies fonctionnelles appelées aussi défauts systèmes. Finalement, la troisième étude a permis d'adapter l'ensemble des travaux développés sur le moteur Vulcain, sur le moteur Vulcain 2.

Sans transition, la quatrième étude [RC 4] a fait l'objet d'une méthodologie d'analyse de la stabilité des systèmes linéaires et non linéaires.

Contrat R&D avec SAGEM :

Le contrat [RC 5] intitulé « Hybridation d'une centrale inertielle avec un vélocimètre par principe Doppler pour améliorer la robustesse et l'intégrité des mesures » visait à proposer une technique de diagnostic « détection et localisation » en s'affranchissant de la méconnaissance du modèle des capteurs utilisés. L'objectif par la suite était la proposition d'un état estimé robuste quelles que soient les contraintes du vol.

4.3.7 Rayonnement scientifique

Mes travaux de recherche m'ont permis d'élaborer des collaborations et des réseaux de partenaires aux différents niveaux : régional, national et international.

Au niveau régional :

- Participation aux montages de projets de recherche avec nos partenaires régionaux et en particulier l'université du Havre avec le professeur Dimitri Lefebvre Directeur du GREAH. Cela nous a permis de travailler sur deux projets : CPER VALAMRIS (2005-2006) et CPER MRT (2007-2013). Un troisième projet PPF (Programmes Pluri-Formations) est labellisé par le ministère en 2008.
- Encadrement des stagiaires de Master à l'Université de Rouen.

- Participation à des manifestations scientifiques : fête de la science, ...
- Participation à des séminaires scientifiques (présentation des travaux de recherche) et à des comités scientifiques (Projet MRT et Valmaris)
- Co-direction de thèse avec le GREAH
- Contrats R&D avec SNECMA Moteurs pour le transfert technologique, Vernon

Au niveau national :

- Participation aux montages de projets de recherche avec nos partenaires interrégionaux en particulier l'université et l'INSA de Caen avec le laboratoire GREYC. Un projet PUN est déjà en cours.
- Participation activement à des groupes de recherche scientifiques : GDR S3 (Sûreté, Surveillance, Supervision), GDR SDH (Systèmes Dynamiques Hybrides), (Plusieurs présentations au sein du groupe)
- Membre du Club EEA
- Co-direction de thèse avec le CRAN de Nancy (thèse de V. Sircoulomb)
- Collaboration avec le LRBA/DGA
- Contrats R&D avec SAGEM Défense & Sécurité d'Eragny pour le transfert technologique
- Participation à la rédaction d'ouvrages collectifs
- Expertise scientifique pour des industriels (SAGEM, ...)
- Participation à la capitalisation du savoir faire des industriels nationaux

Au niveau international :

- Montages des projets PAI (Programmes et Actions Intégrées) et francophones CEDRE (Projet de Coopération pour l'Evaluation et le Développement de la Recherche au Liban)
- Présidence de sessions à différentes conférences et colloques
- Participation à l'organisation de la conférence AMSE MS'2005 (*International conference on modelling and simulation*, Association for Modelling and Simulation in Enterprises)
- Co-direction de thèse avec l'Université Libanaise (thèse de O. Mustapha)
- Collaboration avec l'Université de Coventry et montage de projet de recherche en cours

- **Lecteur (reviewer)** pour IEEE Conference on Decision and Control (IEEE CDC), IEEE-CCA, IFAC Safeprocess, QUALITA, Multi-Conference on Systemics, Cybernetics and Informatics (SCI), ...
- **Lecteur (reviewer)** pour des journaux scientifiques : IJISTA, JESA, AMSE, E-STA.
- **Participation à des sessions invitées** (SAFEPROCESS 2006 – Chine, QUALITA 2007 – Maroc)
- Participation à des écoles d'été : Ecole d'été au Danemark, « Fault Tolerant Methods in Control and Automation », 12-15 Avril 1999
- Participation à des workshops du projet DAMADICS.

4.3.8 Production scientifique

Globalement les travaux effectués jusqu'à maintenant ont donné lieu à un certain nombre de publications : 10 revues internationales, 1 chapitre de livre, 5 ouvrages collectifs, 3 sessions invitées, 34 communications dans des conférences internationales, 5 rapports d'études de contrats R&D.

La liste complète de mes publications est fournie dans l'annexe.

4.3.9 Conclusion

En conclusion, je considère que les axes de recherche développés sont cohérents et en parfaite harmonie. En effet, les problématiques traitées sont souvent complémentaires avec des conditions d'applicabilité communes. A titre d'exemples, l'analyse de la tolérance aux fautes peut passer par l'étude des propriétés d'observabilité d'un système, les méthodes de diagnostic peuvent être basées sur l'estimation d'état, etc.. L'ensemble des travaux développés contient les deux facettes de la recherche : fondamentale et appliquée. Dans l'avenir, je continuerai toujours mes activités dans ce sens, ce que la recherche fondamentale et celle appliquée doivent faire deux actions complémentaires et indissociables.

5 MEMOIRE DE RECHERCHE

5.1 INTRODUCTION

Cette partie est consacrée à la présentation des différentes contributions des doctorants auxquelles j'ai participé activement à l'encadrement des travaux de recherche effectués. Elle sera repartie en quatre grandes sections qui sont :

- Contribution à la modélisation et au diagnostic des systèmes complexes, représentant les travaux de recherche de thèse de M. Lebbal, soutenue le 16 juin 2006,
- Contribution à la détection des changements fréquentiels des signaux temporels, représentant les travaux de recherche de thèse de O. Mustapha, soutenue le 19 novembre 2008,
- Contribution au filtrage robuste aux méconnaissances de modèles et aux pertes de mesures, représentant les travaux de recherche de thèse de V. Sircoulomb, soutenue le 2 décembre 2008,
- Travaux de recherche en cours et perspectives.

5.2 CONTRIBUTION A LA MODELISATION ET AU DIAGNOSTIC DES SYSTEMES COMPLEXES

Dans ce travail, nous nous sommes particulièrement intéressés à une certaine classe de systèmes non linéaires : les systèmes hybrides dotés d'entrées à commutations discrètes et sorties continues ainsi que les systèmes présentant des phénomènes d'hystérésis, de zone morte et de saturation. Deux objectifs principaux ont guidé ce travail : la modélisation afin de réaliser le diagnostic et le développement de méthodes de détection et localisation de défauts. L'étape de la construction d'un modèle adéquat est souvent la clé de la réalisation d'un système de diagnostic efficace.

Très logiquement, cette section sera organisée de la manière suivante. Tout d'abord, la méthodologie proposée de la modélisation par multimodèle sera présentée. Ensuite, l'approche de diagnostic à base de multimodèle sera développée. Finalement, l'ensemble de ces travaux a été appliqué sur un système à deux cuves étudié dans le cadre de l'AS193

« Diagnostic des Systèmes Hybrides » du GDR MACS ainsi que sur le papillon motorisé d'un moteur à essence.

5.2.1 Modélisation par multimodèle

L'approche multimodèle consiste à représenter un système complexe (hybride, ou non linéaire) sous forme d'un ensemble de sous-modèles appelés modes de fonctionnement, avec des commutations entre les différents modes. Ainsi, un multimodèle peut être présenté par un automate dont chaque état est associé à un modèle continu et chaque transition à une ou plusieurs conditions de commutation.

5.2.1.1 Cas des systèmes hybrides à entrées discrètes

Les conditions de transition sont choisies en fonction des entrées discrètes. En effet, l'influence des variables discrètes sur les variables continues se fait par l'intermédiaire des transitions reliant les états de l'automate. Notre approche de modélisation est organisée en deux étapes : la détermination des modes opératoires et les conditions de transition ou de commutations ainsi que l'adaptation de chaque modèle continu associé à un mode, au problème de diagnostic.

Étape 1: Détermination des modes de fonctionnement et les conditions de commutations

Dans cette étape, on définit l'ensemble N_M de M modèles continus, liés aux modes de fonctionnement en utilisant les grandeurs discrètes (dans notre cas les entrées discrètes). Pour un vecteur d'entrée u discret de p composantes, où chacune prend au plus C valeurs discrètes, le nombre de modes de fonctionnement est inférieur ou égal à C^p . Chaque mode est associé à un état de l'automate et à une combinaison du vecteur $u=(u_1, \dots, u_p)$. Une commutation est réalisée entre deux modes si l'une des composantes u_i de u change de valeur. Dans notre cas, les commandes discrètes connues envoyées aux actionneurs sont considérées comme des indicateurs de modes. L'utilisation des entrées discrètes, pour définir les modes, simplifie considérablement le diagnostic en fournissant une information sur le mode de fonctionnement. Cette simplification permet de distinguer les modifications de comportement dues aux changements de modes de celles dues aux défauts. Cette approche permet, à chaque instant, de réduire l'étude du modèle complet à celle d'un seul modèle continu.

Étape 2: Adaptation des modes pour le diagnostic

Dans le but d'utiliser l'espace de parité non linéaire, basé sur les bases de Gröbner [BUC 85], il est nécessaire d'adapter les modèles non linéaires non polynomiales à une telle méthode sans avoir recours à des approximations ou des abstractions. Pour cela nous proposons de faire des opérations mathématiques sur les entrées connues, les sorties mesurées, les paramètres ainsi qu'un changement de variables dans l'espace d'état. Ces opérations mathématiques permettent pour chaque mode i , de réécrire les équations d'état $g_i(x, \dot{x}, u, \theta, f) = 0$ et de mesures $h_i(y, x, u, \theta, f) = 0$ sous forme polynomiale. Le changement de variables doit être choisi de manière à avoir un système polynomial avec des nouvelles variables d'entrée, de sortie et d'état. En effet, d'une part dans les équations d'état, nous cherchons une application \mathfrak{T} capable de transformer la fonction non polynomiale $g_i(x, \dot{x}, u, \theta, f) = 0$ en une fonction polynomiale $G_i(z_i, \dot{z}_i, uz, \theta', f') = 0 \in R[z_i, \dot{z}_i, uz, \theta', f']$, avec z_i , uz , θ' et f' sont resp. les nouvelles variables d'état, d'entrée et les nouveaux paramètres et défauts. D'autre part pour les équations de mesures, nous cherchons de nouvelles variables z de sortie dépendant des mesures physiques prélevées sur le système réel. Ces nouvelles sorties sont des fonctions linéaires ou non linéaires des anciennes variables de sortie y du système. Elles sont considérées comme de nouvelles mesures utilisables pour le diagnostic. Pour cela, nous cherchons une application η qui transforme chaque fonction $h_i(x, y, u, \theta, f) = 0$, en fonction polynomiale $H_i(z, z_i, uz, \theta', f') = 0 \in R[z, z_i, uz, \theta', f']$. Ainsi, les deux applications sont définies par :

$$\begin{aligned} \mathfrak{T} : g_i(x, \dot{x}, u, \theta, f) &\xrightarrow{\mathfrak{T}} G_i(z_i, \dot{z}_i, uz, \theta', f') \\ \eta : h_i(x, y, u, \theta, f) &\xrightarrow{\eta} H_i(z, z_i, uz, \theta', f') \end{aligned} \quad (1)$$

Les exemples suivants donnent quelques changements qui seront utilisés par la suite dans notre cas. Soient la variable l et la fonction $r(x)$ linéaire ou polynomiale par rapport à x .

- Si l et $r(x)$ sont reliés par la relation : $l - \text{sign}(x) \cdot r(x) = 0$ avec $r(0) = 0$, alors on peut réécrire la relation entre l et x sous forme polynomiale par $l^2 - r(x)^2 = 0$. Cette réécriture permet de fusionner les trois états discrets $\{-1, 0, 1\}$ engendrés par le $\text{sign}(x)$.
- Si l et $r(x)$ sont reliés par la relation $l - \sqrt{r(x)} = 0$, en dérivant par rapport au temps, on trouve l'équation suivante :

$$\frac{dl}{dt} = \frac{d(\sqrt[n]{r(x)})}{dt} = \frac{1}{n} (r(x))^{1/n-1} \frac{dr(x)}{dt} = \frac{1}{n} \frac{\sqrt[n]{r(x)}}{r(x)} \frac{dr(x)}{dt} = \frac{1}{n} \frac{1}{r(x)} \frac{dr(x)}{dt} \quad (2)$$

Cette équation nous permet d'écrire sous forme polynomiale une relation reliant l , \dot{l} et x telle que : $\dot{r}(x)l = n \cdot r(x) \cdot \dot{l}$. La figure suivante représente la transformation du système hybride par notre approche multimodèle.

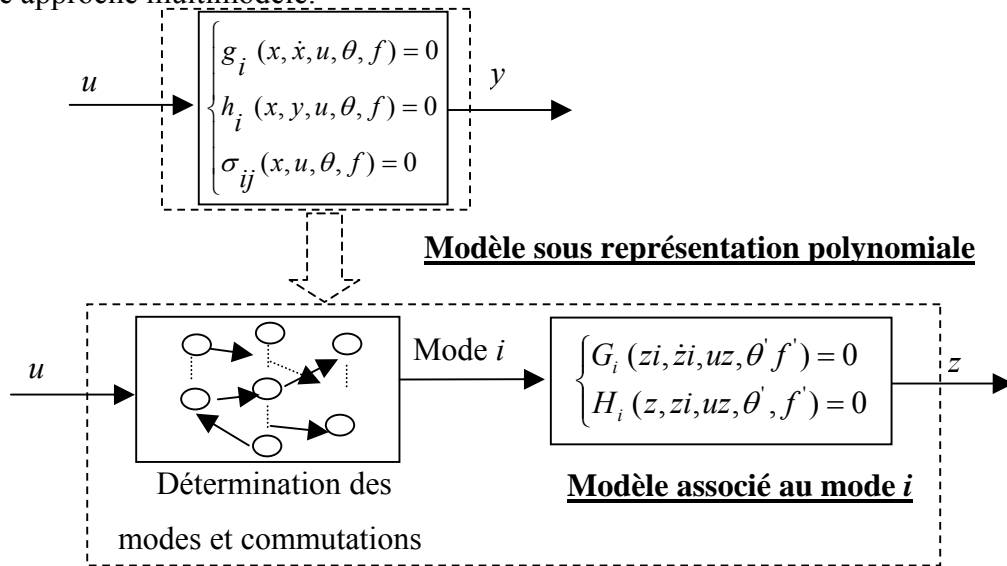


Figure 2. Modélisation par l'approche multimodèle et adaptation pour le diagnostic

5.2.1.2 Cas des systèmes non linéaires

La modélisation des systèmes non linéaires par plusieurs modèles linéaires commutant entre eux, s'applique à des systèmes continus, dont les comportements dépendent fortement d'une part des entrées de commande connues et d'autre part des entrées inconnues bornées en amplitude. La représentation de ces entrées inconnues est parfois très difficile. Par exemple dans les systèmes mécaniques, les forces inconnues de frottement induisent des non-linéarités telles que l'hystérésis et les zones mortes.

L'utilisation de l'approche multimodèle (figure suivante) pour décrire un système continu $S(dx(t)/dt, x(t), u(t), y(t))$ revient à définir un ensemble de modèles linéaires continus et un ensemble de conditions de commutation. Notre méthode de modélisation est basée sur la détermination de ces deux ensembles.

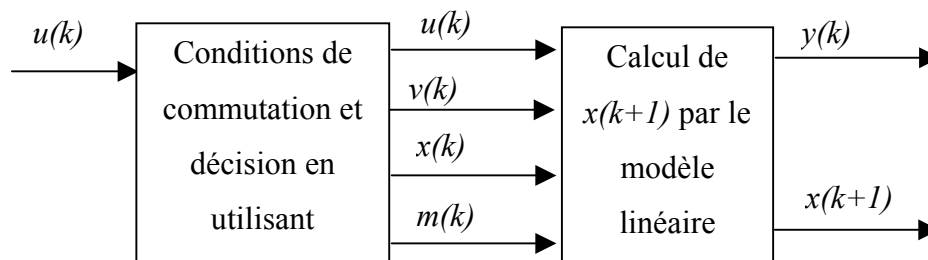


Figure 3. Approche multimodèle pour les systèmes non linéaires

Avec, $u(k)$ l'entrée de commande, $x(k)$ l'état du système initialement connu, $v(k)$ les entrées inconnues et $m(k)$ l'indicateur des modes de fonctionnement.

La détermination des modes de fonctionnement utilise les étapes suivantes :

- Séparer les entrées responsables des comportements non linéaires et les considérer si possible, comme des entrées inconnues bornées dans l'espace. Ensuite construire n modèles $S_i(u(t), x(t), y(t), v(t))=0 / i \in \{1, \dots, n\}$ linéaires à entrées connues $u(t)$ (commande) et inconnues $v(t)$ (non-linéarités),
- Construire des modèles échantillonnés $S_{d,i}(u(k), x(k), y(k), v(k))$ en se basant sur les modèles continus qui ont été construits,
- Estimer les entrées inconnues $v(k)$ à partir de la commande instantanée $u(k)$ et de l'état $x(k)$.
- Comparer les entrées estimées avec les bornes fixées précédemment afin de déterminer le mode de fonctionnement correspondant $m(k) \in \{1, \dots, n\}$,
- Calculer l'état futur $x(k+1)$ par le modèle $m(k)$ ainsi que la sortie $y(k)$.

Les conditions de commutations sont déduites à partir des propriétés du système dans chaque zone de fonctionnement et des bornes des entrées inconnues $v(k)$. Ces conditions ainsi que les modèles linéaires construits précédemment sont regroupés dans un automate.

Pour mettre en évidence le choix des conditions de commutation et celui des modèles discrets ainsi que la nature de l'entrée $v(k)$, nous allons appliquer notre approche sur la vanne d'admission d'air du moteur à essence appelée aussi papillon (throttle valve). Ce composant, utilisé dans l'automobile, présente des non linéarités en particulier une zone morte et des hystérésis dus aux frottements. Dans ce cas, les forces causant ces non linéarités sont bornées.

5.2.2 Approche de diagnostic

Dans le cas d'un multimodèle avec des modes correspondants à des modèles linéaires dynamiques, l'espace de parité dynamique peut être appliquée. Cependant, pour le multimodèle où les modèles des modes sont eux-mêmes non linéaires, on procède comme suit. En effet, après avoir construit des modèles polynomiaux dans la partie modélisation, l'approche de diagnostic est élaborée en utilisant les nouvelles variables d'entrées uz , de sorties z , ainsi que les paramètres θ' et les défauts f' tenant compte du modèle sain S et celui de défaut S_f . Cette approche est organisée en deux étapes. La première consiste à générer des résidus grâce à l'espace de parité appliqué aux systèmes continus, en exploitant l'approche

polynomiale développée avec les bases de Gröbner. Une fois le défaut détecté, la deuxième étape exploite les tableaux de signatures pour localiser les défauts. Ensuite, nous proposons une technique basée sur l'estimation de l'amplitude des défauts combinée aux informations apportées par les variables discrètes du système afin d'améliorer la localisation et la discernabilité des défauts.

Étape 1 : Génération de résidus et détection des défauts

La génération des résidus consiste à exploiter le modèle de défauts (S_f) de chaque mode donné par les contraintes polynomiales $G_i(z, zi, uz, \theta', f') = 0$ et $H_i(z, zi, uz, \theta', f') = 0$.

Ces contraintes appartiennent à l'anneau $R[zi, zi, u, f] \cup R[zi, z, u, f]$. La génération de résidus revient à calculer les relations de redondance analytique *RRA* en employant les bases de Gröbner. Ainsi, les variables doivent être ordonnées en deux sous groupes X et Y , avec X l'ensemble des variables à éliminer. Pour chaque défaut f' , nous choisirons un ordre d'élimination pour générer de polynômes dépendant ou non de ce défaut. Les polynômes constituant la base de Gröbner ou leurs combinaisons, génèrent un ensemble de polynômes $R(z, uz, \theta', f') = 0$. Ces derniers sont composés de deux parties R^{res} et R^{comp} telles que :

$$R(z, uz, \theta', f') = R^{res}(z, uz, \theta') + R^{comp}(z, uz, \theta', f') = 0 \quad (3)$$

avec,

$$R^{res}(z, uz, \theta') = R(z, uz, \theta', 0) \quad (a)$$

$$R^{comp}(z, uz, \theta', f') = R(z, uz, \theta', f') - R^{res}(z, uz, \theta') \quad (b)$$

Le vecteur $R^{res}(z, uz, \theta')$ est utilisé comme un résidu. Il est égal à zéro en l'absence de défaut. Le vecteur $R^{comp}(z, uz, \theta', f')$ décrit le comportement du résidu $R^{res}(z, \theta', uz)$ en présence de défauts, auxquels ce résidu est sensible. Afin de confirmer ou non la présence d'un défaut, la comparaison de l'amplitude des résidus à un seuil fixe est réalisée.

Étape 2 : Localisation des défauts

Après avoir calculé l'ensemble des résidus $R^{res}(z, uz, \theta')$ et détecté les défauts, le problème est de les localiser et d'en identifier les causes. Pour cela, il faut construire un tableau de signatures de telle façon que les résidus sélectionnés permettent d'avoir des signatures fortement différentes. Lorsqu'il est impossible d'avoir des signatures fortement différentes, les défauts sont dits non discernables. Pour pallier cet inconvénient, notre approche de localisation est réalisée en deux niveaux.

Premier niveau de localisation

Cette étape consiste à structurer les résidus pouvant résoudre au mieux le problème de localisation en sélectionnant un certain ensemble de résidus. Le choix est basé sur la sensibilité des résidus $R^{res}(z, uz, \theta')$ à chaque défaut en utilisant la partie $R^{com}(z, uz, \theta', f')$ associée. L'objectif étant de construire un tableau des signatures fortement différentes. Le tableau de signatures est constitué par des coefficients (a_{ij}) avec $a_{ij}=1$ si le résidu i est sensible au défaut j et $a_{ij}=0$ sinon. Chaque ligne de ce tableau est un symptôme et chaque colonne, une signature de défaut. La localisation en ligne consiste à comparer les colonnes de ce tableau avec les signatures instantanées générées à l'issue de la phase de détection. La signature instantanée est un vecteur $e = (e_i)$ construit en associant à chaque résidu i un coefficient e_i tel que : $e_i=1$ ou $e_i=0$ selon que le résidu dépasse ou non un seuil d'alerte. Si le vecteur e correspond à une colonne j du tableau de signatures, on en déduit que le défaut f_j a affecté le système. Ce niveau de localisation ne permet pas de localiser les défauts non discernables (signature identique). Pour pallier ce problème, nous avons proposé un deuxième niveau de localisation.

Deuxième niveau de localisation

Pour discerner un défaut candidat f_e au sein d'un groupe de plusieurs défauts à signatures identiques, notre approche exploite la nature discrète des entrées et l'estimation de l'amplitude des défauts associés. Sachant qu'une entrée discrète admet des défauts souvent bornés et connus, appelés par la suite « défauts discrets », nous divisons les défauts à discerner f_e en deux ensembles : défauts discrets et défauts continus. Une estimation \hat{f}_e de la valeur de f_e permet de classer ce défaut dans l'un des deux ensembles. Avec l'hypothèse d'un défaut unique (i.e. à un instant donné un seul défaut peut affecter le système), cette estimation est obtenue en résolvant l'équation $R_i^{com}(z, uz, \theta', \hat{f}_e) = -\lambda$, où λ est l'amplitude du résidu associé $R_i^{res}(z, uz, \theta')$ sensible à f_e . Si l'estimation \hat{f}_e appartient à l'ensemble de défauts discrets, une entrée discrète associée est défaillante, sinon le défaut est causé par un capteur ou une défaillance fonctionnelle. La figure et le tableau suivants illustrent comment à partir de la valeur de l'entrée discrète on peut déduire les amplitudes possibles du défaut.

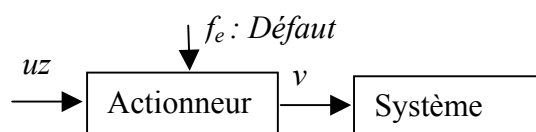


Figure 4. Relation entre uz , v et f_e

Entrée discrète	Valeur de l'actionneur avec ou sans défaut	Amplitude du défaut discret	Conclusion
$uz = V$	$v = (uz + f_e) = V$	$f_e = V - V = 0$	Entrée saine
$uz = V$	$v = (uz + f_e) \in I_V$	$f_e \neq 0$	Entrée défaillante

Tableau 5. Relation entre la valeur du défaut actionneur et celle de l'entrée

Avec,

I : l'ensemble des valeurs discrètes que peut prendre l'entrée uz

$V \in I$: une valeur discrète dans le cas sain de l'entrée discrète uz ,

$I_V = I \setminus \{V\} \subset I$: le complément de $\{V\}$ dans l'ensemble I . Il présente les valeurs discrètes que peut prendre v dans le cas défaillant.

Le tableau suivant donne les valeurs possibles des défauts affectant une vanne TOR, $uz \in \{0, 1\}$.

Entrée discrète	valeur de l'actionneur avec ou sans défaut	Amplitude du défaut discret	Conclusion
$uz = 1$	$v = uz + f_e = 1$	$f_e = 0$	Entrée saine
$uz = 0$	$v = uz + f_e = 0$	$f_e = 0$	Entrée saine
$uz = 1$	$v = uz + f_e = 0$	$f_e = -1$	Entrée défaillante
$uz = 0$	$v = uz + f_e = 1$	$f_e = 1$	Entrée défaillante

Tableau 6. Défauts actionneurs pour une vanne TOR

De ce tableau, nous pouvons remarquer que la valeur d'un défaut discret f_e sur une entrée discrète uz peut appartenir à l'ensemble $\{-1, 0, 1\}$. En cas de défaillance $|f_e| = 1$ sinon $f_e = 0$.

5.2.3 Application sur le benchmark AS193

Pour illustrer nos résultats, nous allons utiliser le benchmark défini dans le cadre de l'Action Spécifique « Diagnostic et Supervision des Systèmes Dynamiques Hybrides » (AS193). Le système (cf. figure suivante) est constitué de deux réservoirs cylindriques $R1$ et $R2$ identiques, reliés entre eux par deux conduites $C1$ et $C2$. Le vecteur d'entrées discrètes $u = (V_1, V_2, V_3, V_4, P_1, P_2)$ est composé de quatre vannes identiques et de deux pompes identiques, délivrant chacune un débit de $Q_p = 0$ (pompe arrêtée) ou $Q_p = D$ (pompe en fonction). Ces actionneurs ont une dynamique rapide (le mode transitoire est négligé) de types TOR (Tout $P_i = 1$ Ou Rien $P_i = 0$). Le vecteur d'état continu $x = (x_1, x_2)$ est composé des niveaux de liquide dans les réservoirs $R1$ et $R2$ et le vecteur de sortie $y = x$. Le système est soumis à une commande discrète qui permet de maintenir le niveau de liquide entre les bornes m_1, m_2, M_1 et M_2 .

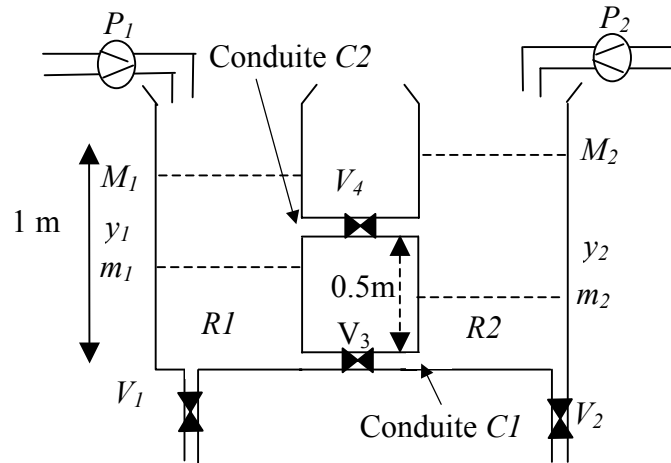


Figure 5. Système étudié

Avec les paramètres du système :

$S = 1.54 \text{ dm}^2$: Section du réservoir cylindrique $R1$ (ou $R2$),

$A = 0.36 \cdot 10^{-2} \text{ dm}^2$: Section des conduites utilisées $C1$ (ou $C2$),

$D = 10^{-1} \text{ dm}^3/\text{s}$: Débit de la pompe $P1$ (ou $P2$),

$g = 98.1 \text{ dm/s}^2$: Valeur de l'accélération terrestre,

$\alpha = \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = A \cdot \sqrt{2 \cdot g}$,

$m_1 = 4 \text{ dm}$; $m_2 = 2 \text{ dm}$; $M_1 = 6 \text{ dm}$; $M_2 = 7.5 \text{ dm}$.

Le schéma d'instrumentation (capteurs et actionneurs) retenu comporte : deux capteurs de niveau y_1 et y_2 , deux capteurs de débit Q_1 traversant V_1 et Q_3 traversant V_3 ainsi que les actionneurs associés aux vannes et pompes.

Le modèle doit être réalisé en vue de détecter et localiser les défauts suivants :

- des défauts additifs sur les capteurs y_1 , y_2 , Q_1 et Q_3 ,
- des défauts de fermeture (respectivement d'ouverture) intempestive ou suite à un blocage, sur les pompes P_1 , P_2 et les vannes V_1 , V_2 , V_3 ou V_4 ,
- des défauts de fuites sur les réservoirs $R1$ ou $R2$,
- des défauts de bouchage partiel dans les conduites $C1$ ou $C2$.

Le tableau suivant récapitule les différents défauts possibles.

Nature du défaut	symbole	Nature du défaut	symbole	Nature du défaut	symbole
Capteur niveau y_1	f_1	Actionneur P_2	f_4	$C1$ bouché	f_{11}
Capteur niveau y_2	f_2	Actionneur V_1	f_5	$C2$ bouché	f_{12}
Capteur débit Q_3	f_9	Actionneur V_2	f_6	Fuite $R1$	f_{13}
Capteur débit Q_1	f_{10}	Actionneur V_3	f_7	Fuite $R2$	f_{14}
Actionneur P_1	f_3	Actionneur V_4	f_8		

Tableau 7. Les défauts possibles sur le système à deux cuves

Le comportement non linéaire du système hybride en présence de défauts peut être régi par le modèle défaillant (S_f) donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{S} \left(D \cdot (P_1 + f_3) - \alpha_1 \cdot (V_1 + f_5) \sqrt{x_1} - (\alpha_3 + f_{11}) \cdot (V_3 + f_7) \cdot \text{sign}(x_1 - x_2) \sqrt{|x_1 - x_2|} \right. \\ \left. - (\alpha_4 + f_{12}) \cdot (V_4 + f_8) \cdot \text{sign}(\max(x_1, 0.5) - \max(x_2, 0.5)) \cdot \sqrt{|\max(x_1, 0.5) - \max(x_2, 0.5)|} + f_{13} \right) \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{S} \left(D \cdot (P_2 + f_4) - \alpha_2 \cdot (V_2 + f_6) \sqrt{x_2} + (\alpha_3 + f_{11}) \cdot (V_3 + f_7) \cdot \text{sign}(x_1 - x_2) \sqrt{|x_1 - x_2|} \right. \\ \left. + (\alpha_4 + f_{12}) \cdot (V_4 + f_8) \cdot \text{sign}(\max(x_1, 0.5) - \max(x_2, 0.5)) \cdot \sqrt{|\max(x_1, -0.5) - \max(x_2, 0.5)|} + f_{14} \right) \\ y_1 = x_1 + f_1 \\ y_2 = x_2 + f_2 \\ Q_3 = \alpha_3 \cdot V_3 \cdot \text{sign}(x_1 - x_2) \cdot \sqrt{|x_1 - x_2|} + f_9 \\ Q_1 = \alpha_1 \cdot V_1 \cdot \sqrt{x_1} + f_{10} \end{cases} \quad (5)$$

En l'absence de défauts, on a : $(S) = (S_f) \mid \forall f=0$.

Application de l'approche Modélisation

Première étape : En appliquant l'approche de modélisation proposée, nous pouvons déterminer les modes de fonctionnement par rapport aux entrées discrètes TOR $\{P_1, P_2, V_1, V_2, V_3, V_4\} \in \{0, 1\}$. Ces six entrées peuvent prendre deux valeurs chacune, ce qui permet d'avoir $2^6 = 64$ combinaisons correspondant aux modes de fonctionnement. La commutation se fait par rapport au changement du vecteur $u = (P_1, P_2, V_1, V_2, V_3, V_4)$.

Deuxième étape : Dans le but de construire une représentation polynomiale du système sans utiliser des approximations et des développements limités, nous définissons les applications η et \mathcal{F} afin d'avoir une représentation qui permet de changer les non linéarités $\max(\cdot)$, $\text{sign}(\cdot)$ et $\sqrt{\cdot}$ et passer aux nouvelles variables d'état $(z_1, z_2, z_3, z_4, z_5, z_6)$. Le changement de variables peut se faire tel que :

$$\begin{aligned} z_1 &= \sqrt{x_1}, & z_2 &= \sqrt{x_2}, & z_3 &= \sqrt{|x_1 - x_2|} \\ z_4 &= \sqrt{|\max(x_1, 0.5) - \max(x_2, 0.5)|} \\ z_5 &= \text{sign}(x_1 - x_2) \cdot \sqrt{|x_1 - x_2|} \\ z_6 &= \text{sign}(x_1 - x_2) \cdot \sqrt{|\max(x_1, 0.5) - \max(x_2, 0.5)|} \end{aligned} \quad (7)$$

D'après les propriétés de la racine $n^{\text{ième}}$ en particulier la racine carrée et celle de $\text{sign}(\cdot)$ présentées précédemment, nous pouvons écrire :

$$2 \cdot z_1 \cdot \dot{z}_1 = \dot{x}_1, \quad 2 \cdot z_2 \cdot \dot{z}_2 = \dot{x}_2, \quad z_3^2 = z_5^2 \quad \text{et} \quad z_4^2 = z_6^2 \quad (8)$$

Pour les mesures, nous choisissons en fonction des mesures y_1 et y_2 , les nouvelles variables mesurables z telles que :

$$\begin{aligned}
 z_1 &= \sqrt{y_1} = \sqrt{x_1 + f_1}, \quad z_2 = \sqrt{y_2} = \sqrt{x_2 + f_2} \\
 z_3 &= \sqrt{|y_1 - y_2|} = \sqrt{|x_1 + f_1 - x_2 - f_2|} \\
 z_4 &= \sqrt{|\max(x_1 + f_1, 0.5) - \max(x_2 + f_2, 0.5)|}
 \end{aligned} \tag{9}$$

Pour les défauts f_1 (respectivement f_2) présents dans (5) et (6), nous supposons que leurs dérivées sont nulles. Alors nous pouvons écrire la relation suivante :

$$\dot{y}_1 = \dot{x}_1 \text{ et } \dot{y}_2 = \dot{x}_2 \text{ alors } 2 \cdot z_1 \cdot \dot{z}_1 = \dot{x}_1 \text{ et } 2 \cdot z_2 \cdot \dot{z}_2 = \dot{x}_2 \tag{10}$$

Soient les défauts f_{15} , f_{16} , f_{17} et f_{18} pouvant affecter les mesures z_1 , z_2 , z_3 , et z_4 quand les défauts f_1 et f_2 apparaissent respectivement sur les capteurs réels y_1 et y_2 . En effet, quand le défaut f_1 (respectivement f_2) affecte la sortie mesurée réelle y_1 (respectivement y_2), le capteur mesurant cette grandeur dévie de sa valeur nominale et donne la valeur biaisée $y_1 = x_1 + f_1$ (respectivement $y_2 = x_2 + f_2$). Nous pouvons déduire f_{15} , f_{16} , f_{17} et f_{18} comme suit.

$$\begin{aligned}
 f_{15} &= z_1 - z_{i1} = \sqrt{x_1 + f_1} - \sqrt{x_1} \\
 f_{16} &= z_2 - z_{i2} = \sqrt{x_2 + f_2} - \sqrt{x_2} \\
 f_{17} &= z_3 - z_{i3} = \sqrt{|x_1 + f_1 - x_2 - f_2|} - \sqrt{|x_1 - x_2|} \\
 f_{18} &= z_4 - z_{i4} = \sqrt{|\max(x_1 + f_1, 0.5) - \max(x_2 + f_2, 0.5)|} - \sqrt{|\max(x_1, 0.5) - \max(x_2, 0.5)|}
 \end{aligned} \tag{11}$$

La sensibilité de ces défauts par rapport aux défauts réels est comme suit :

$$f_{15} = 0 \text{ si } f_1 = 0 \text{ et } f_{15} \neq 0 \text{ si } f_1 \neq 0 .$$

$$f_{16} = 0 \text{ si } f_2 = 0 \text{ et } f_{16} \neq 0 \text{ si } f_2 \neq 0$$

$$f_{17} = 0 \text{ si } f_1 = f_2 \text{ ou } 2(x_1 - x_2) = f_2 - f_1, \text{ et } f_{17} \neq 0 \text{ sinon.} \tag{12}$$

$$f_{18} = 0 \text{ si } f_1 = f_2, \quad |x_1 + f_1| = |x_1 - x_2| > 0.5, \quad |x_2 + f_2| = |x_1 - x_2| > 0.5, \quad x_1 < 0.5$$

$$\text{et } x_2 < 0.5 \text{ ou } 2(x_1 - x_2) = f_2 - f_1 \text{ et } f_{17} \neq 0 \text{ sinon.}$$

Tous ces changements nous permettent d'écrire le modèle de défauts polynomial (Sf) en fonction des nouvelles variables (z, z_i, uz, θ', f'), avec $uz = u = [P_1, P_2, V_1, V_2, V_3, V_4]$, $z = [z_1, z_2, z_3, z_4, Q_1, Q_3]$, $\theta = \theta'$ et $f' = (f_3, f_4, f_5, f_6, f_7, f_8, f_9, f_{10}, f_{11}, f_{12}, f_{13}, f_{14}, f_{15}, f_{16}, f_{17}, f_{18})$. Le vecteur f' remplace le vecteur $f = (f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, f_6, f_7, f_8, f_9, f_{10}, f_{11}, f_{12}, f_{13}, f_{14})$ donné par (5) et (6). Le modèle (Sf) est donné par le système d'équations suivant.

$$\begin{cases}
 2 \cdot S \cdot z_i \cdot \dot{z}_i - D \cdot (P_1 + f_3) + \alpha_1 \cdot (V_1 + f_5) \cdot z_i + (\alpha_3 + f_{11}) \cdot (V_3 + f_7) \cdot z_i + (\alpha_4 + f_{12}) \cdot (V_4 + f_8) \cdot z_i - f_{13} = 0 \\
 2 \cdot S \cdot z_i \cdot \dot{z}_i - D \cdot (P_2 + f_4) + \alpha_1 \cdot (V_2 + f_6) \cdot z_i - (\alpha_3 + f_{11}) \cdot (V_3 + f_7) \cdot z_i - (\alpha_4 + f_{12}) \cdot (V_4 + f_8) \cdot z_i - f_{14} = 0 \\
 z_i^2 - z_{i3}^2 = 0 \\
 z_i^2 - z_{i6}^2 = 0 \\
 z_1 - z_i - f_{15} = 0 \\
 z_2 - z_i - f_{16} = 0 \\
 z_3 - z_i - f_{17} = 0 \\
 z_4 - z_i - f_{18} = 0 \\
 Q_1 - \alpha_1 \cdot (V_3 + f_5) \cdot z_i - f_{10} = 0 \\
 Q_3 - (\alpha_3 + f_{11}) \cdot (V_3 + f_7) \cdot z_i - f_9 = 0
 \end{cases} \quad (13)$$

En l'absence de défauts, on a : $(S) = (S_f) \mid_{\forall f=0}$.

Application de l'approche Diagnostic

Première étape : La génération des résidus consiste à calculer des polynômes en utilisant le principe d'élimination basé sur les bases de Gröbner [BUC 85]. Pour cela, on définit l'ensemble de contraintes polynomiales C sur lesquelles on applique l'élimination des variables inconnues. Dans notre cas, les polynômes sont donnés par le système (13). En introduisant les paramètres α_3 et α_4 comme des variables, ces contraintes appartiennent à l'anneau des polynômes $R[\dot{z}_1, \dot{z}_2, z_{i1}, z_{i2}, z_{i3}, z_{i4}, z_{i5}, z_{i6}, f_3, f_4, f_5, f_6, f_7, f_8, f_9, f_{10}, f_{11}, f_{12}, f_{13}, f_{14}, f_{15}, f_{16}, f_{17}, f_{18}, V_3, V_4, V_2, V_1, P_2, P_1, \dot{z}_1, \dot{z}_2, z_1, z_2, z_3, z_4, Q_1, Q_3, \alpha_3, \alpha_4]$. Pour chaque défaut f_i , nous choisissons un ordre d'élimination approprié de manière à avoir des polynômes insensibles au défaut f_i . Comme exemple, pour l'ordre d'élimination arbitraire suivant :

$\dot{z}_1 > \dot{z}_2 > z_{i1} > z_{i2} > z_{i3} > z_{i4} > z_{i5} > z_{i6} > z_1 > z_4 > \alpha_3 > \alpha_4 > f_{17} > f_{18} > f_3 > f_4 > f_6 > f_7 > f_8 > f_9 > f_{11} > f_{12} > f_{13} > f_{14} > f_{16} > V_3 > V_4 > V_2 > V_1 > P_2 > P_1 > \dot{z}_1 > \dot{z}_2 > z_2 > Q_3 > f_5 > f_{10} > f_{15} > V_1 > z_1 > Q_1$, l'un des polynômes construits est donné par :

$$Q_1 - \alpha \cdot V_1 z_1 - \alpha \cdot f_5 z_1 + \alpha \cdot V_1 f_{15} + \alpha \cdot f_5 - f_{10} = 0 \quad (14)$$

Dans ce cas, on peut écrire les deux parties sous la forme suivante :

$$R^{res} = Q_1 - \alpha \cdot V_1 z_1 \quad (a)$$

$$R^{com} = -\alpha \cdot f_5 z_1 + \alpha \cdot V_1 f_{15} + \alpha \cdot f_5 - f_{10} \quad (b)$$

Le calcul des autres polynômes est similaire. Une sélection des polynômes est effectuée en vue de construire la table des signatures de défauts. L'approximation de la dérivée de z_i est

telle que : $\dot{z}_i(t) \Big|_{t=k \cdot T_e} = \frac{z_i(k) - z_i(k-1)}{T_e}$, avec T_e la période d'échantillonnage choisie selon la

rapidité du système, $T_e = 1s$ dans notre cas (système lent).

Deuxième étape (localisation) : Nous sélectionnons les résidus qui permettent d'obtenir des signatures fortement différentes :

$$\begin{aligned}
 R_1 &= (2 \cdot S \cdot z_1 \cdot \dot{z}_1 - D \cdot P_1 + Q_1 - Q_3)^2 - (2 \cdot S \cdot z_2 \cdot \dot{z}_2 - D \cdot P_2 + \alpha V_2 \cdot z_2 + Q_3)^2 \\
 &\quad + Q_2 - 2\alpha^2 V_3^2 \cdot z_3^2 - 2\alpha^2 V_4^2 \cdot z_4^2 + Q_1 - \alpha V_1 \cdot z_1 \\
 R_2 &= Q_1 - \alpha V_1 \cdot z_1 \\
 R_3 &= Q_3^2 - \alpha^2 V_3^2 \cdot z_3^2 + Q_1 - \alpha V_1 \cdot z_1 - \alpha^2 V_4^2 \cdot z_4^2 \\
 &\quad (2 \cdot S \cdot z_2 \cdot \dot{z}_2 - D \cdot P_2 + \alpha V_2 \cdot z_2 + Q_3)^2 \\
 R_4 &= (2 \cdot S \cdot z_1 \cdot \dot{z}_1 - D \cdot P_1 + Q_1 - Q_3)^2 + Q_1 - \alpha V_2 \cdot z_1 \\
 &\quad + Q_3^2 - \alpha^2 V_3^2 \cdot z_3^2 - 2\alpha^2 V_4^2 \cdot z_4^2 \\
 R_5 &= (2 \cdot S \cdot z_1 \cdot \dot{z}_1 - D \cdot P_1 + Q_1 - Q_3)^2 - (2 \cdot S \cdot z_2 \cdot \dot{z}_2 - D \cdot P_2 + \alpha V_2 \cdot z_2 - Q_3)^2 \\
 &\quad + Q_3^2 - \alpha^2 V_3^2 \cdot z_3^2 - 2\alpha^2 V_4^2 \cdot z_4^2 \\
 R_6 &= -(2 \cdot S \cdot z_1 \cdot \dot{z}_1 - D \cdot P_1 + \alpha V_1 \cdot z_1 - Q_3)^2 - 2\alpha^2 V_4^2 \cdot z_4^2 \\
 &\quad + Q_1 - \alpha V_1 \cdot z_1 - (2 \cdot S \cdot z_2 \cdot \dot{z}_2 - D \cdot P_2 + \alpha V_2 \cdot z_2 + Q_3)^2 \\
 R_7 &= (2 \cdot S \cdot z_1 \cdot \dot{z}_1 - D \cdot P_1 + \alpha V_1 \cdot z_1 - Q_3)^2 + Q_1 - \alpha V_1 \cdot z_1 + Q_3^2 - \alpha^2 V_3^2 \cdot z_3^2 \\
 &\quad - (2 \cdot S \cdot z_2 \cdot \dot{z}_2 - D \cdot P_2 + \alpha V_2 \cdot z_2 + Q_3)^2 \\
 R_8 &= 2 \cdot S \cdot z_1 \cdot \dot{z}_1 - D \cdot P_1 + 2\alpha V_1 \cdot z_1 + 2 \cdot S \cdot z_2 \cdot \dot{z}_2 - D \cdot P_2 + \alpha V_2 \cdot z_2 - Q_1 \\
 R_9 &= (2 \cdot S \cdot z_1 \cdot \dot{z}_1 - D \cdot P_1 + \alpha V_1 \cdot z_1 + Q_3)^2 + 2\alpha V_4^2 \cdot z_4^2 + Q_3^2 - \alpha^2 V_3^2 \cdot z_3^2 \\
 &\quad - (2 \cdot S \cdot z_2 \cdot \dot{z}_2 - D \cdot P_2 + \alpha V_2 \cdot z_2 - Q_3)^2
 \end{aligned} \tag{16}$$

A partir de ces neuf résidus ainsi que de leurs parties « comportement » associées, nous pouvons construire le tableau des signatures suivant :

	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8	f_9	f_{10}	f_{11}	f_{12}	f_{13}	f_{14}
R_1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0
R_2	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0
R_3	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
R_4	1	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0
R_5	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
R_6	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1
R_7	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1
R_8	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1
R_9	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1

Tableau 8. Tableau des signatures

Nous remarquons que les colonnes ne sont pas fortement différentes. Les groupes de défauts qui peuvent être localisés sont : $\{f_1\}, \{f_2\}, \{f_5\}, \{f_9\}, \{f_{10}\}, \{f_3, f_{13}\}, \{f_4, f_6, f_{14}\}, \{f_7, f_{11}\}, \{f_8, f_{12}\}$. Les défauts appartenant au même groupe admettent la même signature, ce qui les rend indiscernables. Donc, il est nécessaire d'utiliser les propriétés des entrées discrètes, en appliquant un deuxième niveau de localisation.

Les défauts d'actionneurs de type vannes TOR appartiennent à l'ensemble $\{1, -1\}$ (Tableau 7). Ils peuvent être estimés et interprétés de plusieurs façons selon le tableau suivant.

Valeur de l'entrée discrète à l'instant $k-1$	Valeur de l'entrée discrète à l'instant k	Valeur de l'actionneur à l'instant k	Valeur du défaut discret f	Interprétation du défaut
0	0	1	1	Ouverture intempestive
0	1	0	-1	Bloqué fermé
1	1	0	-1	fermeture intempestive
1	0	1	1	Bloqué ouvert

Tableau 9. Différentes interprétations des défauts actionneurs

Pour illustrer l'approche nous réalisons les deux simulations suivantes :

(a) Pour le groupe $\{f_4, f_6, f_{14}\}$, où il faut discerner deux défauts actionneurs et un défaut fonctionnel, l'utilisation du deuxième niveau de localisation est nécessaire. En introduisant les défauts, f_4 pendant l'intervalle de temps $[350s, 400s]$, f_6 dans $[650s, 700s]$ et $f_{14} = 0.05$ dans $[1450s, 1500s]$, les résidus sont donnés par les figures suivantes.

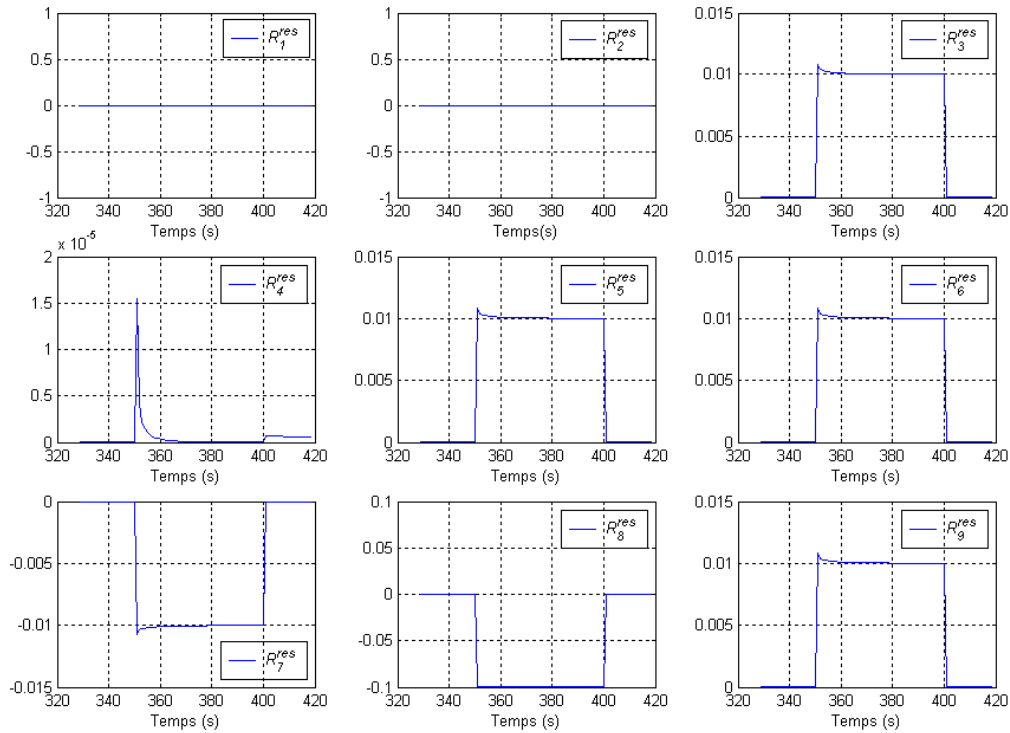


Figure 6. Comportement des résidus pour le défaut f_4

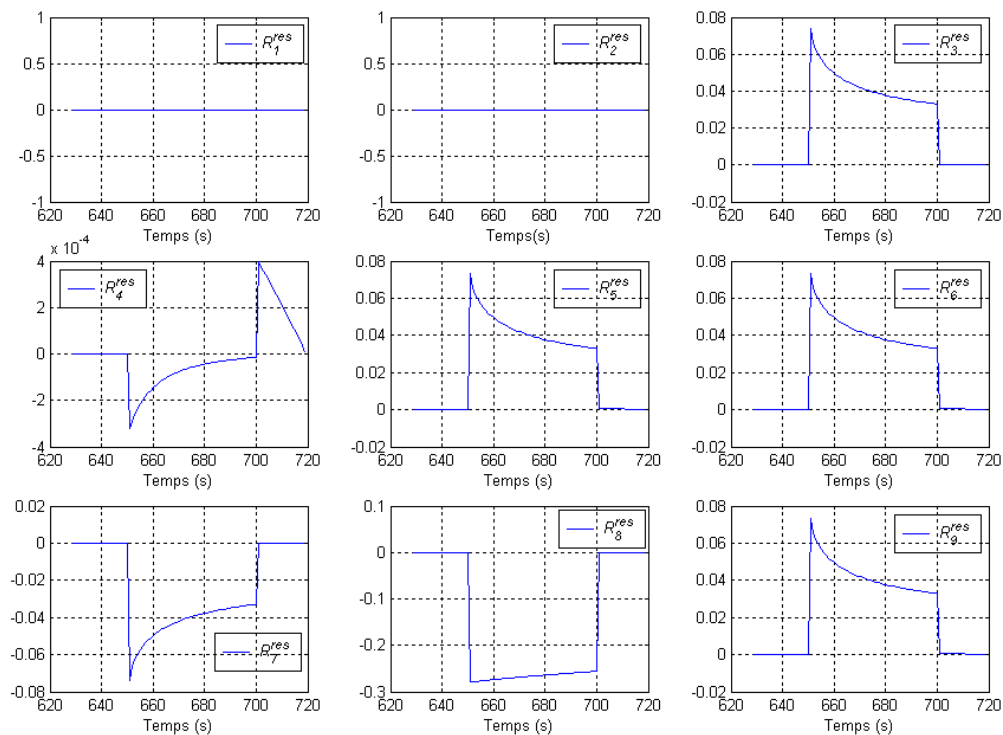


Figure 7. Comportement des résidus pour le défaut f_6

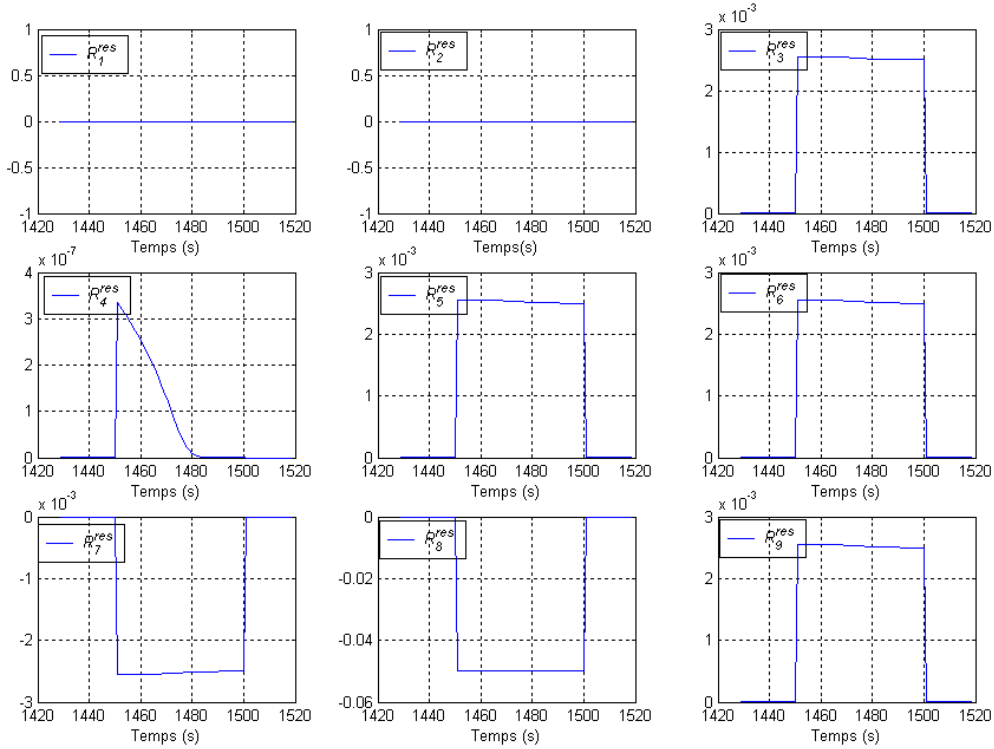


Figure 8. Comportement des résidus pour le défaut f_{14}

Sur les figures précédentes avec le même seuil de détection de $\pm 1.5 \cdot 10^{-3}$, les résidus associés aux trois défaillances f_4 , f_6 et f_{14} ont la même signature $[0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$. Cependant ils présentent des comportements différents. Pour discerner ces défauts, nous utilisons le résidu

R_8^{res} et sa partie « comportement » $R_8^{com} = -D \cdot f_4 + \alpha \cdot z_2 \cdot f_6 - f_{14}$, pour l'estimation de l'amplitude de défauts candidats. En effet, avec l'hypothèse de défaut unique et la relation

$R_8^{res} = -R_8^{com}$, le R_8^{res} satisfait l'une des équations suivantes :

$$f_4 = \frac{R_8^{res}}{D} \quad (a)$$

$$f_6 = \frac{-R_8^{res}}{\alpha \cdot z_2} \quad (b) \quad (17)$$

$$f_{14} = R_8^{res} \quad (c)$$

Connaissant la valeur du résidu R_8^{res} , on peut donc estimer f_4 , f_6 et f_{14} . Trois cas peuvent se présenter.

La simulation présentée par la figure 6 conduit à $f_4 = \frac{R_8^{res}}{D} = -1$, $|f_6| = \left| \frac{R_8^{res}}{-\alpha \cdot z_2} \right| \neq 1$ et

$f_{14} = R_8^{res} = -0.1$. Dans ce cas le couple $(P_2, f_3) = (1, -1)$ satisfait le tableau 6. Alors l'hypothèse de défaut actionneur P_2 est la plus probable. A partir du tableau 9 nous pouvons déduire que le défaut est une fermeture intempestive.

La simulation présentée par la figure 7 conduit à $|f_4| = \left| \frac{R_8^{res}}{D} \right| \neq 1$, $f_6 = \frac{R_8^{res}}{-\alpha \cdot z_2} = 1$ et $f_{14} = R_8^{res}$.

Dans ce cas, nous avons $(V_2, f_6) = (0, 1)$, alors l'hypothèse de défaut sur l'actionneur P_2 est rejetée et l'hypothèse de défaut sur l'actionneur V_2 est la plus probable. A partir du tableau 9 nous concluons que la vanne V_2 est bloquée ouverte.

Nous pouvons noter que si $f_4 = -f_6$ dans le cas où $D = \alpha \cdot z_2$, f_4 et f_6 ne sont pas discernables. Ce cas de figures n'est pas permanent et dure seulement quelques instants. En effet, d'une part dans le cas de défaut f_6 sur V_2 , les deux valeurs de z_2 et R_8^{res} varient en même temps. Cette

variation maintient $|f_6| = \left| \frac{R_8^{res}}{-\alpha \cdot z_2} \right| = 1$, alors que la valeur de $f_4 = \frac{R_8^{res}}{D}$ varie seulement avec

la variation de R_8^{res} et prend des valeurs différentes de 1 ou -1 après un certain temps.

D'autre part dans le cas d'un défaut f_4 sur P_2 , R_8^{res} est presque constant ce qui maintient

$|f_4| = \left| \frac{R_8^{res}}{D} \right| = 1$ pendant la durée de défaut f_4 , alors que z_2 varie en même temps et fait

dévier $|f_6| = \left| \frac{R_8^{res}}{-\alpha \cdot z_2} \right| \neq 1$. Cette analyse nous montre qu'une seule condition de (17) reste

vérifiée si on attend suffisamment longtemps après la détection. Cette attente se traduit par un retard de diagnostic.

Finalement, la simulation présentée par la figure 8 conduit à $|f_4| = \left| \frac{R_8^{res}}{D} \right| \neq 1$, $|f_6| = \left| \frac{R_8^{res}}{-\alpha \cdot z_2} \right| \neq 1$

et $f_{14} = R_8^{res} < 0$ (une fuite se traduit par un débit négatif). Les hypothèses de défauts actionneurs P_2 ou V_2 sont rejetées. On peut confirmer une fuite d'amplitude f_{14} sur la cuve $R2$.

Un raisonnement similaire utilisant le deuxième niveau de localisation peut se faire pour les autres groupes $\{f_7, f_{11}\}$, $\{f_8, f_{12}\}$ et $\{f_3, f_{13}\}$.

5.2.4 Application sur le papillon motorisé

La vanne d'admission d'air de la figure suivante est constituée d'un moteur électrique à courant continu piloté par une tension d'excitation du type *PWM* (Pulse Width Modulated). Le couple moteur provoqué par l'application de cette tension est transmis vers une partie

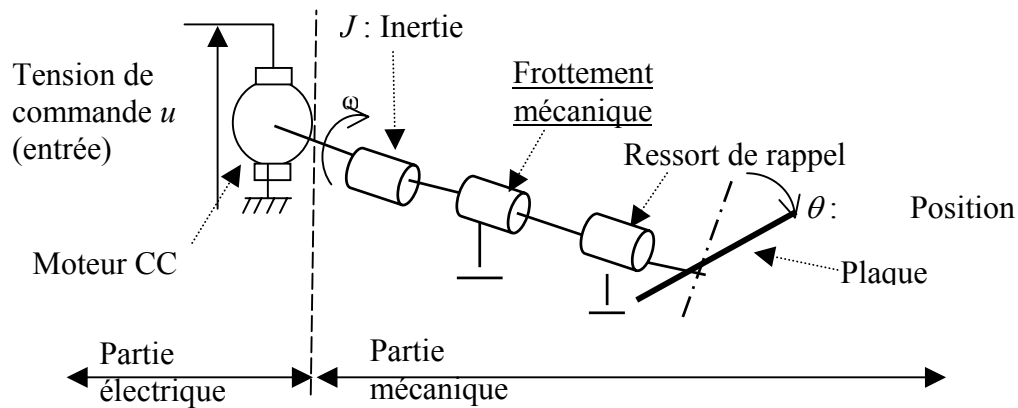


Figure 9. Structure physique de la vanne d'admission d'air

mécanique à travers des réducteurs pour positionner la plaque de la vanne dans une position désirée θ_a . Le mouvement de cette plaque est influencé par deux autres couples. Le premier est dû au ressort de rappel, tandis que le second est dû aux frottements. La modélisation de la vanne d'admission d'air revient à présenter les équations physiques régissant le comportement des deux parties (électrique et mécanique).

a) Modélisation de la partie électrique

La partie électrique est modélisée (figure suivante) par une inductance L , une résistance R et une force électromotrice ($k\omega$) induite par la rotation de l'arbre.

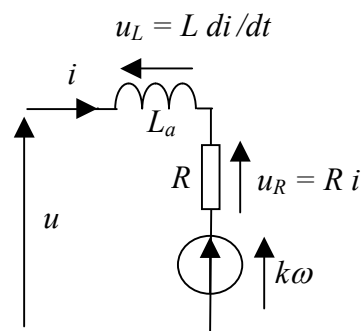


Figure 10. Modélisation du moteur à courant continu

L'équation de la partie électrique est la suivante :

$$u = L \frac{di}{dt} + Ri + k\omega \quad (18)$$

avec, L l'inductance d'induit (H), R : la résistance d'induit (Ω), k : la constante de la force électromotrice fem ($V/\text{rad.s}^{-1}$) et ω : la vitesse angulaire de l'induit (rad.s^{-1}).

b) Modélisation de la partie mécanique

La partie mécanique est modélisée en appliquant le principe fondamental de la dynamique sur l'arbre du moteur tel que :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_f - C_r \quad (19)$$

avec, $C_e = K i$: le couple électrique dépendant des variables électriques ($N \cdot m$), K : une constante ($N \cdot m \cdot A^{-1}$), C_f : le couple des pertes causées par le frottement ($N \cdot m$), C_r : le couple résistant du ressort de rappel ($N \cdot m$), $\Omega = \frac{d\theta}{dt} = n\omega$: la vitesse de la plaque de la vanne, θ : la position de la plaque et n : le rapport des vitesses entre moteur et plaque.

Modélisation des non linéarités de la vanne

Le fonctionnement de la vanne présente trois non-linéarités (figure suivante). La première est la zone morte, où la plaque reste immobile dans une position de repos θ_0 même si la commande varie dans un intervalle déterminé. La deuxième est l'hystérésis, provoqué dans le cas du mouvement (vitesse positive ou négative de la plaque). La dernière correspond aux zones de saturation où la position reste fixe même en variant l'entrée. Ces non-linéarités sont causées par les couples résistants dus au ressort de rappel et aux frottements.

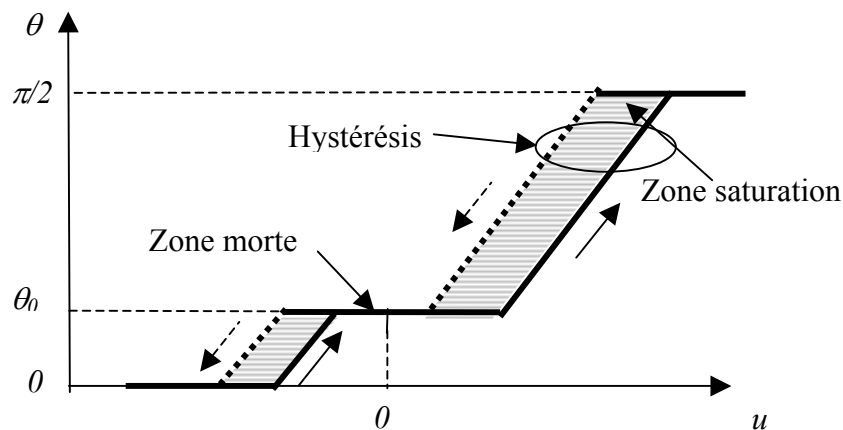


Figure 11. Non linéarités de la vanne d'admission d'air

- *Non linéarité due au couple du ressort* : Ce phénomène est représenté par la figure suivante.

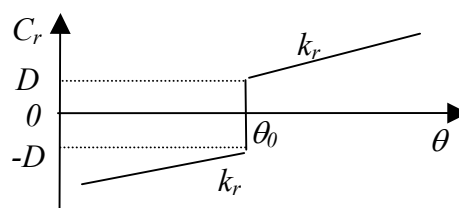


Figure 12. Couple résistant du ressort

L'équation physique qui traduit ce couple résistant est donnée par :

$$C_r = k_r(\theta - \theta_0) + CRI \quad (20)$$

Avec, k_r : la raideur du ressort, D : une constante, θ_0 : la position de repos et CRI : la fonction représentant la non-linéarité.

La modélisation du couple C_r revient à proposer des modèles pertinents de CRI . Özgüner [ÖZG 01] l'a représenté tel que : $CRI = D \cdot \text{sign}(\theta - \theta_0)$.

- *Non linéarité due aux frottements* : La modélisation de l'évolution d'un couple de frottement C_f en fonction d'une vitesse Ω et d'un couple externe C_e opposé à C_f peut prendre plusieurs formes. On peut citer le modèle dynamique *LuGre* utilisé par Canudas [CAN 95] et celui statique [SHI 02]. Ce dernier, nous l'avons adopté pour la suite. La figure suivante donne le couple de frottement en fonction de la vitesse de la plaque.

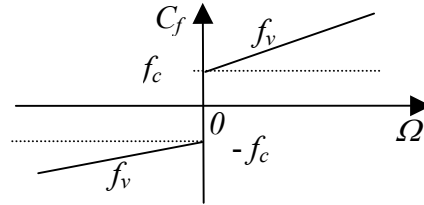


Figure 13. Couple résistant de frottement

L'équation physique régissant le couple résistant dû aux frottements est donnée par :

$$C_f = f_v \Omega + CFI \quad (21)$$

f_c et f_v : coefficients de frottement constants

CFI : une fonction représentant la non linéarité telle que, $CFI = f_c \text{sign}(\Omega)$ [ÖZG 01].

Les équations (18), (19), (20) et (21) nous conduisent au système d'état (22) avec θ , ω et i comme variables d'état :

$$\begin{cases} \frac{d\theta}{dt} = a_{12}\omega \\ \frac{d\omega}{dt} = a_{21}(\theta - \theta_0) + a_{22}\omega + a_{23}i + CR + CFI \\ \frac{di}{dt} = a_{32}\omega + a_{33}i + b_3u \end{cases} \quad (22)$$

avec, $a_{12} = n = \frac{1}{18}$, $a_{22} = -\frac{f_v}{J} = -32.982$, $a_{32} = -\frac{k}{L} = -11.6039$, $a_{21} = -\frac{k_r}{n \cdot J} = -1.6801 \cdot 10^3$, $a_{23} = \frac{K}{n \cdot J} = 4.2941 \cdot 10^3$,

$a_{33} = -\frac{R}{L} = -5.2087 \cdot 10^2$, $b_3 = \frac{1}{L} = 4.7438 \cdot 10^2$, $CR = -\frac{CRI}{n \cdot J}$, $CFI = -\frac{CFI}{n \cdot J}$, et $\theta_0 = 12 \pi / 180$ angle de repos

Notons par la suite les deux coefficients $\mu = -\frac{f_c}{n \cdot J} = -2.1073 \cdot 10^3$ et $\alpha = -\frac{D}{n \cdot J} = -4.6139 \cdot 10^3$ ainsi que les

variables d'état suivantes $x_1 = \theta - \theta_0$, $x_2 = \omega$ et $x_3 = i$. Sachant que $\text{sign}(x_2) = \text{sign}(x_2/n)$, le modèle (22) peut être réécrit tel que :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_{12}x_2 \\ \dot{x}_2 = a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + a_{23}x_3 + \alpha \cdot \text{sign}(x_1) + \mu \cdot \text{sign}(x_2) \\ \dot{x}_3 = a_{32}x_2 + a_{33}i + b_3u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (23)$$

Dans la suite de ce paragraphe, nous allons proposer une nouvelle présentation des couples résistants permettant de remplacer le modèle non linéaire par des modèles linéaires commutés. Notre proposition repose sur l'écriture des couples non linéaires en fonction de l'entrée de commande au lieu de les représenter par des fonctions « *sign* » qui dépendent de la position et la vitesse de la plaque.

A partir de la figure 12, on peut déduire que le couple CRl , dans la zone morte, varie de manière à ce qu'il soit égal au couple induit par la commande, la vitesse étant nulle dans cette zone et $\theta = \theta_0$. Ce couple peut s'écrire par:

$$CRl = \begin{cases} -D \leq CRl \leq D & \text{si } \theta = \theta_0 \\ CRl = -D & \text{si } \theta < \theta_0 \\ CRl = D & \text{si } \theta > \theta_0 \end{cases} \Rightarrow CR = \begin{cases} \alpha \leq CR \leq -\alpha & \text{si } \theta = \theta_0 \\ CR = -\alpha = \frac{D}{n \cdot J} & \text{si } \theta < \theta_0 \\ CR = \alpha = \frac{-D}{n \cdot J} & \text{si } \theta > \theta_0 \end{cases} \quad (24)$$

Alors il existe une commande $u(t)$ qui permet à la plaque de sortir de la zone morte et de prendre une autre position. Ainsi, l'équation (24) peut être écrite telle que :

$$CR = \begin{cases} \alpha \leq CR \leq -\alpha & \text{si } sr^- \leq u(t) \leq sr^+ \\ CR = -\alpha & \text{si } u(t) < sr^- \\ CR = \alpha & \text{si } u(t) > sr^+ \end{cases} \quad (25)$$

où sr^- et sr^+ sont des seuils à déterminer selon les valeurs de l'état $x(k)$ et l'entrée $u(k)$ du système.

A partir de la figure 13, on peut déduire qu'une fois la plaque est dans la zone de saturation, le couple dû aux frottements se comporte comme un couple de collage [CAN 95]. La position de la plaque reste constante tant que le couple appliqué par la commande est supérieur ou inférieur à des valeurs définies.

$$CFI = \begin{cases} -f_c \leq CFI \leq f_c & \text{si } \Omega = 0 \ (\omega = 0) \\ CFI = -f_c & \text{si } \Omega < 0 \ (\omega < 0) \\ CFI = f_c & \text{si } \Omega > 0 \ (\omega > 0) \end{cases} \Rightarrow CF = \begin{cases} \mu \leq CF \leq -\mu & \text{si } \omega = 0 \\ CF = -\mu = \frac{f_c}{n \cdot J} & \text{si } \omega < 0 \\ CF = \mu = \frac{-f_c}{n \cdot J} & \text{si } \omega > 0 \end{cases} \quad (26)$$

Il existe une commande $u(t)$ qui permet à la plaque de la vanne de sortir de cette zone non linéaire. Ainsi l'équation (26) peut être réécrite telle que :

$$CF = \begin{cases} \mu \leq CF \leq -\mu & \text{si } sf^- \leq u(t) \leq sf^+ \\ CF = -\mu & \text{si } u(t) < sf^- \\ CF = \mu & \text{si } u(t) > sf^+ \end{cases} \quad (27)$$

où sf^- et sf^+ sont des seuils à déterminer selon les valeurs de l'état $x(k)$ et l'entrée $u(k)$ du système.

Après avoir décrit le comportement non linéaire de la vanne sous forme de variables bornées (CR et CF), posons le terme $v = -(CR+CF)$. Le signal v est considéré comme une entrée inconnue et l'équation d'état (2.44) peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ 0 & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -I \\ b_3 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix} \quad (28)$$

v est une entrée bornée ($\alpha + \mu \leq v \leq -\alpha - \mu$) dépendant des valeurs de la commande u et de l'état x du système. La discrétisation de ce système donne le modèle global suivant :

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ad_{11} & ad_{12} & ad_{13} \\ ad_{21} & ad_{22} & ad_{23} \\ ad_{31} & ad_{32} & ad_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} bd_{11} & bd_{12} \\ bd_{21} & bd_{22} \\ bd_{31} & bd_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k) \\ v(k) \end{bmatrix} \quad (29)$$

avec ad_{ij} et bd_{ij} des constantes dépendant des paramètres a_{ij} et b_{ij} .

Détermination de l'ensemble des modèles et des conditions de commutations

En se basant sur les équations (24), (26), (28) et (29), on peut déterminer l'ensemble des modèles linéaires discrets ainsi que les conditions de commutations nécessaires pour couvrir tout l'espace de fonctionnement de la vanne. La partition de l'espace d'état (figure suivante) permet de construire sept modèles linéaires M_i :

«zone 1»: vitesse et position nulles $x_2=x_1=0$ (zone morte M_1)

«zone 2»: vitesse positive avec $x_1 > 0$ (M_2)

«zone 3»: vitesse négative avec $x_1 > 0$ (M_3)

«zone 4»: vitesse nulle avec $x_1 > 0$ (saturation M_4)

«zone 5»: vitesse positive avec $x_1 < 0$ (M_5)

«zone 6»: vitesse négative avec $x_1 < 0$ (M_6)

«zone 7»: vitesse nulle avec $x_1 < 0$ (saturation M_7)

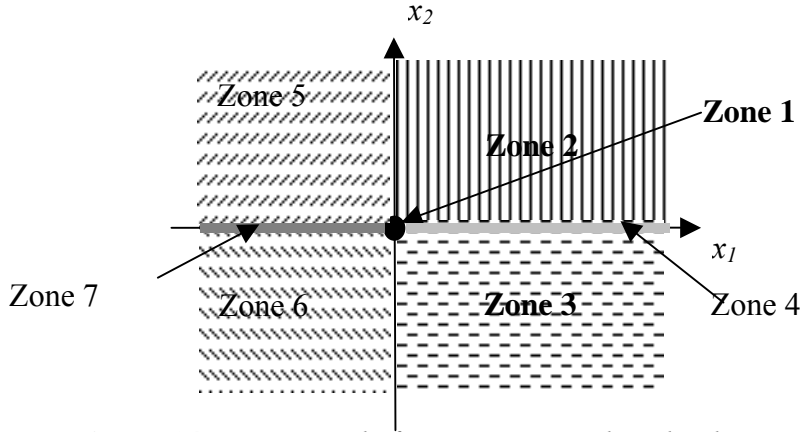


Figure 14. Les zones de fonctionnement dans le plan position-vitesse

Pour obtenir les différents modèles et les conditions de commutations, nous utilisons les modèles linéaires à deux entrées (28) ou (29) ainsi que les propriétés dans chaque zone. Par la suite, nous allons traiter le cas où $x_1 \geq 0$ au-dessus de la zone morte (M_1 , M_2 , M_3 et M_4). Dans le cas ($x_1 < 0$) (M_5 , M_6 et M_7), l'étude est similaire.

Zone 1 : Dans la zone morte, le système est stationnaire. La position est nulle ainsi que la vitesse et l'accélération. La plaque reste dans cette zone tant que le couple induit par la tension de commande u est inférieur au couple maximal induit par l'entrée v .

Dans ce cas, le circuit électrique devient un circuit RL . Le courant dans ce circuit varie jusqu'au moment où sa valeur permet à la plaque de se libérer de la zone morte. Le modèle continu M_1 dans cette zone est représenté comme suit :

$$\begin{cases} x_1 = \dot{x}_1 = x_2 = \dot{x}_2 = 0 \\ \dot{x}_3 = a_{33}x_3 + b_3u \end{cases} \quad (30)$$

Le modèle discret dans cette zone de fonctionnement peut s'écrire par :

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) = 0 & (a) \\ x_2(k+1) = x_2(k) = 0 & (b) \\ x_3(k+1) = ad_{33}x_3(k) + bd_{31}u(k) & (c) \end{cases} \quad (31)$$

Afin de déterminer les conditions de commutation dans cette zone, on utilise les conditions sur les grandeurs CR et CF respectivement dans (25) et (27) ainsi que ceux de (30). Ces équations permettent de simplifier le modèle discret (31) et d'écrire les conditions suivantes :

$$\begin{cases} x_1(k+1) = 0 & (a) \\ x_2(k+1) = 0 & (b) \\ \alpha + \mu < CR + CF < -\alpha - \mu & (c) \end{cases} \quad (32)$$

A partir de ces conditions, on peut déduire l'entrée $v(k)$ associée au couple résistant en utilisant (29) et (32_a) ou (32_b). On trouve :

$$v(k) = \frac{ad_{21}x_1(k) + ad_{22}x_2(k) + ad_{23}x_3(k) + bd_{21}u(k)}{-bd_{22}} \quad (33)$$

Soit :

$$x_test = ad_{11}x_1(k) + ad_{12}x_2(k) + ad_{13}x_3(k) + bd_{11}u(k) + bd_{12}v(k) \quad (34)$$

Tant que la valeur déduite (estimée) de $v(k)$ reste dans les bornes fixées par la condition (32_c), le système reste dans la zone morte. Ce qui permet d'extraire les conditions de commutation suivantes :

$$\begin{cases} |x_test| < \zeta \\ (\alpha + \mu) < v(k) < (-\alpha - \mu) \end{cases} \quad (35)$$

avec ζ une constante positive très faible.

Zone 2 : Dans cette zone le couple électrique est plus important que le maximum du couple résistant. Dans ce cas le couple résistant prend le maximum de sa valeur, alors nous aurons $v = -(CR + CF) = -\alpha - \mu = \text{constante}$. La vitesse reste positive jusqu'à un état d'équilibre entre les couples que ce soit dans la zone morte ou la zone de saturation. La valeur de $v(k)$ qui permet d'avoir l'équilibre est donnée par (33). Cette valeur est supérieure à la valeur maximale du couple résistant. Le système, dans ce cas, se comporte selon le modèle M_2 suivant :

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ad_{11} & ad_{12} & ad_{13} \\ ad_{21} & ad_{22} & ad_{23} \\ ad_{31} & ad_{32} & ad_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} bd_{11} & bd_{12} \\ bd_{21} & bd_{22} \\ bd_{31} & bd_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k) \\ -\alpha - \mu \end{bmatrix} \quad (36)$$

De même qu'avec l'étude dans la zone 1, dans cette zone, les conditions suivantes sont satisfaites :

$$x_1(k+1) \geq 0 \quad (a)$$

$$x_2(k+1) \geq 0 \quad (b) \quad (37)$$

$$CR + CF = \alpha + \mu = \text{constant} \quad (c)$$

A partir des conditions (37), on peut écrire :

$$x_1(k+1) = ad_{11}x_1(k) + ad_{12}x_2(k) + ad_{13}x_3(k) + bd_{11}u(k) + bd_{12}v(k) > 0 \quad (a) \quad (38)$$

$$x_2(k+1) = ad_{21}x_1(k) + ad_{22}x_2(k) + ad_{23}x_3(k) + bd_{21}u(k) + bd_{22}v(k) > 0 \quad (b)$$

Nous pouvons estimer la valeur $v(k)$ qui permet d'avoir une vitesse nulle par l'équation (33) ou bien utiliser l'approximation $x(k+1) = x(k)$ pour une vitesse nulle. On aura :

$$v(k) = \frac{(ad_{11} - 1)x_1(k) + ad_{12}x_2(k) + ad_{13}x_3(k) + bd_{11}u(k)}{-bd_{12}} \quad (39)$$

Ce qui permet d'extraire les conditions de commutation suivantes :

$$\begin{cases} x_test \geq 0 \\ v(k) \geq (-\alpha - \mu) \end{cases} \quad (40)$$

Zone 3 : Dans cette zone ($x_2 < 0$ et $x_1 > 0$), le couple électromagnétique et celui du frottement de collage induisent un couple minimal au couple appliqué par le ressort de rappel. Cet effet se traduit par une vitesse négative jusqu'à un état d'équilibre entre les couples que ce soit dans la zone morte ou la zone de saturation. Le système se comporte selon le modèle M_3 suivant :

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ad_{11} & ad_{12} & ad_{13} \\ ad_{21} & ad_{22} & ad_{23} \\ ad_{31} & ad_{32} & ad_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} bd_{11} & bd_{12} \\ bd_{21} & bd_{22} \\ bd_{31} & bd_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k) \\ -\alpha + \mu \end{bmatrix} \quad (41)$$

Dans cette zone, les conditions suivantes sont satisfaites :

$$\begin{aligned} x_1(k+1) &\geq 0 & (a) \\ x_2(k+1) &\leq 0 & (b) \\ CR + CF &= \alpha - \mu = \text{constant} & (c) \end{aligned} \quad (42)$$

De même qu'avec la zone 2, en utilisant (33) ou (39) pour estimer $v(k)$, on obtient les conditions (43) pour commuter dans la zone 3 :

$$\begin{cases} x_{test} \geq 0 \\ v(k) \leq (-\alpha + \mu) \end{cases} \quad (43)$$

Zone 4 : Dans cette zone ($x_2 = 0$ et $x_1 > 0$), les couples induisent une accélération nulle et une vitesse nulle. Le modèle discret dans ce cas peut s'écrire par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) & (a) \\ x_2(k+1) = x_2(k) = 0 & (b) \\ x_3(k+1) = ad_{31}x_1(k) + ad_{33}x_3(k) + bd_{31}u(k) & (c) \end{cases} \quad (44)$$

Dans cette zone, le système satisfait les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} x_1(k+1) &= x_1(k) & (a) \\ x_2(k+1) &= 0 & (b) \\ \alpha + \mu &< CR + CF < \alpha - \mu & (c) \end{aligned} \quad (45)$$

Tant que la valeur déduite de $v(k)$ par (33) ou (39) reste dans les bornes fixées par la condition (45_c), le système reste dans la zone 4. Cela nous permet d'extraire les conditions de commutation suivantes :

$$\begin{cases} x_{test} \geq 0 \\ (-\alpha + \mu) < v(k) < (-\alpha - \mu) \end{cases} \quad (46)$$

A partir des équations (35) (40) (43) et (46) nous pouvons présenter le comportement de la vanne d'admission d'air, dans les sept modes de fonctionnement en fonction des variables x_{test} et $v(k)$ (figure suivante).

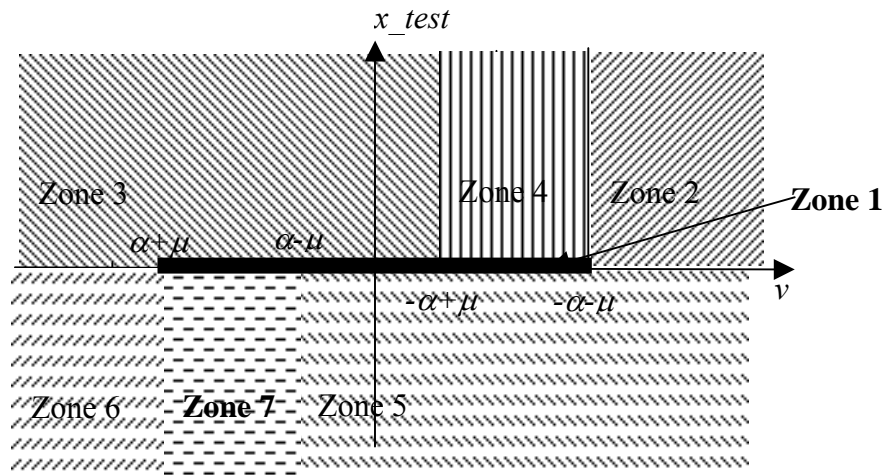


Figure 15. Représentation des modes de fonctionnement dans l'espace (x_{test}, v)

Les changements de modes de fonctionnement peuvent être représentés à l'aide de l'automate de la figure suivante.

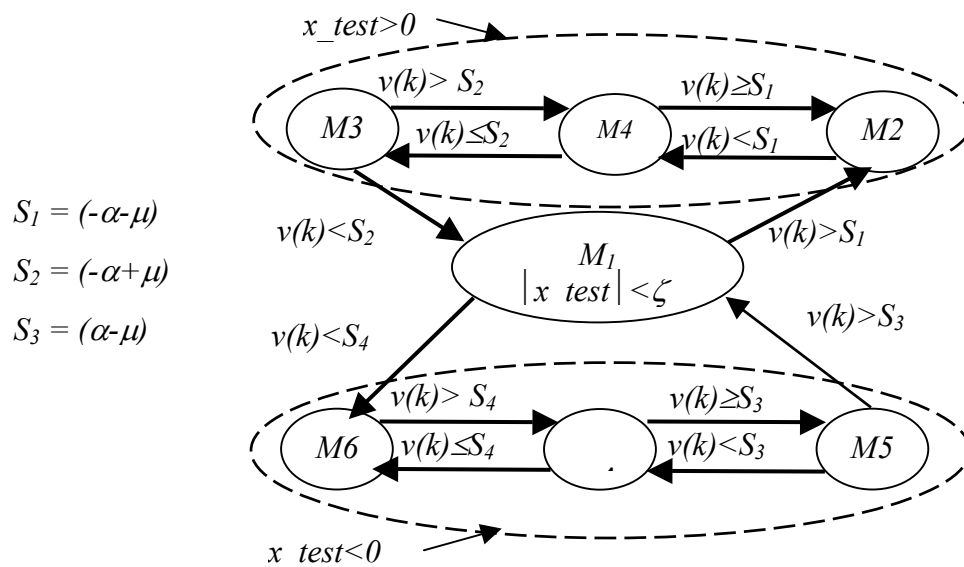


Figure 16. Conditions de commutations entre les modes de fonctionnement

Résultats de la modélisation

Les figures suivantes montrent les écarts entre le modèle continu utilisant les fonctions *sign* et le multimodèle linéaire discret pour une entrée sinusoïdale. La position, considérée comme la sortie du système, est mesurée en degré par rapport à l'état de repos (i.e. $\text{Sortie} = \text{Position} = x_I = \theta - \theta_0$).

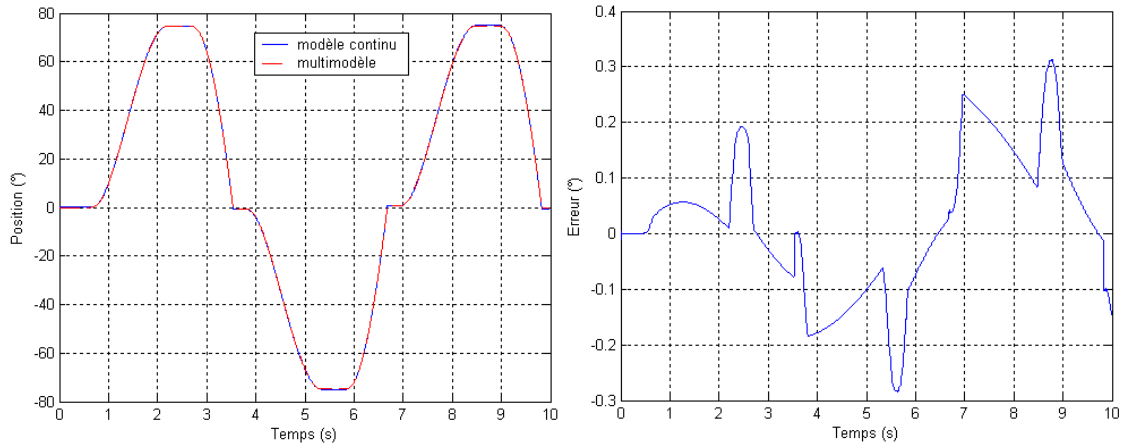


Figure 17. Sorties des deux modèles et écart entre les deux modèles

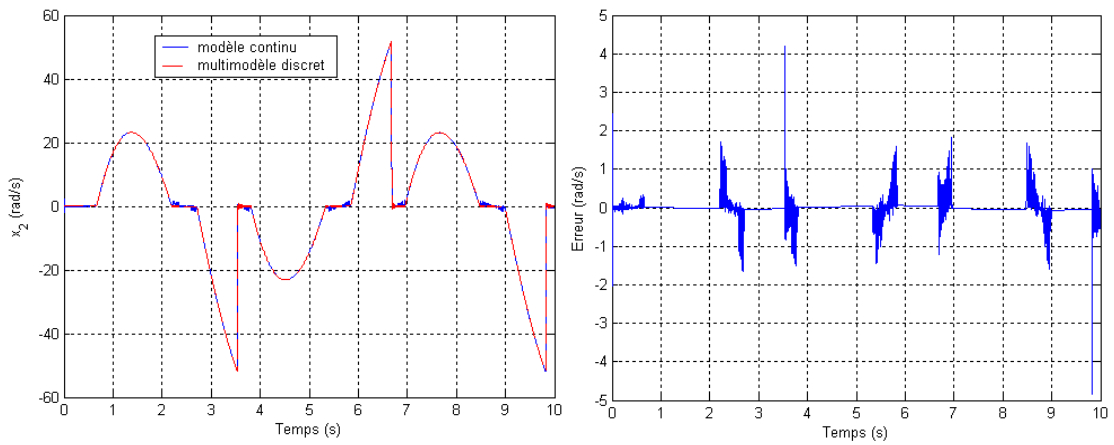


Figure 18. Trajectoire $x_2(t)$ et écart entre les deux modèles

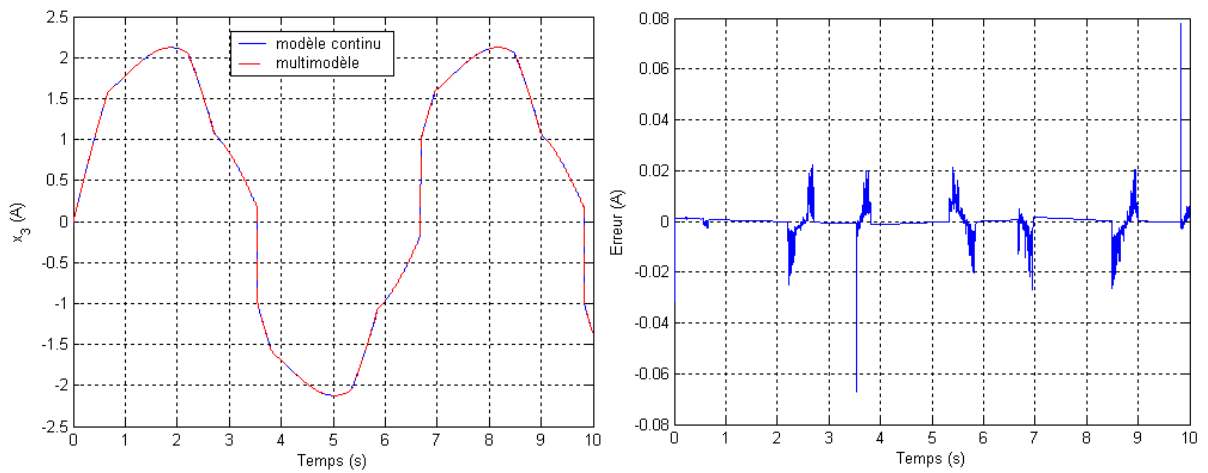


Figure 19. Trajectoire $x_3(t)$ et écart entre les deux modèles

D'après ces résultats, nous remarquons que l'écart entre le multimodèle et le modèle simulé utilisant des fonctions « *sign* » est bornée à 0.3° dans les zones non linéaires. Notons que l'utilisation des fonctions « *sign* » engendre un temps de simulation très grand.

Résultats du diagnostic

La sortie du papillon (position angulaire) est mesurée par deux capteurs délivrant respectivement les mesures θ_{1m} et θ_{2m} .

La génération des résidus repose sur une comparaison entre les sorties du système et celles estimées. Quant à la détection et la localisation, elles se font de la même manière que dans le cas linéaire, en analysant les résidus par rapport à des seuils calculés et en exploitant les signatures des défauts.

Précédemment, nous avons proposé un multimodèle linéaire pour représenter le comportement non linéaire de la vanne d'admission d'air. Au-dessus de la zone morte, le multimodèle s'écrit à partir des équations (31), (36), (41) et (44):

$$\begin{cases} x_1(k+1)=x_1(k)=0 & (M_1) \\ x(k+1)=A_d \cdot x(k)+B_d \cdot U(k) & \text{avec } U(k)=[u(k) \ -\alpha-\mu]^T & (M_2) \\ x(k+1)=A_d \cdot x(k)+B_d \cdot U(k) & \text{avec } U(k)=[u(k) \ -\alpha+\mu]^T & (M_3) \\ x_1(k+1)=x_1(k) \neq 0 & (M_4) \\ y(k)=C_d \cdot x(k)=x_1(k) \end{cases} \quad (47)$$

Le calcul des résidus dans chaque mode se fait en appliquant à ces quatre modèles la méthode de l'espace de parité linéaire dans le cas dynamique. Les résidus R_{Mi} $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ dans chacun des modes s'écrivent tels que :

- Le modèle M_1 permet de générer le résidu suivant :

$$x_1(k+1)=x_1(k)=0 \Rightarrow R_{M1}=y(k)-y(k-1) \quad \text{et} \quad y(k-1)=0 \quad (48)$$

- Le modèle M_2 avec $v(k)=-\alpha-\mu$ s'écrit sous la forme :

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ad_{11} & ad_{12} & ad_{13} \\ ad_{21} & ad_{22} & ad_{23} \\ ad_{31} & ad_{32} & ad_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} bd_{11} & bd_{12} \\ bd_{21} & bd_{22} \\ bd_{31} & bd_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k) \\ v(k) \end{bmatrix} \quad (49)$$

Après application de l'espace de parité linéaire dynamique avec une fenêtre de taille 3, on trouve :

$$R_{M2} = \begin{bmatrix} a_3 & a_2 & a_1 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(k-3) \\ y(k-2) \\ y(k-1) \\ y(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_3 & b_2 & b_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k-3) \\ u(k-2) \\ u(k-1) \\ u(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} bv_3 & bv_2 & bv_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(k-3) \\ v(k-2) \\ v(k-1) \\ v(k) \end{bmatrix} \quad (50)$$

avec a_i , b_i et bv_i des valeurs réelles constantes

Dans cette zone, on a : $v(k) = v(k-1) = v(k-2) = v(k-3) = -\alpha - \mu = \text{constante}$. En notant : $d_2 = bv_1 v(k-1) + bv_2 v(k-2) + bv_3 v(k-3)$, le résidu R_{M2} peut s'écrire sous la forme suivante :

$$R_{M2} = y(k) + a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) + a_3 y(k-3) + b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) + b_3 u(k-3) + d_2 \quad (51)$$

• De même pour le modèle M_3 , pour calculer R_{M3} on utilise les conditions suivantes : $v(k) = v(k-1) = v(k-2) = v(k-3) = -\alpha + \mu = \text{constante}$ et $d_3 = bv_1 v(k-1) + bv_2 v(k-2) + bv_3 v(k-3)$. Le résidu R_{M3} s'écrit sous la forme :

$$R_{M3} = y(k) + a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) + a_3 y(k-3) + b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) + b_3 u(k-3) + d_3 \quad (52)$$

• Le modèle M_4 permet de générer le résidu R_{M4} suivant :

$$x_1(k+1) = x_1(k) = 0 \Rightarrow R_{M4} = y(k) - y(k-1) \quad \text{et} \quad y(k-1) \neq 0 \quad (53)$$

Les quatre résidus R_{M1} , R_{M2} , R_{M3} et R_{M4} peuvent se regrouper par :

$$\begin{cases} R_{M1} = y(k) - y(k-1) & \text{et} \quad y(k-1) = 0 \\ R_{M2} = y(k) + a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) + a_3 y(k-3) + b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) + b_3 u(k-3) + d_2 \\ R_{M3} = y(k) + a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) + a_3 y(k-3) + b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) + b_3 u(k-3) + d_3 \\ R_{M4} = y(k) - y(k-1) & \text{et} \quad y(k) = y(k-1) \neq 0 \end{cases} \quad (54)$$

En remplaçant les paramètres par leurs valeurs réelles constantes, nous obtenons :

$$\begin{cases} R_{M1} = y(k) - y(k-1) & \text{et} \quad y(k-1) = 0 \\ R_{M2} = y(k) - 2.52y(k-1) + 2.01y(k-2) - 0.57y(k-3) + 0.16 \cdot 10^{-4} u(k-1) + 0.57 \cdot 10^{-4} u(k-2) + 0.12 \cdot 10^{-4} u(k-3) - 1.5 \cdot 10^{-4} \\ R_{M3} = y(k) - 2.52y(k-1) + 2.01y(k-2) - 0.57y(k-3) + 0.16 \cdot 10^{-4} u(k-1) + 0.57 \cdot 10^{-4} u(k-2) + 0.12 \cdot 10^{-4} u(k-3) - 5.54 \cdot 10^{-5} \\ R_{M4} = y(k) - y(k-1) & \text{et} \quad y(k) = y(k-1) \neq 0 \end{cases}$$

Quel que soit le mode, un résidu du à la redondance matérielle s'écrit :

$$R_{red} = \theta_{1m} - \theta_{2m}$$

Selon le mode de fonctionnement $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ supposé connu a priori, le tableau des signatures sera donné par :

Résidus	f_{c1}	f_{c2}	f_a ou f_s
R_{Mi}	1	0	1
R_{red}	1	1	0

Tableau 10. Tableau des signatures

Nous obtenons les résultats suivants:

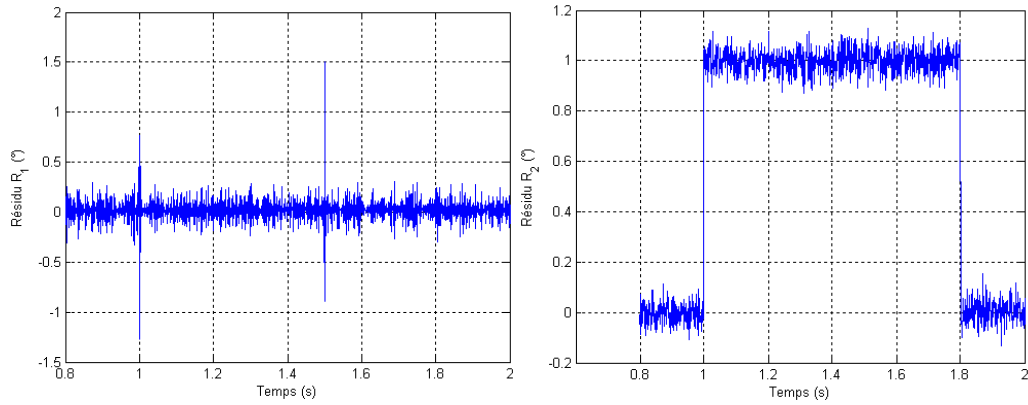


Figure 20a. Les résidus R_1 et R_2 pour le défaut sur le capteur 1

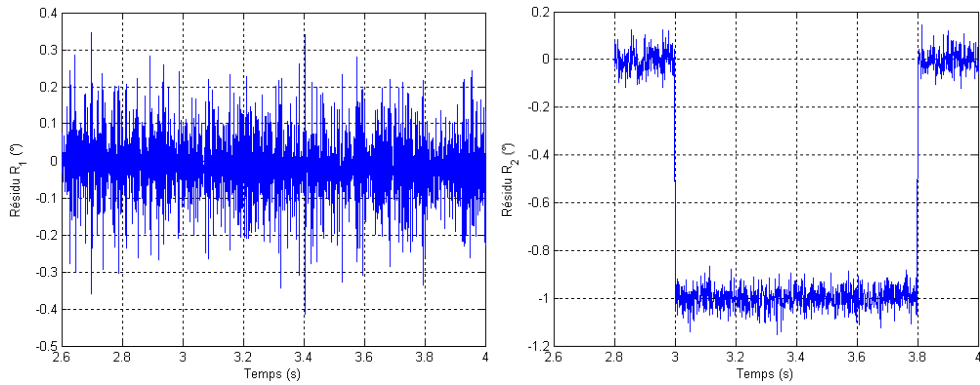


Figure 20b. Les résidus R_1 et R_2 pour le défaut sur le capteur 2

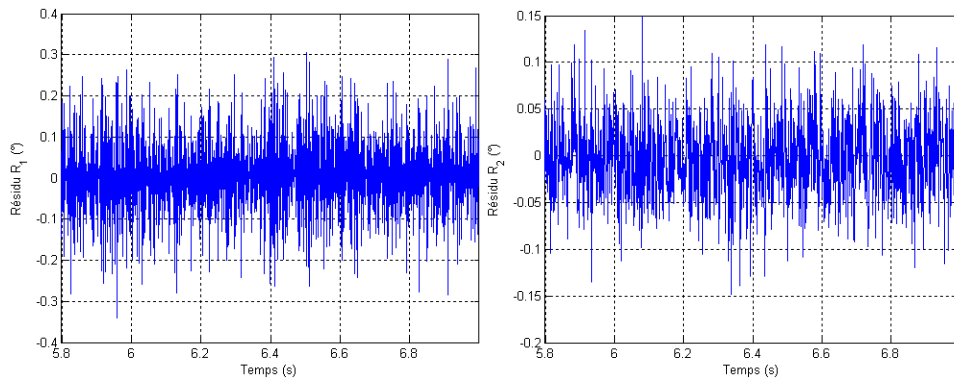


Figure 20c. Les résidus R_1 et R_2 pour le défaut actionneur

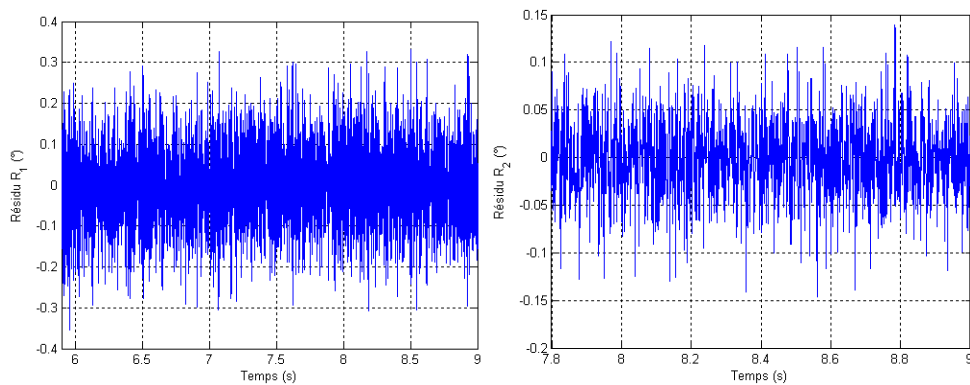


Figure 20d. Les résidus R_1 et R_2 pour le défaut fonctionnel

Nous constatons que l'utilisation de l'espace de parité ne pose pas de problèmes de convergence ni de dérivation présents dans les techniques par estimation d'état. Elle offre une grande rapidité de calcul ainsi que la possibilité d'appliquer l'estimation paramétrique linéaire, dans le cas où les variations de paramètres du modèle discret peuvent être associées à des défauts bien définis. Cependant, nous remarquons que cette approche reste peu sensible aux défauts actionneur et fonctionnel.

5.2.5 Conclusions et perspectives

Cette contribution s'inscrit dans le cadre du diagnostic à base de modèle. En effet, deux objectifs principaux ont guidé notre travail : la modélisation et la détection et localisation de défauts. Nous nous sommes particulièrement intéressés à une certaine classe de systèmes non linéaires : les systèmes hybrides dotés d'entrées à commutations discrètes et sorties continues ainsi que les systèmes présentant des phénomènes d'hystérésis, de zone morte et de saturation.

L'approche multimodèle proposée nous a permis d'une part de prendre en compte les entrées discrètes (systèmes hybrides à entrées discrètes) et d'une autre part de simplifier les non-linéarités complexes (hystérésis, saturation) en utilisant des entrées fictives. Ces entrées ont été utilisées pour gérer les commutations entre les modes.

Pour rendre le multimodèle exploitable en diagnostic, nous avons simplifié les non linéarités existantes sur la partie continue du modèle d'un mode en effectuant un changement de variables sur les entrées, les états, les sorties et les paramètres. Cela a permis d'obtenir un nouveau modèle polynomial, utilisable pour le diagnostic à base de modèle en utilisant les bases de Gröbner. Dans ce sens, notre contribution principale concerne l'exploitation des caractéristiques des entrées discrètes pour améliorer la localisation des défauts. Cette approche utilise l'estimation de l'amplitude des défauts pour améliorer la localisation de ces derniers et surtout pour discerner des défauts qui présentent la même signature par rapport aux résidus calculés.

L'ensemble de ces travaux a été appliqué sur un système à deux cuves étudié dans le cadre de l'AS193 « Diagnostic des Systèmes Hybrides » du GDR MACS ainsi qu'un papillon motorisé d'un moteur à essence.

Les perspectives de cette contribution peuvent s'orienter selon trois axes : la modélisation, le diagnostic et l'identification.

Pour la modélisation, l'utilisation du diagramme de phase pour décomposer le système non linéaire ouvre des perspectives intéressantes pour utiliser les entrées, les sorties et leurs

dérivées afin de modéliser n'importe quel système non linéaire par un ensemble de modèles linéaires.

Pour le diagnostic, le second niveau de structuration des résidus que nous avons proposé ouvre une voie innovatrice pour améliorer la discernabilité des défauts en utilisant les propriétés des signaux discrets. La phase de détection de défauts pourra aussi être améliorée par l'intégration de seuils adaptatifs.

Finalement, l'approche développée doit être confrontée avec la réalité des processus industriels pour la validation. Une approche d'identification à base du multimodèle, qui utilise les propriétés de la sortie et de ses dérivées dans chaque mode de fonctionnement, a été entamée et a donné des résultats encourageants à approfondir. Uniquement, les résultats d'identification sur le papillon motorisé sont montrés.

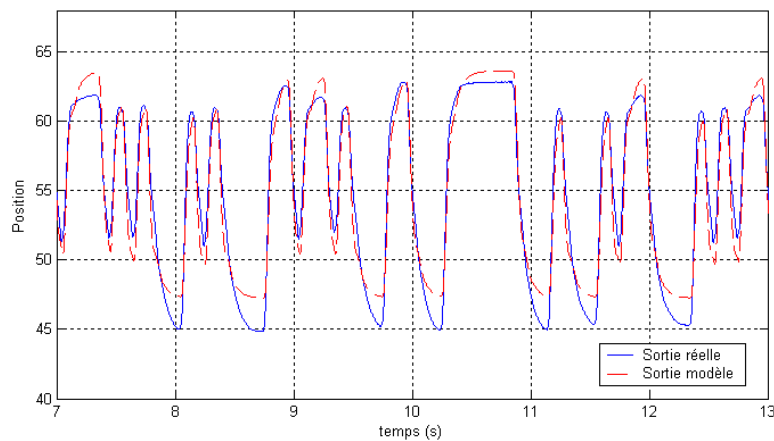


Figure 21. *Sortie réelle et sortie du modèle*

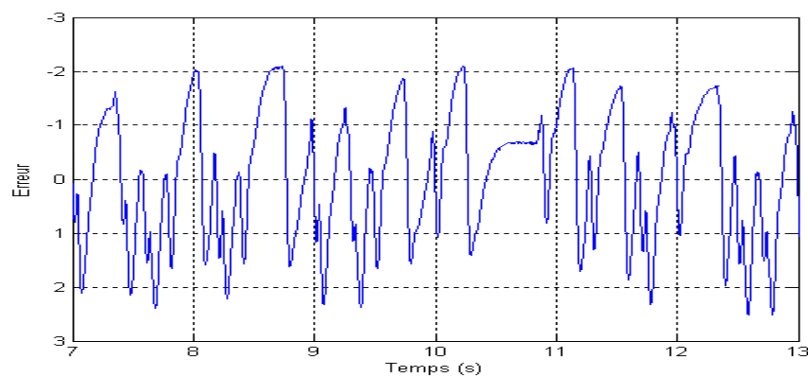


Figure 22. *Erreur entre la sortie réelle et celle du modèle*

On constate sur cette figure que le modèle global identifié se rapproche du système réel dans sa dynamique pour des vitesses positives et négatives. Il présente une erreur relative de 2%. Cette erreur reste néanmoins relativement grande par rapport au besoin industriel et surtout pour un diagnostic temps réel.

5.3 CONTRIBUTION A LA DETECTION DES CHANGEMENTS FREQUENTIELS DES SIGNAUX TEMPORELS

Tout changement dans un signal se traduit par une variation sur les caractéristiques statistiques (variance ou moyenne) appelés énergétiques ou bien sur le contenu fréquentiel. Les méthodes de détection classiques sont satisfaisantes pour répondre au problème de détection de changement énergétique. Mais ces techniques deviennent de plus en plus inefficaces lorsqu'il s'agit d'un changement fréquentiel. En effet, un changement fréquentiel ne correspond pas obligatoirement à des variations dans les caractéristiques statistiques : deux segments choisis autour d'un point de changement peuvent avoir les mêmes paramètres statistiques (moyenne, variance, ...). Donc, l'application directe d'un algorithme de détection sur le signal d'origine peut, dans certains cas, avoir une très faible probabilité de détection.

L'objectif de cette contribution est de proposer des techniques de détection en ligne, appliquées après une modélisation du signal. Cette modélisation est basée sur une décomposition par bancs de filtres qui permettent de transformer le changement fréquentiel en changement énergétique. Ensuite, la somme cumulée dynamique (DCS) est appliquée sur les signaux décomposés pour détecter un changement dans le signal d'origine. L'association de la décomposition par banc de filtres et du test de la DCS améliore considérablement la capacité de détection de la DCS et évite la non-détection d'un événement.

Cette section commencera par une position du problème traité de détection. Ensuite, l'approche proposée sera détaillée selon les étapes suivantes : décomposition par banc de filtres dérivé d'un paquet d'ondelette, fusion des instants de détection obtenus par un test DCS sur chaque composante et classification de événements. Finalement, le simulateur du réacteur chimique TECP est utilisé pour illustrer les algorithmes développés.

5.3.1 Position du problème

Soit le processus aléatoire $x(t)$ tel que :

$$\begin{cases} x(t) = x_1(t) & \text{avant le point de changement } t_r, \\ x(t) = x_2(t) & \text{après le point de changement } t_r, \end{cases} \quad (55)$$

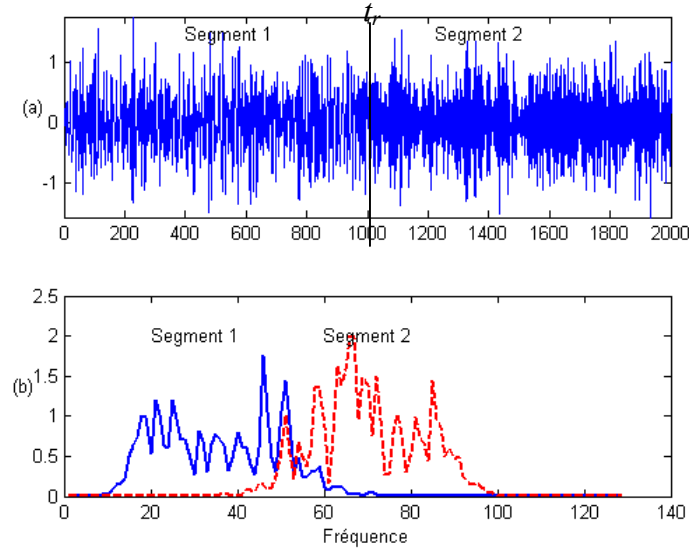


Figure 23. (a) Signal avec un changement fréquentiel (b) densité spectrale de puissance

Supposons que t_r est l'instant réel du changement et que les deux segments $x_1(t)$ et $x_2(t)$ sont considérés comme des processus aléatoires dont les caractéristiques statistiques sont inconnues, mais supposées identiques pour chaque segment 1 ou 2. En outre, on suppose que les distributions des signaux $x_1(t)$ et $x_2(t)$ sont gaussiennes et l'instant d'apparition d'un changement est imprévisible. La procédure de filtrage implique la décomposition du signal $x(t)$ en plusieurs signaux $y^m(t)$, $m=1, \dots, L$, et le problème de détection est formulé pour chaque filtre m comme un test d'hypothèses telles que :

$$\begin{cases} H_0 = y^m(t) & ; t = \{1, \dots, t_r\} \text{ suivant la fonction de probabilité } f_0 \\ H_1 = y^m(t) & ; t = \{t_r + 1, \dots, n\} \text{ suivant la fonction de probabilité } f_1 \end{cases} \quad (56)$$

Ainsi, la décomposition met en évidence le changement énergétique de chaque composante, comme illustré sur la figure suivante.

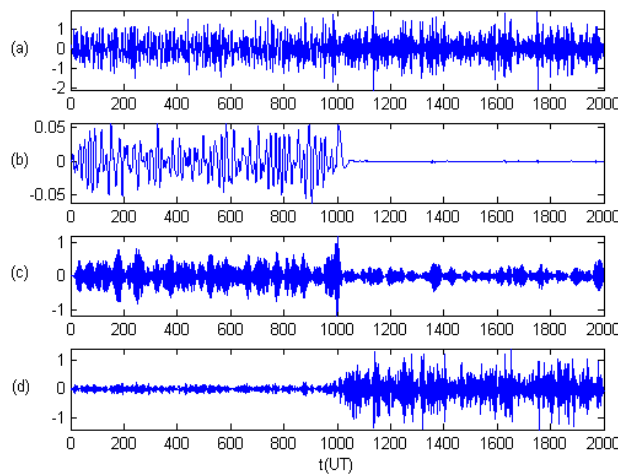


Figure 24. (a) Signal avec un changement fréquentiel à $t_r=1000$ UT, (b, c, d) les 3 composantes du signal après filtrage

En outre, les signaux filtrés peuvent être exploités pour classer l'événement détecté en vue de localiser l'origine du changement et d'aboutir au final à un diagnostic fiable.

5.3.2 Approche proposée

5.3.2.1 Procédure et algorithme de dérivation d'un banc de filtres

A chaque instant t discret, le signal est décomposé à l'aide d'un banc de filtres passe bandes de L canaux dont les fréquences centrales varient de la plus basse fréquence f_l à la plus haute f_L . Chaque composante $y^m(t)$, $m \in \{1, \dots, L\}$ est le résultat du filtrage du signal $x(t)$ par un filtre passe bande centré en f_m . Les réponses fréquentielles du banc de filtres sont illustrées par la figure suivante.

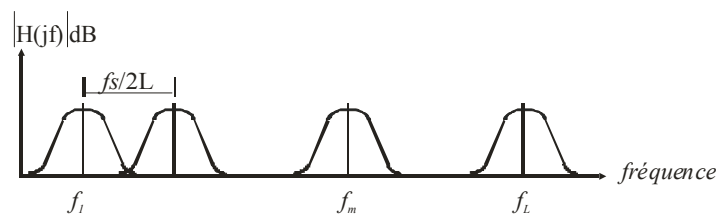


Figure 25. Réponses fréquentielles d'un banc de filtres de L filtres passe – bandes

La fréquence f_L doit satisfaire la condition de Shannon $f_L \leq f_s/2$ où f_s est la fréquence d'échantillonnage du signal $x(t)$. Le choix du banc de filtres dépend des bandes fréquentielles du signal d'origine. Le nombre de filtres L quant à lui dépend à la fois du nombre de composantes à extraire ainsi que des événements à diagnostiquer.

La procédure de décomposition de $x(t)$ en L signaux, $y^{(m)}(t)$, $m=1 \dots L$, permet d'explorer les composantes fréquentielles du signal. En effet, $y^{(1)}(t)$ correspond à la composante de fréquences basses et $y^{(L)}(t)$ à celle de fréquences hautes. Un point de changement sur une composante permet de détecter un événement correspondant à un changement fréquentiel et/ou énergétique dans le signal d'origine. Pour concevoir un banc de filtres, plusieurs points ont été abordés tels que :

- Le choix de la structure de filtres : modèle AR, MA, ARMA, filtre butterworth,

Le choix de la structure de filtres joue un rôle important dans la procédure de conception du banc. En effet, ceci conditionne le nombre de paramètres à identifier ou à calculer (ordre du filtre, coefficients) et en l'occurrence le degré de complexité de la procédure d'identification. Les différents types de filtres étudiés dans ce travail sont : les modèles AR, MA et ARMA ainsi que le filtre butterworth. Le choix est tombé sur ces types de modèles qui se sont avérés intéressants pour le type de défaut souhaité détecté à savoir un changement fréquentiel.

- La détermination des paramètres de filtres, en dérivant ces derniers des ondelettes ou d'un paquet d'ondelettes. Cette dérivation peut garantir la bonne reconstitution du signal original si les paramètres sont bien calculés.

Le problème revient toujours à une minimisation de l'erreur entre les réponses de filtres conçus et celles des ondelettes. Dans le cas où on choisit des modèles de type AR, MA ou ARMA, la méthode de Prony [PAR 87] donne des résultats satisfaisants en terme de minimisation d'erreur. Dans le cas des filtres butterworth, nous avons utilisé tout simplement la procédure de moindres carrés minimisant la variance de l'erreur.

- Le choix de l'ondelette à exploiter

Dans notre cas, les ondelettes à utiliser sont choisies de sorte qu'elles fournissent les filtres qui présentent le minimum d'erreur et qui ont des ordres minimaux pour diminuer le temps d'exécution de l'algorithme de détection. Les ondelettes qui ont été testées sont celles : de Daubechies, de Coiflet et de symlet. Les ordres des filtres et les erreurs correspondants à ces types d'ondelettes sont montrés dans les tableaux suivants (cas d'un filtre butterworth).

Ondelette	Db1	db2	db3	db4	db5	db6	db7	db8	db9	db10	db11	db12	db13
Ordre	3	4	4	5	6	6	6	7	7	7	8	8	8
Erreur	1.5	1.15	0.97	0.8	0.8	0.65	0.65	0.57	0.53	0.53	0.5	0.46	0.46

Tableau 11. Variation de l'ordre et de l'erreur correspondant en fonction des ondelettes de Daubechies

Ondelette	sym1	sym 2	sym 3	sym 4	sym 5	sym 6	sym 7	sym 8	sym 9	sym 10	sym 11	sym 12	sym 13
Ordre	3	4	4	5	6	6	6	7	7	7	8	8	8
Erreur	1.5	1.15	0.97	0.8	0.78	0.65	0.65	0.57	0.53	0.53	0.5	0.46	0.46

Tableau 12. Variation de l'ordre et de l'erreur correspondant en fonction des ondelettes de symlet

Ondelette	coif1	coif 2	coif 3	coif 4	coif 5
Ordre	4	5	6	7	8
Erreur	1.1	0.76	0.6	0.53	0.5

Tableau 13. Variation de l'ordre et de l'erreur correspondant en fonction des ondelettes de Coiflet

Selon les résultats obtenus, les bancs de filtres dérivés des ondelettes 'db3', 'sym3', 'coif2' et 'coif3' seront utilisés.

- Le choix entre ondelette et paquet d'ondelettes

La caractéristique principale de la transformée en ondelettes est de permettre une analyse à des résolutions variables selon les échelles d'analyse. Un phénomène lent de longue durée ne nécessite pas une bonne localisation temporelle, tandis que les événements rapides sont

traités avec une résolution temporelle précise, au détriment de la précision fréquentielle. L'approche par paquets d'ondelettes est différente : elle offre une librairie d'ondelettes organisées en fonction de leurs propriétés d'analyse et de localisation temps-fréquence, et donc de filtrage passe-bande, selon une architecture d'arbre binaire. Cette architecture permet alors de rechercher les bases les mieux adaptées à la fois aux propriétés temps-fréquence souhaitées et au signal analysé.

Pour améliorer les résultats obtenus avec la structure dyadique, il faut introduire de nouvelles fonctions de base des ondelettes issues de l'ondelette mère non plus simplement par dilatation mais également par des opérations de convolution. Pour adapter un banc de filtres à un signal : il faut disposer d'une part d'un critère permettant de choisir la base fréquentielle la mieux adaptée et d'autre part d'une méthode de construction de la base retenue.

De plus, cette décomposition présente l'avantage d'être définie et mise en œuvre à partir d'outils théoriques et d'algorithmes développés pour la transformée discrète en ondelettes (*DWT*).

Algorithme de dérivation

L'objectif de la dérivation des coefficients des filtres à partir d'un paquet d'ondelettes est de concevoir des filtres, qui correspondent aux paquets possédant un caractère discriminant, pour effectuer une détection en ligne nécessitant une implémentation matérielle.

La dérivation d'un banc de filtres à partir des paquets d'ondelettes permet de rechercher les filtres les mieux adaptés au signal analysé. Cette dérivation est dépendante de l'application.

Pour une ondelette donnée, on peut trouver la fonction de transfert (réponse fréquentielle) h_{ond} et d'en extraire les fonctions de transfert des filtres de Butterworth les mieux adaptés au signal analysé.

L'extraction d'un banc de filtres à partir d'un paquet d'ondelette consiste à :

1. Sélectionner l'ondelette.
2. Extraire la fonction de transfert h_{ond} d'une ondelette.
3. Estimer l'ordre d'un filtre de Butterworth en utilisant la méthode des moindres carrés qui minimisent l'erreur entre les fonctions de transfert h_{ond} des ondelettes et les fonctions de transfert des filtres h_{filt} . L'estimation s'effectue en utilisant la méthode des moindres carrés pour chercher la valeur minimale de la courbe qui représente la variation de l'erreur entre les fonctions de transfert h_{ond} et h_{filt} en fonction de l'ordre du filtre à estimer (figure suivante) et qui correspond à l'ordre du filtre à concevoir [BRA 99].

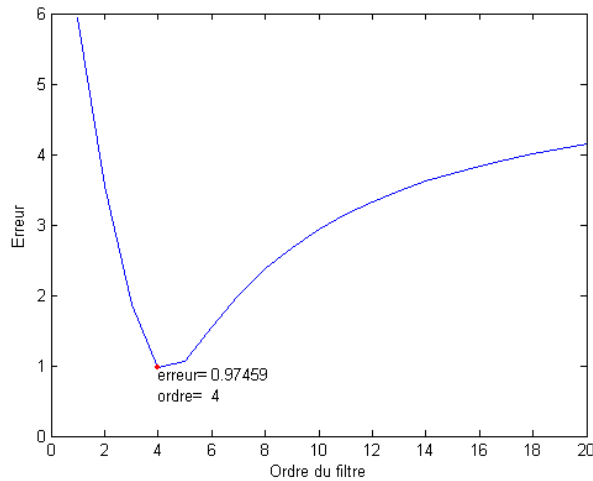


Figure 26. Variation de l'erreur en fonction de l'ordre du filtre de Butterworth

4. Faire la décomposition en paquet d'ondelette.
5. Sélectionner la "meilleure base" des paquets d'ondelettes en utilisant l'algorithme de Coifman Wicherhauser basée sur l'entropie qui est le reflet de la quantité d'information présente à chaque nœud de l'arbre contenant les coefficients de paquets d'ondelettes.
6. Déterminer les fréquences de coupures des filtres correspondants à la meilleure base.
7. Calculer les coefficients $a(i)$ et $b(i)$ nécessaires pour l'équation aux différences suivante, en utilisant l'ordre du filtre de Butterworth déterminé, à partir du tableau de Butterworth :

$$y(t) = \sum_{i=0}^p b(i)x(t-i) - \sum_{i=1}^p a(i)y(t-i) \quad (57)$$

Il évident que dans le cas où on effectue une dérivation à partir d'une ondelette normale, les étapes concernant le paquet d'ondelettes ne sont pas nécessaires.

5.3.2.2 Détection séquentielle et fusion des instants de changements

Le problème de détection des changements et des non stationnarités est un problème très fréquemment abordé en traitement du signal. La détection et la segmentation dans les processus non stationnaires consistent à supposer la stationnarité par morceaux et à détecter les instants de passage d'un segment à l'autre.

En fait la décomposition d'un signal non stationnaire en segments stationnaires, lorsqu'ils existent, constitue une première phase dans bon nombre d'analyses de signaux.

Les algorithmes de détection sont essentiellement fondés sur la théorie statistique des tests d'hypothèses. Parmi ces algorithmes, nous nous sommes intéressés aux algorithmes séquentiels car ils permettent de bien localiser les instants de changement. L'algorithme de la somme cumulée (*CUSUM*) est l'un des algorithmes séquentiels de détection les plus efficaces

dans le cas où les paramètres sont connus [BAS 93]. En pratique, lorsque les paramètres des hypothèses ne sont pas connus, cet algorithme est remplacé par un algorithme local de traitement comme l'algorithme de la somme cumulée dynamique (*DCS*) (Annexe).

Comme la détection se fait sur plusieurs paquets ou niveaux d'échelles, un algorithme de fusion des intervalles de détection sera appliqué pour aboutir, lorsque cela sera justifié, à un seul instant de détection pour le signal original. La fusion est actuellement largement étudiée [DUB 02], [DET 00]. Elle consiste à réduire les faiblesses de certains sous-détecteurs grâce à d'autres.

La fonction de fusion - décision représente une règle de décision qui gère les ambiguïtés et les conflits entre sous-détecteurs. Si plusieurs signaux sont utilisés, la décision est basée sur une fusion des décisions obtenues sur chaque signal traité.

Puisque l'algorithme de détection est appliqué sur chacune des composantes du signal, il y a nécessité de fusionner les différents instants de détection identifiés sur chaque composante pour obtenir un seul instant de changement pour une rupture donnée, (ou plus exactement un intervalle de changement).

L'algorithme de fusion que nous proposons est défini comme suit (toutes les valeurs sont données en nombre de points) :

1. Chaque instant de changement détecté sur une composante est considéré appartenant à un intervalle de temps $[t_c - a, t_c + a]$.

2. Tous les intervalles présentant une zone temporelle commune (superposition partielle ou totale) sont considérés liés au même changement.

3. L'instant de changement correspondant est calculé comme étant la position du barycentre de tous les instants de changement situant dans la zone commune des intervalles superposés.

Le barycentre est un point G associé à un ensemble de points pondérés $t_{c1}, t_{c2}, \dots, t_{cL}$ et affectés des coefficients A_1, A_2, \dots, A_L de forme non nulle, et qui vérifient la relation :

$$A_1 \overrightarrow{Gt_{c1}} + A_2 \overrightarrow{Gt_{c2}} + \dots + A_L \overrightarrow{Gt_{cL}} = 0 \quad (58)$$

Dans notre cas, les points de changement à fusionner ne sont pas pondérés et pour cela, le barycentre ressemble à la moyenne.

La figure suivante illustre un exemple de fusion. Comme la détection se fait sur plusieurs composantes, l'algorithme de fusion des intervalles de détection aboutit à un seul instant de détection pour le signal original qui est égal à $1005 UT$, l'instant réel étant à $1000 UT$.

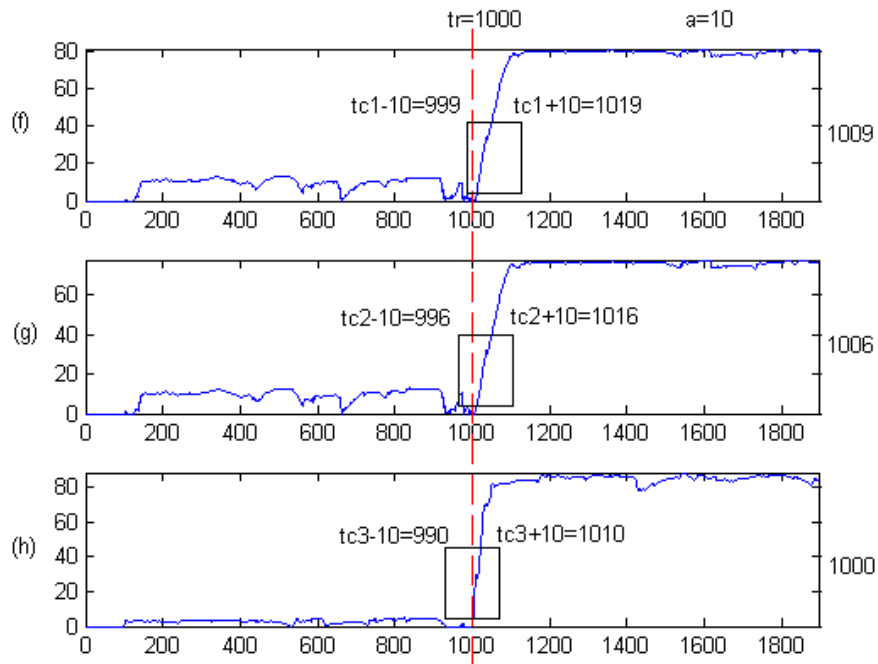


Figure 27. Intervalles de détection des instants de changement

5.3.2.3 Evaluation des performances

5.3.2.3.1 Influence du filtrage sur la détection

Les performances d'une technique de détection sont toujours évaluées par la capacité à bien détecter un défaut (probabilité de détection) et par la limitation des fausses alarmes (probabilité de fausses alarmes). D'autres paramètres peuvent être évalués tels que le retard à la détection et bien d'autres. Dans notre cas, pour évaluer les performances de l'approche proposée, on procède à une comparaison des résultats de détection de la *DCS* avec et sans filtrage. Cette comparaison est illustrée à l'aide des courbes *COR* (Caractéristique Opérationnelle de Réception) représentant la probabilité de détection en fonction de la probabilité des fausses alarmes. Les deux méthodes sont testées en utilisant 20 signaux générés aléatoirement dont les variances de segments concaténés sont 1 et 1,4.

Quelques soient les signaux testés, la figure suivante montre que pour une probabilité de fausses alarmes donnée, la probabilité de détection de la *DCS* est toujours meilleure avec un filtrage au préalable.

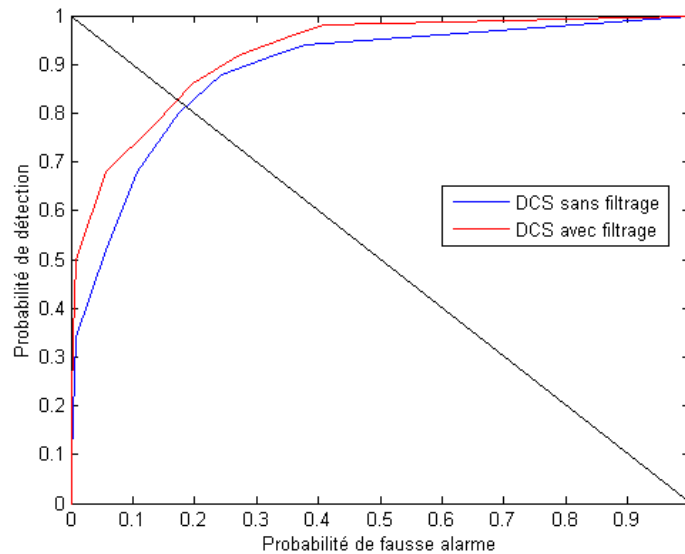


Figure 28. Comparaison des résultats de détection de la DCS avec et sans filtrage

Cependant, quelques remarques méritent d'être signalées :

- (1) L'utilisation d'un filtre récursif pour décomposer un signal avant l'application de la DCS provoque un retard à la détection. En effet, la sortie filtrée à l'instant t est calculée en fonction de l'échantillon instantané du signal et quelques échantillons précédents. Pour pallier à cet inconvénient, il est intéressant d'effectuer des tâches en parallèle telles que l'estimation du modèle pendant l'acquisition des données. La diminution du retard à la détection reste un problème ouvert dans les applications industrielles en temps réels.
- (2) L'utilisation d'un banc de filtres n'est pas convenable dans le cas de changement de type biais à cause du filtrage atténuant toute variation de ce type.

5.3.2.3.2 Influence de la largeur de fenêtre

Les résultats donnés par la figure suivante (avec filtrage) montrent que pour une probabilité de fausses alarmes donnée la probabilité de détection augmente avec l'augmentation de la largeur de la fenêtre N .

Ces courbes correspondent aux fenêtres de largeur $N1=25$, $N2=50$ et $N3=100$ points. En général, plus la largeur de la fenêtre augmente plus la probabilité de fausses alarmes diminue. En ce sens, la probabilité de non détection des événements de faible amplitude augmente et le retard à la détection augmente. D'où un compromis entre la largeur de la fenêtre choisie et le retard à la détection.

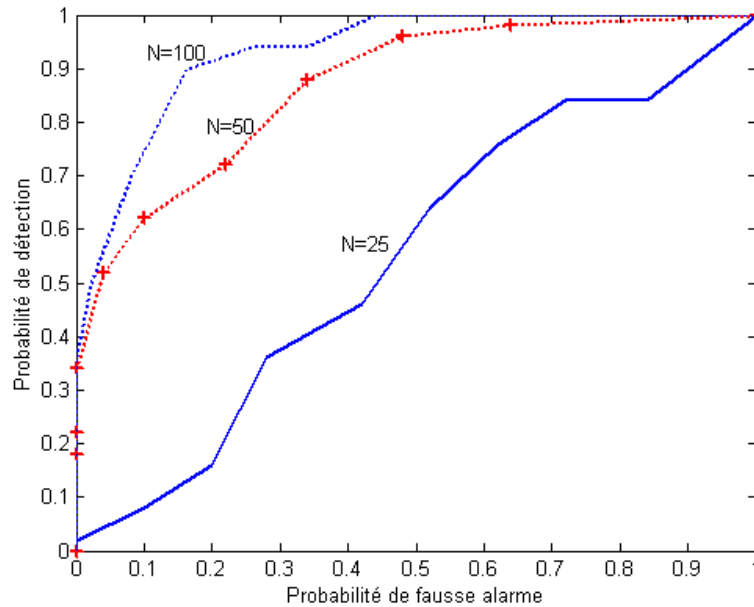


Figure 29. Comparaison des résultats de détection pour des fenêtres de largeurs différentes

5.3.2.4 Classification et identification des événements

La classification intervient quand une décision doit être prise parmi un nombre fini d'hypothèses concernant la nature et la forme du signal observé. La détection consiste à décider entre deux hypothèses : présence de défauts ou non présence de défauts (problème binaire à deux classes) [WIL 99]. La classification est un problème de détection avec un nombre de classes (hypothèses) supérieur à deux. L'objectif de la théorie de classification est de concevoir des classifieurs qui minimisent le nombre d'erreurs de décision. La figure suivante montre une représentation schématique de la classification.



Figure 30. Représentation schématique de la classification

La classification permet d'affecter la signature détectée à une classe parmi K classes (hypothèses) prédéfinies de signaux C_i ; $i=1, \dots, K$ (figure suivante). Le module de classification apparaît comme une généralisation d'un module de détection, cette fois-ci non binaire, mais multi-classes.

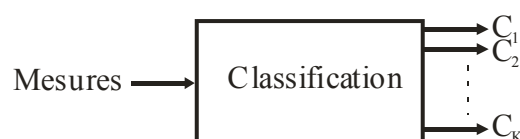


Figure 31. Représentation schématique d'un classifieur

Il existe deux catégories de méthodes de classification : les méthodes supervisées et les méthodes non supervisées [ZHA 00], [RAU 01]. Si, pour concevoir le classifieur, on dispose de données (observations) labellisées (dont la classe d'appartenance est connue), on parlera de classification supervisée, sinon on parlera de classification non supervisée. Par la suite, on ne considérera qu'une méthode supervisée.

Ce paragraphe présente une approche de classification sans modèle utilisant la connaissance d'une base de données des événements de référence constituée par expertise [AKN 00]. Cette approche est conçue en deux étapes :

- La génération d'une base de données des événements de référence.
- L'utilisation de la base de données pour la classification.

5.3.2.4.1 Génération d'une base de données

Le principe mis en œuvre consiste à décomposer les événements de référence, par un banc de filtres de L canaux, en L composantes puis d'appliquer la méthode de détection DCS sur chaque composante. Ces composantes sont soumises ensuite à une procédure de fenêtrage qui consiste à associer la valeur 1 aux résultats de détection t_c s'ils sont compris dans un intervalle prédéterminé $[t_r - a, t_r + a]$ et d'associer la valeur 0 dans les autres cas. Nous notons D_i le résultat binaire résultant de chaque composante :

$$\begin{aligned} D_i &= 1 \text{ si } t_c \in [t_r - a, t_r + a] \\ D_i &= 0 \text{ sinon} \end{aligned} \quad (59)$$

avec $1 < i < L$.

La figure suivante montre une représentation détaillée d'un générateur d'une base de données des événements de référence.

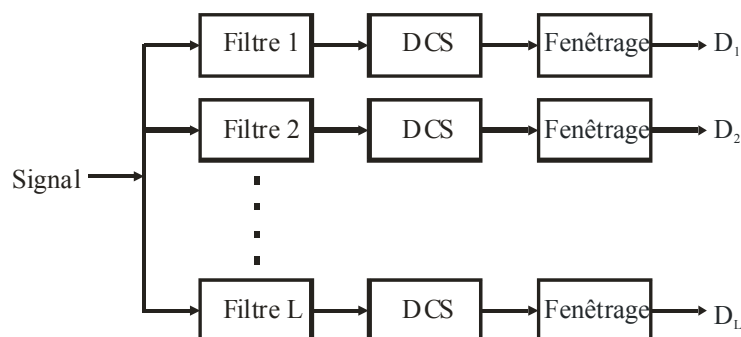


Figure 32. Générateur d'une base de données des événements de référence

Pour avoir une probabilité (des 1 et 0) de la base de données d'un événement de référence, cette procédure sera appliquée à un signal aléatoire qui se régénère à chaque itération. La procédure est répétée un nombre défini d'itérations n .

$$P[D] = \frac{\sum_{j=1}^n D_j}{n} \quad (60)$$

avec n est le nombre d'itérations.

Le tableau suivant représente les résultats obtenus pour 4 signaux synthétiques $S1$, $S2$, $S3$ et $S4$, filtrés par un banc de filtres de 8 canaux $B1$, ..., $B8$, pour un nombre de 50 itérations.

Fenêtre= ± 15	Fréquences de coupure	S1	S2	S3	S4
B1	[0.1 0.2]	0.86	0.76	0.98	0.74
B2	[0.2 0.25]	0	0.2	0.02	0.54
B3	[0.25 0.3]	0.72	0.06	0.04	0.74
B4	[0.3 0.35]	0.58	0.96	0.98	0.92
B5	[0.35 0.4]	0.86	0.66	0.72	0.7
B6	[0.4 0.45]	0	0.52	0.6	0.04
B7	[0.45 0.5]	0.92	0.86	0.04	0.84
B8	[0.5 0.55]	0.14	0.72	0.2	0.88

Tableau 14 Probabilités $P[D]$ obtenues pour 50 itérations

Les résultats ainsi obtenus sont soumis à une procédure de seuillage qui consiste à associer la valeur 1 au résultat R_i ($i \in \{1 \dots L\}$), si la probabilité est supérieure à 0.6 et à associer la valeur 0 si la probabilité est inférieure à 0.2 et à éliminer les filtres correspondant dans les autres cas :

$$R_i = 1 \text{ si } P[D] > 0.6$$

$$R_i = 0 \text{ si } P[D] < 0.2 \quad (61)$$

rejection des filtres sinon

Le tableau suivant représente les résultats obtenus après la procédure de seuillage/réjection :

Fenêtre= ± 15	S1	S2	S3	S4	Bandes de filtres à rejeter
B1	1	1	1	1	
B2	0	0	0	X	B2
B3	1	0	0	1	
B4	X	1	1	1	B4
B5	1	1	1	1	
B6	0	X	1	0	B6
B7	1	1	0	1	
B8	0	1	0	1	

Tableau 15. Signature binaire R_i obtenue pour 50 itérations.

Les filtres dont l'une des probabilités obtenues avec les différents signaux est dans l'intervalle $[0.2, 0.6]$, comme les filtres $B2$, $B4$ et $B6$, n'apportent aucune information précise pour la

classification et pour cela ils seront éliminés. Le tableau précédent sera simplifié par le tableau suivant :

Fenêtre=±15	S1	S2	S3	S4
B1	1	1	1	1
B3	1	0	0	1
B5	1	1	1	1
B7	1	1	0	1
B8	0	1	0	1

Tableau 16. Signature binaire R_i obtenue après la réjection des filtres

5.3.2.4.2 Classification des événements

Le principe de la procédure de classification est similaire à celui de la génération, il consiste à décomposer les événements par un banc de filtres en composantes, puis à appliquer la procédure de détection/seuillage sur chaque composante. Ensuite le vecteur de données résultant sera comparé, à l'aide de la distance de Hamming [SPA 91], aux données de référence pour aboutir à la classification de l'événement à analyser. La distance de Hamming permet de quantifier la différence entre deux séquences de symboles de même longueur. Dans le cas des symboles binaires et pour deux vecteurs a et b de longueur n , on peut alors

$$\text{écrire: } d(a,b) = \sum_{i=0}^{n-1} (a_i \oplus b_i) \quad (62)$$

La figure suivante montre le schéma bloc du classifieur.

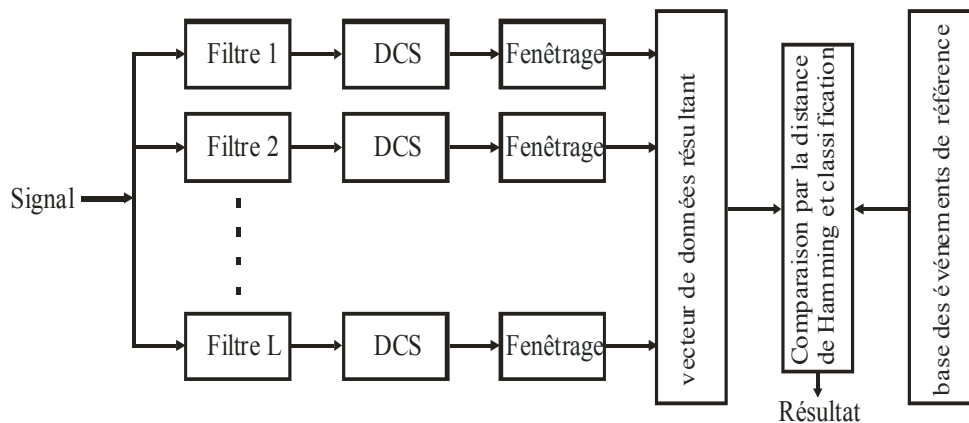


Figure 33. Classification d'un nouvel événement

Pour valider l'algorithme, les mêmes signaux utilisés pour générer la base de données de référence sont testés pour être classifiés. Chaque signal est régénéré pour 50 itérations et la probabilité de similarité, après la comparaison avec les signaux, est calculée. Les résultats obtenus sont listés dans la matrice de confusion (tableau suivant), cette matrice montre que les hautes probabilités sont distribuées suivant la diagonale de la matrice.

Fenêtre= ± 15 Itérations=50	S1	S2	S3	S4
S1	0.91	0	0.01	0.06
S2	0	0.97	0.02	0
S3	0.08	0.02	0.95	0
S4	0	0	0	0.99

Tableau 17. *Matrice de confusion*

Cette méthode a été validée en utilisant plusieurs signaux ayant les mêmes caractéristiques, c'est-à-dire générés de la même source aléatoire et filtrés par le même banc de filtres. Selon la matrice de confusion, ces signaux sont classés approximativement suivant les classes d'appartenance prévues.

5.3.3 Application sur le TECP

Ce paragraphe est consacré à la présentation des résultats obtenus en appliquant l'approche proposée sur un simulateur d'une installation pilote de l'industrie chimique (Tennessee Eastman Challenge Process, *TECP*) conçue par *Eastman Company* [DOW 93]. Les signaux analysés représentent des perturbations pouvant affecter ce type de procédés.

5.3.3.1 Description du Tennessee Eastman Challenge Process

Le simulateur du processus chimique Tennessee Eastman Challenge Process (*TECP*) [DOW 93], considéré comme une installation pilote de l'industrie chimique conçue par Eastman Company, est largement utilisé par la communauté scientifique pour évaluer les performances des algorithmes de commande et de diagnostic [LEC 05], [ZER 07]. Dans ce cadre, ce processus représente une opportunité pour mettre au point et évaluer les approches proposées dans cette thèse.

Le *TECP* est un réacteur chimique multivariable non linéaire, de grande dimension et instable en boucle ouverte. Ce processus fournit les produits chimiques finis *G* et *H* à partir de quatre réactifs *A*, *C*, *D* et *E*. L'installation possède 7 modes opératoires, 41 variables mesurées et 12 variables manipulées. Il existe en plus 20 perturbations *IDV1* à *IDV20* qui peuvent être simulées pour perturber le fonctionnement [DOW 93]. Le *TECP* offre une opportunité pour les études qui concernent la commande, la détection et le diagnostic des défauts. Dans notre travail, les signaux *TECP* utilisés sont des signaux qui sont générés, avec une période d'échantillonnage de 60 secondes, en utilisant un contrôleur robuste adaptatif et multivariable (4 entrées et 4 sorties). La commande proposée a été réalisée et validée au laboratoire *GREAH* [LEC 05], [ZER 07]. Elle est basée sur les réseaux de neurones

artificiels, pour régler la température ($Y1$), la pression dans le réacteur ($Y2$), les niveaux dans le séparateur ($Y3$) et le purificateur ($Y4$).

Pour cet objectif, le contrôleur contrôle la vanne du purge (U_1), la vanne d'entrée du purificateur (U_2), la vanne du condensateur CW (U_3) et la vanne du réacteur CW (U_4). Le diagramme schématisant le processus est illustré dans la figure suivante (les lignes continues représentent les mesures et les lignes pointillées représentent la commande des actionneurs).

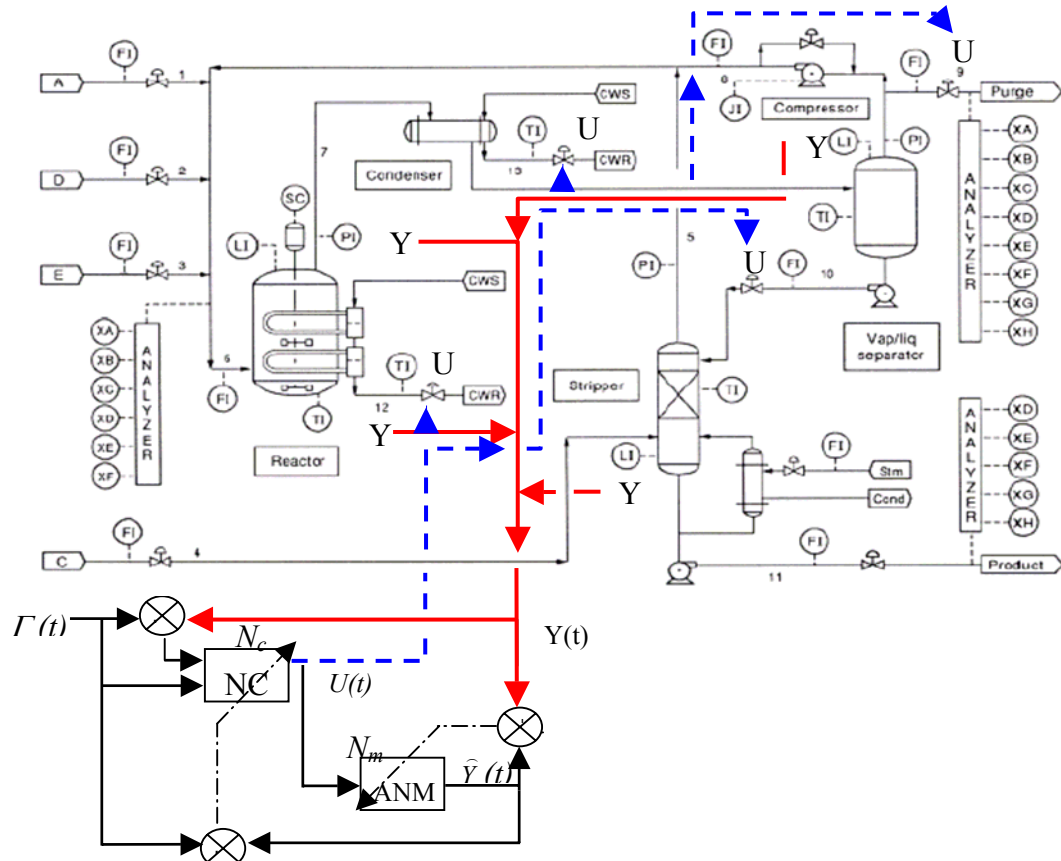


Figure 34. Schéma de principe du Tennessee Eastman Challenge Process et son système de commande robuste et adaptatif. [ZER 07]

La commande neuronale adaptative robuste stabilise le système dans un mode donné, permet de changer de mode opératoire et compense 17 perturbations parmi les 20 qui peuvent être simulées. Le tableau suivant résume les perturbations pouvant affecter le système.

Désignation	Nature de la perturbation	Type de Perturbation
IDV(1)	Rapport d'alimentation A/C, composition de B	Echelon
IDV(2)	Compositions de B, rapport A/C constant	Echelon
IDV(3)	Température d'alimentation de D	Echelon
IDV(4)	Température du circuit de refroidissement du réacteur	Echelon
IDV(5)	Température du circuit de refroidissement du Condenseur	Echelon
IDV(6)	Perte d'alimentation de A	Echelon
IDV(7)	Perte de la pression dans l'alimentation de C.	Echelon
IDV(8)	Compositions de A, B, et C	Aléatoire
IDV(9)	Température d'alimentation de D	Aléatoire
IDV(10)	Température d'alimentation de C	Aléatoire
IDV(11)	Température du circuit de refroidissement du réacteur	Aléatoire
IDV(12)	Température du circuit de refroidissement du Condenseur	Aléatoire
IDV(13)	Vitesse de réaction	Dérive lente
IDV(14)	Vanne de refroidissement du réacteur	Blocage
IDV(15)	Vanne de refroidissement du condenseur	Blocage
IDV(16) -- (20)	Inconnu pour l'utilisateur du simulateur	/

Tableau 18. *Perturbations du TECP*

5.3.3.2 Résultats obtenus sur le TECP

Dans ce paragraphe, on présente les résultats de détection obtenus avec une combinaison d'un banc de filtres dérivé d'un paquet d'ondelettes et le test de la somme cumulée dynamique *DCS*. L'ondelette utilisé est le « *db3* », l'objectif étant de caractériser les paramètres du signal afin de détecter un changement fréquentiel ou énergétique. La figure suivante illustre les résultats de notre méthode pour détecter les changements provoqués par la perturbation *IDV2*.

Le signal « Température du réacteur » (figure suivante) est décomposé en trois composantes par un banc de filtres dérivé du paquet d'ondelettes « *db3* ». A l'instant $t_r = 600$ minutes, la perturbation *IDV2* modifie le comportement dynamique du système. La fonction de détection appliquée sur les 3 composantes (figure 35 f, g, h) peut être comparée à la fonction de détection appliquée directement sur le signal de température du réacteur (figure 35 b). Le résultat de la détection est considérablement amélioré par l'utilisation du banc de filtres comme un pré-processeur.

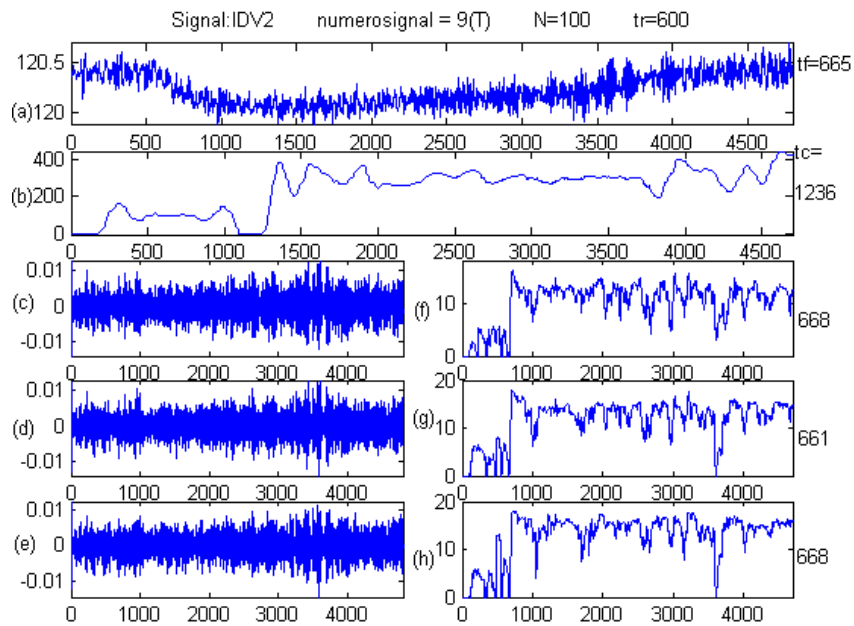


Figure 35. Analyse de la perturbation IDV2 de $t=600$ à $t=2400$ minutes
 (a) Température du réacteur ($^{\circ}\text{C}$), (b) Application directe de la DCS sur le signal d'origine
 (c, d, e) Décomposition par filtres dérivés du paquet d'ondelettes de «db3 »
 (f, g, h) Fonction de détection appliquée sur les signaux filtrés (c, d, e)

Classification et identification des événements

Pour classer les événements du *TECP* en classes d'appartenance, uniquement les signaux enregistrés pression, température et niveau numérotés respectivement 7, 9 et 15 seront analysés pour extraire la base de données de référence correspondante. La figure suivante illustre une représentation schématique du classifieur.



Figure 36. Représentation schématique d'un classifieur

Ce classifieur consiste à décomposer les signaux enregistrés, par un banc de filtres de 16 canaux $[B1, \dots, B16]$, en 16 composantes puis d'appliquer la méthode de détection *DCS* sur chaque composante. Le manque d'une base de données réelles contenant des informations a priori sur les hypothèses et ayant une probabilité déterminée, nous a amené à éliminer les étapes de seuillage et du rejet des bandes de filtres et à utiliser les signaux *TECP* comme base de données des événements de référence. Pour fournir une réponse au problème posé, les

signaux TECP seront classés en classes d'appartenance selon la perturbation qui les affecte (*IDV3*, *IDV4*, *IDV8*, *IDV9*, ...)

Le tableau suivant représente les résultats obtenus pour quelques signaux issus du *TECP*. Pour chaque signal, la perturbation ainsi que la nature du signal sont indiquées. Ainsi, *IDV3-7* signifie que la perturbation « Echelon sur la température d'alimentation de *D* » est appliquée et que la pression du réacteur est mesurée.

Fenêtre=±80	Fréquences de coupure	IDV3-7	IDV3-9	IDV3-15	IDV4-7	IDV4-9	IDV4-15	IDV8-7	IDV8-9	IDV8-15
B1	0.01-0.025	673	3701	114	4811	5627	5019	1929	822	2058
B2	0.025-0.05	4599	4601	2282	5016	602	2414	1721	2539	947
B3	0.05-0.075	4597	4598	3900	4919	603	1679	1332	2558	376
B4	0.075-0.1	126	128	2308	606	602	3076	118	3868	3076
B5	0.1-0.125	4443	4444	2413	605	5627	2394	1428	974	2393
B6	0.3-0.325	4120	1496	2131	5628	601	2131	504	284	2131
B7	0.325-0.35	402	1908	2780	5629	601	5236	489	1920	2780
B8	0.35-0.375	2304	3779	577	5629	601	5278	2302	2336	680
B9	0.375-0.4	4111	4413	1026	5629	601	1023	2386	2336	1023
B10	0.625-0.65	1917	680	2180	5639	5626	2180	1917	680	2180
B11	0.675-0.7	832	478	3737	5638	5626	3737	832	478	3737
B12	0.7-0.725	4670	668	4089	5644	5626	4089	1715	669	4089
B13	0.725-0.75	4058	665	550	5641	5626	550	4058	665	550
B14	0.75-0.775	1064	4147	2162	5641	5626	2162	4597	4147	2162
B15	0.775-0.8	2153	670	3854	5641	5626	3854	4205	674	3854
B16	0.8-0.825	900	1464	3806	5638	5626	3806	3613	1464	3806

Tableau 19. Résultats obtenus après la décomposition / détection.

Ensuite, ces composantes subissent une procédure de fenêtrage qui consiste à associer la valeur I aux résultats de détection t_c s'ils sont compris dans l'intervalle $[t_r - 80, t_r + 80]$ et d'associer la valeur 0 dans les autres cas. Notons que le vrai instant de changement des signaux utilisés est $t_r = 600$ UT.

Le tableau suivant représente les résultats obtenus après la procédure de fenêtrage pour quelques signaux issus du *TECP*.

Fréquences de coupure	IDV 3-7	IDV 3-9	IDV 3-15	IDV 4-7	IDV 4-9	IDV 4-15	IDV 8-7	IDV 8-9	IDV 8-15	IDV 9-7	IDV 9-9	IDV 9-15	IDV 16-7	IDV1 6-9	IDV1 6-15
0.01-0.025	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
0.025-0.05	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0.05-0.075	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0.075-0.1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0.1-0.125	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0.3-0.325	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0.325-0.35	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0.35-0.375	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1
0.375-0.4	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0.625-0.65	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
0.675-0.7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0.7-0.725	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
0.725-0.75	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
0.75-0.775	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0.775-0.8	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
0.8-0.825	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 20. Résultats obtenus après la procédure de seuillage.

Les vecteurs 'base de données de référence' sont obtenus en concaténant les vecteurs IDV_{i-7} , IDV_{i-9} et IDV_{i-15} pour chaque signal. La signature de chaque perturbation correspond donc à un mot binaire de 6 octets (48 éléments binaires, en supposant qu'aucun canal n'est éliminé à cause de rejet) (tableau suivant).

	IDV3	IDV4	IDV8	IDV9	IDV16	IDV18
Pression	1	0	0	0	1	1
	0	0	0	0	0	1
	0	0	0	0	0	1
	0	1	0	0	0	1
	0	1	0	0	0	1
	0	0	1	0	0	0
	0	0	0	0	0	1
	0	0	0	0	0	1
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
Température	0	0	0	0	0	1
	0	1	0	0	0	0
	0	1	0	0	0	1
	0	1	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	1
	0	1	0	0	0	0
	0	1	0	0	0	1
	0	1	0	0	0	1
	1	0	1	1	1	1
	0	0	0	0	0	1
	1	0	1	1	1	1
	1	0	1	1	1	1
	0	0	0	1	0	1
	1	0	1	1	1	1
	0	0	0	0	0	0
Niveau	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	1	0	1	1	1	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	0	0	
0	0	0	0	0	0	
0	0	0	0	0	0	

Tableau 21. Base de données obtenue après la procédure de concaténation.

Après l'obtention de la base de données, la classification d'un événement consiste à décomposer les signatures du signal par le même banc de filtres, puis à appliquer la procédure de détection/fenêtrage sur chaque composante. Le vecteur de données résultant sera ensuite comparé, à l'aide de la distance de Hamming, aux données de référence pour faire correspondre l'événement à la classe à laquelle il appartient ($C1=IDV1$, $C2=IDV2$, $C3=IDV3, \dots$). Le classement est effectué selon la distance de Hamming minimale entre l'événement à classer et les signaux de référence.

Pour quelques signaux *TECP* utilisés, les résultats obtenus sont listés dans la matrice de classification suivante.

Signature du Signal TECP	Classe C3 IDV3	Classe C4 IDV4	Classe C8 IDV8	Classe C9 IDV9	Classe C16 IDV16	Classe C18 IDV18	Classe d'appartenance
IDV3	0	15	2	2	0	15	C3/ C16= IDV3/ IDV16
IDV4	15	0	15	15	15	16	C4=IDV4
IDV8	2	15	0	2	2	17	C8=IDV8
IDV9	2	15	2	0	2	15	C9=IDV9
IDV16	0	15	2	2	0	15	C3/ C16= IDV3/ IDV16
IDV18	15	16	17	15	15	0	C18=IDV18

Tableau 22. Matrice de classification

Le processus de classification des signaux issus du *TECP*, qui sont déjà enregistrés et présentant une signature constante, rend le problème de classification simple. La majorité de signaux sont classés correctement sauf les signaux *IDV3* et *IDV16*, qui doivent être classés en classes *C3* et *C16* respectivement, sont classés en même classe *C3/C16* et par suite on ne peut pas discriminer entre ces deux différentes perturbations.

Pour améliorer le processus de classification, Il conviendrait sans doute d'acquérir davantage des signaux réels permettant une détection et un diagnostic en temps réel avec une bonne performance.

Les signaux de test utilisés dans le tableau 21 et ceux qui ont servi à générer la base d'événements de référence sont exactement les mêmes. Pour montrer que la méthode classe correctement de nouveaux signaux, on a changé la date d'apparition des perturbations du signal *IDV3* et *IDV4* (400 au lieu de 600). Le tableau 23 représente les signatures obtenues avec les nouveaux signaux mesurés correspondants aux perturbations *IDV3'* et *IDV4'*.

Fréquences de coupure	IDV3-7'	IDV3-9'	IDV3-15'	IDV4-7'	IDV4-9'	IDV4-15'
0.01-0.025	1	0	0	0	0	1
0.025-0.05	0	0	0	0	1	0
0.05-0.075	0	0	0	0	1	0
0.075-0.1	0	0	0	1	1	0
0.1-0.125	0	0	0	1	0	0
0.3-0.325	0	0	0	0	1	0
0.325-0.35	0	0	0	0	1	0
0.35-0.375	0	0	1	0	1	0
0.375-0.4	0	0	0	0	1	0
0.625-0.65	0	1	0	0	0	0
0.675-0.7	0	0	0	0	0	0
0.7-0.725	0	1	0	0	0	0
0.725-0.75	0	1	1	0	0	1
0.75-0.775	0	0	0	0	0	0
0.775-0.8	0	1	0	0	0	0
0.8-0.825	1	0	0	0	0	0

Tableau 23. Résultats obtenus après la procédure de seuillage pour les signaux changés *IDV3'* et *IDV4'*.

Après la concaténation des vecteurs *IDV'* listés dans le tableau 23 pour les signaux *IDV3'* et *IDV4'*, le tableau suivant représente les signatures obtenues.

	IDV3'	IDV4'	IDV8	IDV9	IDV16	IDV18
Pression 7	1	0	0	0	1	1
	0	0	0	0	0	1
	0	0	0	0	0	1
	0	1	0	0	0	1
	0	1	0	0	0	1
	0	0	1	0	0	0
	0	0	0	0	0	1
	0	0	0	0	0	1
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	1	0	0	0	0	0
Température 9	0	0	0	0	0	1
	0	1	0	0	0	0
	0	1	0	0	0	1
	0	1	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	1
	0	1	0	0	0	0
	0	1	0	0	0	1
	0	1	0	0	0	1
	1	0	1	1	1	1
	0	0	0	0	0	1
	1	0	1	1	1	1
	1	0	1	1	1	1
	0	0	0	1	0	1
	1	0	1	1	1	1
	0	0	0	0	0	0
Niveau 15	0	1	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	1	0	1	1	1	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	1	1	1	1	1	1
	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0

Tableau 24. Base de données obtenue après la procédure de concaténation pour les signaux changés $IDV3'$ et $IDV4'$

Les résultats de classification, selon la distance de Hamming minimale entre les événements à classer $IDV3'$ et $IDV4'$ et les signaux de référence, sont listés dans la matrice de classification suivante.

Signature du Signal TECP	Classe C3 IDV3	Classe C4 IDV4	Classe C8 IDV8	Classe C9 IDV9	Classe C16 IDV16	Classe C18 IDV18	Classe d'appartenance
IDV3'	1	17	3	3	1	16	C3/ C16= IDV3/ IDV16
IDV4'	17	1	16	16	16	17	C4=IDV4

Tableau 25. Matrice de classification pour les signaux changés IDV3' et IDV4'

5.3.4 Conclusions et perspectives

L'approche proposée combine un banc de filtres dérivé d'un paquet d'ondelettes et le test de la somme cumulée dynamique *DCS* pour caractériser les paramètres du signal afin de détecter un changement fréquentiel ou énergétique.

Après la phase de détection et pour obtenir un seul instant de changement pour plusieurs instants de détection correspondants aux différentes composantes du signal, nous avons utilisé une technique de fusion. Une analyse des paramètres influents tels que la largeur de la fenêtre et une comparaison entre les différentes méthodes est faite dans le but de préciser la commodité de chaque méthode pour différents types de signaux.

Finalement, nous avons proposé une méthode de classification dont le but est d'aboutir à un diagnostic fiable.

Cette approche a été appliquée sur un réacteur chimique afin de détecter et diagnostiquer les défauts correspondant à des perturbations.

A la suite de ce travail, plusieurs directions de recherche, nous semblent intéressantes à poursuivre.

Sur le plan méthodologique, une analyse plus approfondie des paramètres influents tels que la largeur de la fenêtre, l'ordre du filtre, le seuil de détection, le type de l'ondelette analysante, etc, devra être réalisée. En particulier la largeur de la fenêtre pourra être adaptée afin de minimiser les erreurs d'estimation.

Sur le plan pratique, la technique proposée sera comparée avec d'autres techniques de la littérature sur des signaux réels provenant d'autres domaines tels que : l'aéronautique, l'aérospatial et l'automobile.

5.4 CONTRIBUTION AU FILTRAGE ROBUSTE AUX MÉCONNAISSANCES DE MODELES ET AUX PERTES DE MESURES

De nombreuses méthodes de diagnostic à base de modèle utilisent l'approche par estimation d'état [FRA 94]. Une bonne estimation de l'état permet d'aboutir à un diagnostic fiable de défaillances surtout liées aux capteurs. Ceci nécessite une bonne connaissance du modèle du système étudié ainsi qu'un certain nombre de mesures. Une raison pour laquelle, dans cette contribution, nous sommes partis à proposer des techniques de filtrage robuste aux méconnaissances de modèle ainsi qu'aux pertes de mesures. On a procédé de la manière suivante :

- Analyse de la qualité d'estimation en fonction de pertes de capteurs,
- Proposition d'une nouvelle approche d'estimation d'état en présence d'entrées inconnues

5.4.1 Analyse de la qualité d'estimation en fonction de pertes de capteurs

Le processus de mesures joue un rôle fondamental pour la reconstruction de l'état. Notre objectif dans ce paragraphe est, dans un premier temps, de proposer dans un cadre non linéaire un nouveau critère d'évaluation de la dégradation de la qualité d'estimation provoquée par une perte de capteur(s). Dans un deuxième temps, cet outil est exploité afin de synthétiser un dispositif d'estimation d'état, c'est-à-dire un ensemble formé d'un reconstruteur d'état en adéquation avec le problème considéré et d'un réseau de capteurs avec redondance matérielle.

5.4.1.1 Proposition d'un nouveau critère d'évaluation

Les conditions d'observabilité ne fournissent aucune information sur la qualité d'estimation. Des critères variés ont été proposés pour cet objectif, parmi lesquels on cite : la variance d'erreur d'estimation et le grammien d'observabilité [ARB 82].

Variance d'erreur d'estimation :

On appelle variance d'un filtre la norme euclidienne de l'erreur d'estimation $\tilde{y}(k)$ de sa sortie : $V(k) = \|\tilde{y}(k)\|^2$. Lorsque l'on souhaite exprimer la variance indépendamment du temps, on considère la moyenne de $V(k)$ sur la longueur de la simulation, notée L :

$$V = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L V(k) \quad (63)$$

Ainsi, l'écart-type expérimental, également qualifié d'erreur *RMS* (Root Mean Square) est tel que :

$$\Sigma = \sqrt{V} = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \|z_k - \hat{z}_k\|^2} \quad (64)$$

où z représente soit l'état (état accessible), soit les mesures.

D'une manière générale, plus V est faible, meilleure est la qualité d'estimation. Pratiquement, le *RMS* peut se faire sur plusieurs simulations (S simulations par exemple) et sera défini tel que :

$$\Sigma = \sqrt{V} = \sqrt{\frac{1}{S} \sum_{i=1}^S (\Sigma^{(i)})^2} = \sqrt{\frac{1}{S} \sum_{i=1}^S V^{(i)}} \quad (65)$$

ou

$$\Sigma = \sqrt{V} = \sqrt{\frac{1}{S} \sum_{i=1}^S \left(\frac{1}{L_i} \sum_{i=1}^{L_i} \|z_k^{(i)} - \hat{z}_k^{(i)}\|^2 \right)} \quad (66)$$

où $z_k^{(i)}$ et $\hat{z}_k^{(i)}$ représentent la grandeur z (état ou mesure) et son estimée à l'instant k lors de la $i^{\text{ème}}$ expérience, de durée L_i .

Dans le cas particulier où les S simulations réalisées sont de même durée, on peut définir une erreur *RMS* (ou une variance expérimentale) temporelle en calculant à chaque instant k la grandeur suivante :

$$\Sigma_k = \sqrt{V_k} = \sqrt{\frac{1}{S} \sum_{i=1}^S \|z_k^{(i)} - \hat{z}_k^{(i)}\|^2} \quad (67)$$

Il est alors facile de montrer que la relation (66) devient :

$$\Sigma = \sqrt{V} = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=1}^S \Sigma_k^2} = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=1}^S V_k} \quad (68)$$

Grammien d'observabilité :

Dans le cas d'un système linéaire stationnaire à temps discret, le grammien d'observabilité est défini par :

$$\mathcal{W} = H^T H + F^T H^T H F + \dots + (F^T)^{p-1} H^T H F^{p-1} \quad (69)$$

où F et H sont respectivement les matrices d'état et d'observation du système considéré.

Cette matrice peut s'interpréter en termes d'énergie transmise d'un état d'énergie unitaire (c'est-à-dire de norme euclidienne égale à 1) vers ses mesures. En particulier, la plus petite des valeurs propres du grammien d'observabilité, notée ρ et calculée comme suit :

$$\rho = \lambda_{\min}(\mathcal{W}) \quad (70)$$

représente l'énergie minimale transmise de l'état vers les observations. Comme par définition, \mathcal{W} est semi-définie positive, alors toutes ses valeurs propres sont positives ou

nulles : physiquement, ce résultat s'interprète comme un transfert d'énergie des états vers les mesures. Donc, afin d'avoir une estimation de bonne qualité, il est souhaité que cette transmission d'énergie soit la plus importante possible, ce qui signifie d'accroître la proportion de signal utile par rapport au bruit de mesure. Ainsi, une analyse quantitative de l'observabilité se résume au calcul de ρ : plus cette valeur est élevée, meilleure est la qualité d'estimation. A noter que, comme le souligne Georges dans [GEO 95], la maximisation de ρ est équivalente à la minimisation de r où :

$$r = \lambda_{\max}(\mathcal{W}^{-1}) \quad (71_a)$$

Ce critère est le dual de celui d'une analyse quantitative de la commandabilité d'un système [GEO 95], [STA 02]. Cette formulation n'est toutefois utilisable que si \mathcal{W} est de rang plein, c'est-à-dire que l'intégralité des variables d'état est observable. Par la suite, dans le but de disposer d'un critère ayant une orientation d'échelle identique à celle de la variance expérimentale (faible valeur = bonne qualité), celui-ci se basera sur le calcul de r que l'on définit comme étant l'inverse du ρ introduit dans (70) :

$$r = [\lambda_{\min}(\mathcal{W})]^{-1} \quad (71_b)$$

Cette formulation évite les problèmes d'inversion du grammien, notamment dans le cas d'une mauvaise observabilité.

L'emploi du grammien d'observabilité s'avère donc être une approche judicieuse pour évaluer la dégradation de la qualité d'estimation provoquée par une perte de capteur(s). Toutefois, le lecteur aura conservé à l'esprit que cet outil n'est théoriquement utilisable que dans un cadre linéaire à temps invariant. Du fait qu'a priori, les systèmes considérés sont de type non linéaire, nous proposons de remplacer r par la moyenne de cette grandeur évaluée sur un nombre S de simulations, chacune de ces expériences étant d'une durée L_i :

$$r = \frac{1}{S} \sum_{i=1}^S \left(\frac{1}{L_i} \sum_{k=1}^{L_i} r_k^{(i)} \right) \quad (72)$$

où $r_k^{(i)}$ est l'inverse de la plus petite des valeurs propres du grammien d'observabilité $\mathcal{W}_k^{(i)}$, calculé à l'instant k ($1 \leq k \leq L_i$) lors de la $i^{\text{ème}}$ simulation ($1 \leq i \leq S$). $r_k^{(i)}$ est obtenue en résolvant l'équation de Lyapunov suivante :

$$(F_k^{(i)})^T \mathcal{W}_k^{(i)} F_k^{(i)} + (H_k^{(i)})^T H_k^{(i)} = \mathcal{W}_k^{(i)} \quad (73)$$

où $F_k^{(i)}$ et $H_k^{(i)}$ sont les jacobiens des fonctions d'état f_k et de mesure h_k calculés autour de l'état $\hat{x}_k^{(i)}$ estimé par le filtre utilisé aux instant et numéro de simulation correspondants :

$$F_k^{(i)} = \left. \frac{\partial f_k}{\partial X_k} \right|_{X_k = \hat{x}_k^{(i)}}, \quad H_k^{(i)} = \left. \frac{\partial h_k}{\partial X_k} \right|_{X_k = \hat{x}_k^{(i)}} \quad (74)$$

Nouveau critère d'évaluation :

Soit C_I l'ensemble de capteurs constituant le processus de mesures. Les deux critères précédents peuvent être calculés pour C_I ainsi que pour n'importe quel sous ensemble de C_I pour lequel le système reste observable. En effet, soit \tilde{h} un sous ensemble de capteurs supposé éliminés du processus de mesures placé sur le système. Un moyen simple de quantifier la dégradation de la qualité d'estimation provoquée par la non prise en compte des informations issues de \tilde{h} est de calculer le ratio $r(\tilde{h})/r(\phi)$ (resp. $V(\tilde{h})/V(\phi)$), où :

- $r(\tilde{h})$ (resp. $V(\tilde{h})$) est la valeur de r (resp. V) obtenue via l'utilisation de l'ensemble des capteurs disponibles exceptés ceux inclus dans \tilde{h} ,
- $r(\phi)$ (resp. $V(\phi)$) est la valeur de r (resp. V) obtenue via l'utilisation de l'intégralité des capteurs disponibles (ϕ décrit l'ensemble vide).

Plus ce ratio est important, plus la dégradation de la qualité d'estimation associée à la perte de \tilde{h} est sévère.

Pour tenir compte de deux ratios précédents à la fois, on propose le nouveau critère $\mu(\tilde{h})$ tel que :

$$\mu(\tilde{h}) = p(\tilde{h}) \frac{V(\tilde{h})}{V(\phi)} + (1-p(\tilde{h})) \frac{r(\tilde{h})}{r(\phi)} \quad (75)$$

où, $0 \leq p(\tilde{h}) \leq 1$ est un paramètre à régler, potentiellement fonction des capteurs perdus \tilde{h} . Ce poids permet de donner plus ou moins d'importance aux évaluations de la qualité d'estimation à partir de la variance et du grammien d'observabilité. Il peut être calculé tel que :

$$p(\tilde{h}) = \frac{\frac{\sigma_r(\tilde{h})}{\sigma_r(\phi)}}{\frac{\sigma_r(\tilde{h})}{\sigma_r(\phi)} + \frac{\sigma_V(\tilde{h})}{\sigma_V(\phi)}} \quad (76)$$

où,

$$\begin{aligned} \sigma_V(\tilde{h}) &= \sqrt{\frac{1}{S} \sum_{i=1}^S (V^{(i)}(\tilde{h}) - V(\tilde{h}))^2}, & \sigma_V(\phi) &= \sqrt{\frac{1}{S} \sum_{i=1}^S (V^{(i)}(\phi) - V(\phi))^2}, \\ \sigma_r(\tilde{h}) &= \sqrt{\frac{1}{S} \sum_{i=1}^S (r^{(i)}(\tilde{h}) - r(\tilde{h}))^2}, & \sigma_r(\phi) &= \sqrt{\frac{1}{S} \sum_{i=1}^S (r^{(i)}(\phi) - r(\phi))^2}, \end{aligned} \quad (77_a)$$

avec,

$$V(\tilde{h}) = \frac{1}{S} \sum_{i=1}^S V^{(i)}(\tilde{h}), \quad r(\tilde{h}) = \frac{1}{S} \sum_{i=1}^S r^{(i)}(\tilde{h}) \quad (77_b)$$

Ainsi, plus $\mu(\tilde{h})$ est grand, plus la dégradation de la qualité d'estimation provoquée par la perte de \tilde{h} est sévère.

5.4.1.2 Synthèse d'un dispositif d'estimation non-linéaire

Considérons un système dont un modèle sous forme de représentation d'état non linéaire à temps discret est disponible. Ce système est instrumenté par des actionneurs et des capteurs selon un schéma déjà établi. L'objectif visé est de mettre en œuvre un dispositif d'estimation d'état, c'est-à-dire un ensemble constitué :

- d'un estimateur d'état adapté au processus non linéaire considéré et convenablement réglé,
- d'un réseau de capteurs comprenant :
 - l'ensemble du dispositif de mesure initialement disponible,
 - un certain nombre de capteurs redondants (à déterminer),
 - un mécanisme de sélection des capteurs utilisés par le filtre, dont le fonctionnement est régi par une liste de capteurs défectueux fournis par un algorithme de détection et d'isolation des défauts (*FDI*).

Un dispositif d'estimation d'état est donc un système se comportant dans l'idéal comme un filtre tolérant aux défauts de capteurs pour processus non linéaire. Son insertion dans une boucle de commande est illustré sur la figure suivante.

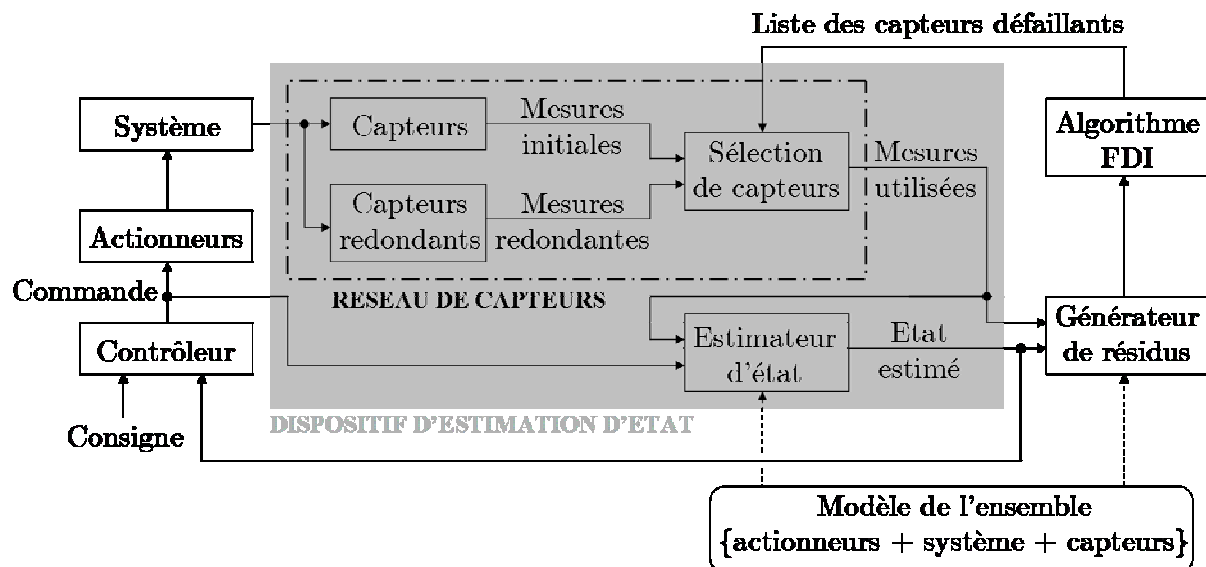


Fig. 37. Insertion d'un dispositif d'estimation d'état dans une boucle de commande

Dans ce travail, nous ne nous occupons ni de la détection ni de la localisation de défaut(s) : nous supposons en effet qu'un ensemble constitué d'un générateur de résidus et d'un algorithme *FDI* accomplit ce travail en fournissant une liste des capteurs défectueux. Ainsi, la synthèse d'un dispositif d'estimation d'état consiste à réaliser les deux tâches suivantes :

- choisir et régler le filtre non linéaire le plus adapté au processus considéré,

- synthétiser une redondance matérielle de certains capteurs, en particulier ceux dont la perte s'avérerait des plus dommageable vis-à-vis du processus d'estimation d'état.

Chacun des capteurs du dispositif initial d'instrumentation C_I ne peut subir au maximum qu'une seule redondance matérielle. En outre, nous considérons que cette opération de doublement de capteurs est soumise à des contraintes :

- d'ordre physique, ce qui est le cas lorsque certains capteurs ne peuvent être rendus redondants (manque de place, etc.),
- d'ordre économique (coût ne devant être trop élevé).

Ainsi, l'ensemble de capteurs rendus redondants sera un sous-ensemble $S_i \subseteq C_I$ tel que :

- les capteurs ne pouvant être doublés pour des raisons d'ordre physique n'apparaissent pas dans S_i ,
- le coût de la mise en oeuvre de la redondance, lequel inclue le prix des capteurs de S_i et celui lié à leur intégration (main d'œuvre, etc.) rentre dans un budget déterminé.

La conception du dispositif d'estimation d'état sous les contraintes évoquées se décompose en trois phases principales :

1. la détermination et le réglage des estimateurs non linéaires envisageables. Étant donné le système considéré et son instrumentation, il s'agit :
 - d'établir une liste des filtres a priori en adéquation avec le problème considéré. Un éventail (non exhaustif) de techniques a été utilisé tel que : le *2OEKF*, l'*IEKF* (dont l'*EKF* est un cas particulier), le *CDKF*, l'*UKF*, l'*EnKF* et le filtrage particulière;
 - de régler ces estimateurs envisagés selon des méthodes bien définies [SIR 08];
2. la réalisation de la campagne de mesures. Il s'agit, pour chaque estimateur envisagé et chaque scénario de perte de capteurs \bar{h} (y compris $\bar{h} = \emptyset$), de réaliser S expériences sur l'ensemble {processus + estimateur + capteurs utilisés} et de relever :
 - les grandeurs $r^F(\bar{h})$ et $V^F(\bar{h})$ correspondantes (définies par l'équation (77_b)),
 - les écarts-types $\sigma_r^F(\bar{h})$ et $\sigma_V^F(\bar{h})$ associés (définis par l'équation (77_a)),

où l'exposant F caractérise l'estimateur employé : $F \in \{2OEKF, IEKF, CDKF, UKF, EnKF, PF\}$. Si l'on considère par exemple cet éventail de 6 estimateurs et que l'on note N le nombre de scénarii de pertes de capteurs, alors $6 \times N \times S$ expériences sont réalisées lors de la campagne de mesures, lesquels conduisent à $6 \times N$ quadruplets $\{r^F(\bar{h}), V^F(\bar{h}), \sigma_r^F(\bar{h}), \sigma_V^F(\bar{h})\}$.

3. la synthèse du dispositif d'estimation d'état, dont le mode opératoire est décrit par l'algorithme du §5.5. Cet algorithme, initialement proposé dans [SIR 07a] puis généralisé dans [SIR 07b], n'est valable que pour la perte d'un seul capteur. Ainsi, si l'on note C_i le

capteur associé à la mesure y_i ($1 \leq i \leq n_y$, n_y désignant la dimension du vecteur d'observations), l'ensemble \mathcal{h} ne peut être que $\mathcal{h} = Ci$, $1 \leq i \leq n_y$ et $\mathcal{h} = \phi$ décrivant la configuration nominale (tous les capteurs disponibles).

Dans le but d'alléger les notations, nous posons : $V_i^F = V^F(C_i)$, $\sigma_{V_i}^F = \sigma_V^F(C_i)$, $r_i^F = r^F(C_i)$, $\sigma_{r_i}^F = \sigma_r^F(C_i)$, $p_i = p(C_i)$, $V_0^F = V^F(\phi)$, $\sigma_{V_0}^F = \sigma_V^F(\phi)$, $r_0^F = r^F(\phi)$, $\sigma_{r_0}^F = \sigma_r^F(\phi)$, $\mu_i = \mu(C_i)$.

Définition 1 : Soit \mathcal{E} un ensemble de capteurs candidats à une redondance matérielle et $\mathcal{C} \subseteq \mathcal{E}$. Le sous-ensemble \mathcal{C} est dit maximal si le coût de la mise en oeuvre de la redondance associée à \mathcal{C} rentre dans le budget alloué à la redondance et $\forall Ci \in \mathcal{E} - \mathcal{C}$, le coût la mise en oeuvre de la redondance associée à $\{\mathcal{C}, C_i\}$ excède le budget alloué.

5.4.2 Estimation d'état en présence d'entrées inconnues

La résolution d'un problème d'estimation de l'état d'un système nécessite deux choses :

- (i) de disposer d'un modèle régissant l'évolution des variables d'état,
- (ii) de mesurer de manière directe ou indirecte l'ensemble ou une partie de ces variables d'état.

Le premier point consiste à décrire de manière suffisamment représentative le comportement du système considéré sans toutefois que les équations développées ne soient trop complexes. Le modèle résultant de ce compromis n'est généralement qu'une approximation de la réalité et peut présenter des incertitudes, voire des méconnaissances. Dans le cas où la méconnaissance porte sur les entrées du modèle d'état, on parle des entrées inconnues.

Le deuxième point est quant-à-lui essentiel puisque l'information apportée par les mesures effectuées permet de compenser au moins partiellement les incertitudes propres au modèle régissant l'évolution des variables d'état. Cependant, il arrive parfois que certaines de ces mesures ne parviennent pas jusqu'à l'estimateur, soit en raison d'une indisponibilité de capteur (coupure de signaux en provenance de satellites par exemple), soit parce qu'un module annexe a détecté la défaillance d'un capteur et par conséquent décidé d'empêcher le reconstruteur d'état d'exploiter les informations en provenance de l'élément défaillant. Dans certains cas de figure, ces pertes de mesures peuvent aller jusqu'à mettre en défaut une stratégie d'estimation visant à s'affranchir ou à s'accommoder des méconnaissances de modèle.

Notre objectif par la suite est de proposer une nouvelle méthode d'estimation d'état en présence d'entrées inconnues demeurant fiable même lors de la perte de mesures. Elle consiste à développer un modèle dynamique de l'entrée inconnue de sorte que chaque composante de l'entrée inconnue présente une variance d'Allan plate. L'approche proposée est expérimentée avec succès sur une application de navigation hybridée inertie-GPS.

5.4.2.1 Position du problème

Soit un système dynamique modélisé par la représentation d'état à temps continu suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x(t), t) + w(t) + G(t)u(t) & \text{avec : } x(0) &= x_0 \\ y(t) &= h(x(t), t) + v(t) \end{aligned} \quad (78)$$

où $x \in \mathfrak{R}^{n_x}$ est le vecteur d'état, $u \in \mathfrak{R}^{n_u}$ un vecteur d'entrées inconnues, $y \in \mathfrak{R}^{n_y}$ le vecteur de mesure, $w \in \mathfrak{R}^{n_x}$ le bruit d'état et $v \in \mathfrak{R}^{n_y}$ le bruit de mesures. Les fonctions f et h sont connues et peuvent être de type linéaire ou non linéaire.

La matrice $G(t)$ est elle aussi supposée connue pour chaque instant t . Les séquences $\{v(t)\}_{t \in \mathfrak{R}^+}$ et $\{w(t)\}_{t \in \mathfrak{R}^+}$ sont considérées blanches, gaussiennes, centrées, indépendantes de l'état initial x_0 et de matrices de variances-covariances respectives $R(t)$ et $Q(t)$ connues pour chaque instant t . Nous supposons également que le système (78) non perturbé, c'est-à-dire :

$$\dot{x}(t) = f(x(t), t) \quad \text{avec : } x(0) = x_0 \quad (79)$$

est stable au sens de Lyapunov. L'objectif visé est de mettre en oeuvre un filtre fournissant à chaque instant :

- une estimée $\hat{x}(t)$ de l'état $x(t)$, l'évolution de ce dernier étant décrite par le modèle (78),
- un indicateur statistique (matrice de variance-covariance) d'erreur d'estimation de $x(t)$ par $\hat{x}(t)$ n'étant pas sous-évalué (le filtre obtenu est alors dit robuste) et étant le moins sur-évalué possible.

La première difficulté de ce problème réside en la présence de l'entrée inconnue $\{u(t)\}_{t \in \mathfrak{R}^+}$.

Une seconde difficulté apparaît avec la perte possible d'une partie ou de l'intégralité des mesures, ces indisponibilités pouvant survenir à tout moment et pour des durées *a priori* indéterminées. Tel que posé, le problème considéré s'avère complexe. Cependant, l'entrée inconnue est supposée présenter certaines propriétés. En effet, chacune des n_u composantes $u_i(t)$ ($1 \leq i \leq n_u$) de $u(t)$ est supposée :

- bornée,

- présenter un temps d'auto-corrélation minimal $\tau_{i,\min}$, c'est-à-dire que $E(u_i(t)u_i(t+\tau)) \approx 0$ pour $\tau < \tau_{i,\min}$, E représentant l'espérance mathématique. Autrement dit, $\{u(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ ne peut varier infiniment rapidement et n'est donc pas assimilable à un bruit blanc ;
- présenter un temps d'auto-corrélation maximal $\tau_{i,\max}$, c'est-à-dire que $E(u_i(t)u_i(t+\tau)) \approx 0$ pour $\tau > \tau_{i,\max}$. Autrement dit, $\{u(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ ne peut rester rigoureusement constant. A noter toutefois que si l'on cherche à estimer $x(t)$ uniquement pour $0 \leq t \leq t_{\max}$, où t_{\max} représente la "durée de la mission" (par exemple, une quinzaine d'heures pour un vol d'avion), il est alors possible de trouver une valeur $\tau_{i,\max}$ telle que les variations de $u_i(t)$ pour $t \in [0 ; t_{\max}]$ soient insignifiantes, ce qui permet de considérer l'entrée inconnue comme étant constante sur la durée de la mission.

Lorsque les mesures sont en permanence disponibles et que pour tout t : $u(t) = 0_{n_u \times 1}$, le problème est facilement résolu par un filtre de Kalman classique [KAL 60], [SIM 06] si f et h sont linéaires ou un filtre de Kalman étendu ou sans saveur [JUL 00], [SIM 06] si f et/ou h sont non linéaires.

Lorsque l'entrée inconnue $u(t)$ n'est pas nulle, il existe diverses méthodes pour s'en affranchir ou s'en accommoder, telles que les théories des filtres à entrées inconnues [HOU 98], du filtrage de Kalman proportionnel-intégral [BAS 99] ou de l'identification des caractéristiques de $\{u(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ [KWO 03]. Malheureusement, ces approches exploitent exclusivement l'information transportée par les mesures pour compenser la méconnaissance induite par l'entrée inconnue et se trouvent inefficaces en cas d'une perte de mesures. Par ailleurs, d'autres approches s'accrochent à une possible perte de mesures. Tout d'abord, nous pouvons mentionner l'estimation d'entrée généralisée [LEE 99], dont le principe est très intéressant mais se restreint à une certaine classe d'entrées inconnues, à savoir celles de la forme :

$$U(t) = D(t)\Theta \quad (80)$$

où $D(t)$ est une matrice connue à chaque instant t et Θ un vecteur de paramètres constants inconnus, estimés simultanément avec l'état. Ensuite, nous recensons la théorie des jeux (filtrage minimax) [YAE 92], dont le principe est de supposer que $\{u(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ est déterminé par un adversaire fictif ayant pour but de maximiser l'erreur d'estimation de $x(t)$ par $\hat{x}(t)$. L'inconvénient majeur de cette approche est que l'entrée inconnue se trouve alors fonction de l'état estimé, ce qui d'un point de vue physique peut paraître assez curieux. En effet, si

l'entrée inconnue représente par exemple les erreurs entachant des mesures accélérométriques et gyroscopiques comme c'est le cas dans les systèmes de navigation hybrides inertie-GPS, ces erreurs dépendent uniquement de la technologie de ces senseurs ; il est par conséquent difficilement concevable qu'elles soient fonction des performances de l'estimateur d'état.

Les limites et inconvénients affichés par chacune de ces techniques nous conduisent à envisager une autre approche pour résoudre le problème, basée sur le concept de variance d'Allan "plate".

5.4.2.2 Approche proposée

Dans ce paragraphe, nous cherchons à modéliser chacun des n_u signaux $\{u(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ constituant l'entrée inconnue de sorte qu'ils présentent une variance d'Allan "plate" sur un intervalle de temps donné. Tout d'abord, nous présentons brièvement le principe de la Variance d'Allan (VA), avant d'étudier la conception d'une Variance d'Allan "Plate" (VAP) et le modèle d'entrée inconnu résultant.

La variance d'Allan :

La VA [ALL 66] est un outil permettant de caractériser la stabilité d'un signal donné dans le temps (c'est-à-dire sa vitesse de variation). Soit $\{X(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ un signal aléatoire à temps continu. La VA V associée à $\{X(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ se calcule comme suit [BAR 71] :

$$V(\theta) = \frac{1}{2} \mathbb{E}((X(t+\theta) - X(t))^2) \quad (81)$$

où $\bar{X}(t)$ représente la moyenne de X sur $[t - \frac{\theta}{2} ; t + \frac{\theta}{2}]$ (figure suivante).

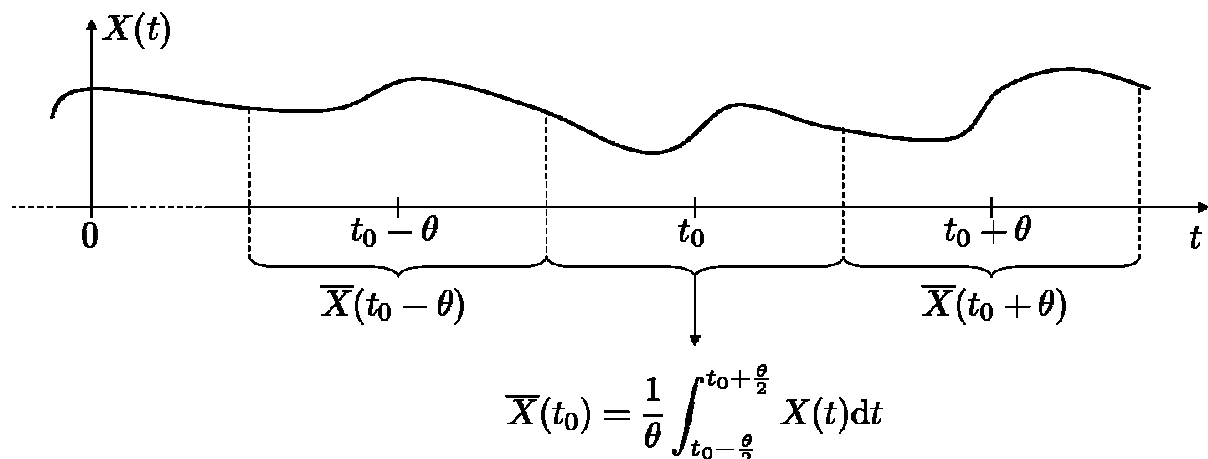


Figure 38. Principe du calcul de la variance d'Allan

En analysant la relation (81), on constate que :

- si θ est faible, alors les bruits "long-terme" (c. à d. évoluant de manière lente) n'influencent pas le calcul de $V(\theta)$ puisqu'ils varient peu sur l'intervalle $[t-\frac{\theta}{2} ; t+\frac{3\theta}{2}]$: $V(\theta)$ caractérise alors les processus "court-terme" (c. à d. évoluant de manière rapide),
- si θ est grand, alors les réalisations des bruits "court-terme" ont tendance à présenter une moyenne nulle sur les intervalles de longueur θ et par conséquent, ils n'influent plus sur le calcul de $V(\theta)$. A l'opposé, les processus "long-terme" varient suffisamment pour que leurs moyennes sur ces mêmes intervalles soient non nulles mais toutefois différentes entre deux intervalles contigus : $V(\theta)$ caractérise alors les processus "long-terme".

Pour résumer, la VA est un indicateur permettant de quantifier les différentes composantes (court, moyen, long termes) constitutives d'un signal, ce qui caractérise effectivement sa stabilité temporelle. Elle s'interprète comme ceci : une VA élevée pour un instant θ donné signifie en termes statistiques que la ressemblance entre les valeurs prises par $X(t)$ avec t quelconque et $X(t+\theta)$ est grande. Nous allons maintenant donner sans démonstration [BAR 71] pour plus de détails) les expressions de la VA de quelques signaux particuliers :

- pour un bruit blanc d'écart-type σ : $V(\theta) = \sigma^2/\theta$. Ainsi, le tracé de $V(\theta)$ en fonction de θ en échelle logarithmique donne une droite de pente -1 ;
- pour un cheminement aléatoire (bruit blanc intégré) généré par un bruit blanc d'écart-type σ : $V(\theta) = \sigma^2\theta/3$. Ainsi, le tracé de $V(\theta)$ en fonction de θ en échelle logarithmique donne une droite de pente $+1$;
- pour un processus markovien à l'ordre $1/1$ d'écart-type σ et de période d'autocorrélation τ :

$$V(\theta) = \frac{2\sigma^2}{\alpha} \left(1 - \frac{1}{2\alpha} \{ 3 - 4\exp(-\alpha) + \exp(-2\alpha) \} \right) \quad (82)$$

où $\alpha = \theta/\tau$ représente un temps réduit. La figure suivante montre l'allure en échelle logarithmique de la VA d'un processus markovien à l'ordre $1/1$ d'écart-type $\sigma = 1$ et de période d'auto-corrélation $\tau = 10s$. Sur cette figure, le déplacement de la cloche que représente cette courbe en fonction des évolutions de τ et de σ est également présentée. Nous pouvons en outre préciser que le maximum de $V(\theta)$ vaut $0,38\sigma^2$ et est atteint pour $\alpha = 1,89$, c. à d. $\theta = 1,89\tau$.

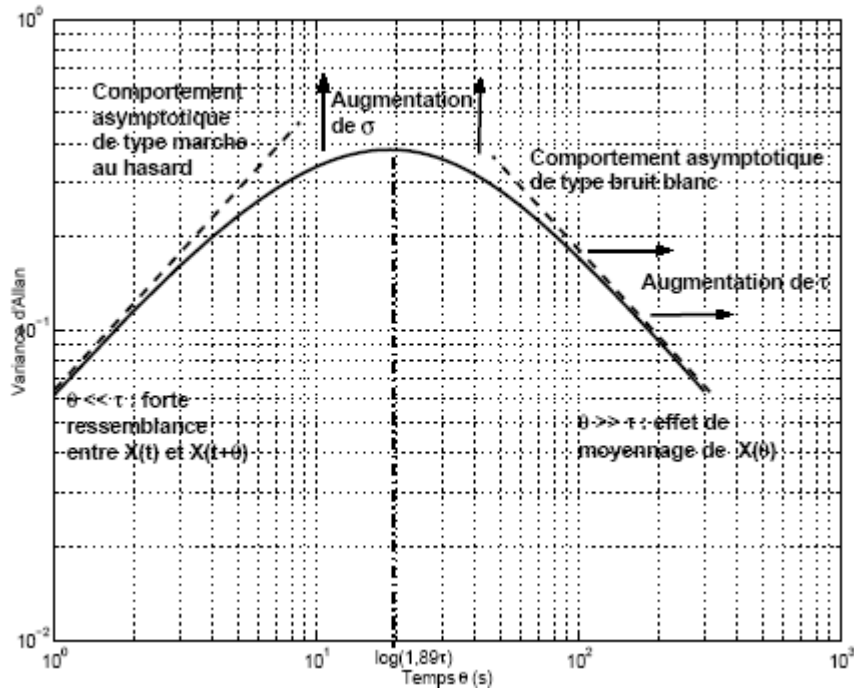


Figure 39. Variance d'Allan d'un processus markovien à l'ordre 1, avec $\sigma = 1$ et $\tau = 10s$

Conception d'une Variance d'Allan Plate (VAP) :

Maintenant, nous cherchons à concevoir un signal $\{X(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ présentant une VAP, c. à d. une VA constante, entre deux instants t_1 et t_2 (figure suivante). Cela signifie que pour θ_1, θ_2 quelconques dans $[t_1 ; t_2]$, $X(t_1)$ a autant de chance de ressembler à $X(t_1 + \theta_1)$ qu'à $X(t_1 + \theta_2)$. En d'autres termes, sur la plage de temps $[t_1 ; t_2]$, le signal aléatoire $\{X(t)\}_{t_1 \leq t \leq t_2}$ peut aussi bien varier lentement que rapidement. Si par exemple, X représente une dérive de 1 deg/h , mais on suppose que cette évolution de 1 degré en 1 heure peut aussi bien se faire de manière très régulière (rampe) qu'irrégulière (intégrale d'un processus aléatoire s'approchant du bruit blanc). Cela représente en quelques sortes une hypothèse pire-cas concernant la stabilité de $\{X(t)\}_{t_1 \leq t \leq t_2}$, ainsi qu'un moyen de compenser un manque de connaissance relative à ce signal.

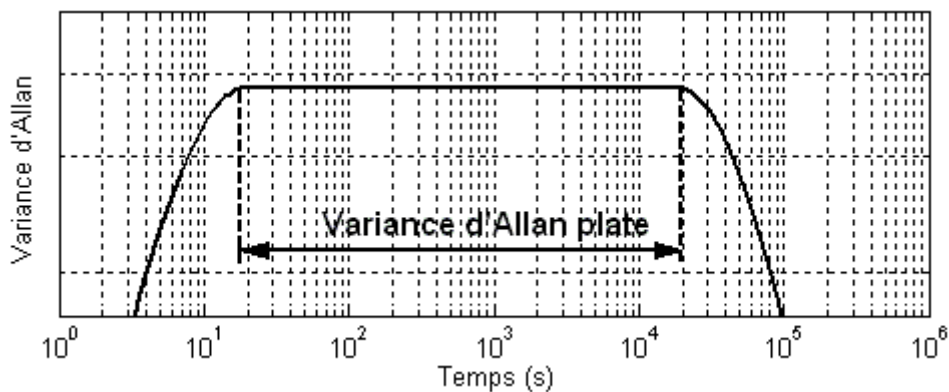


Figure 40. Allure d'une VA plate sur un intervalle de temps donné

D'une manière générale, un signal présentant une VAP est très difficilement modélisable dans le domaine temporel. Nous allons donc nous attacher à faire en sorte que le signal $\{X(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ présente un modèle simple tout en ayant une VA approximativement plate. Pour ce faire, nous partons du constat qu'en échelle logarithmique, la VA d'un processus markovien à l'ordre l est sous forme d'une cloche (cf. figure 39). Considérons alors la somme de deux bruits markoviens de même écart-type (de sorte que le maximum de leur VA respectives soit à même hauteur) et de périodes d'auto-corrélation τ_1 et τ_2 . En postulant que ces deux processus sont décorrélés, la VA de la somme de ces bruits s'exprime comme la somme des VA respectives [PET 96]. On va alors chercher à régler τ_1 et τ_2 de manière à ce que les courbes représentatives de ces deux processus aléatoires se croisent à un niveau approximativement égal à celui de l'amplitude maximale divisée par 2. La relation que τ_1 et τ_2 doivent vérifier afin que cette condition soit remplie est (figure suivante) : $\tau_2 \approx 23\tau_1$

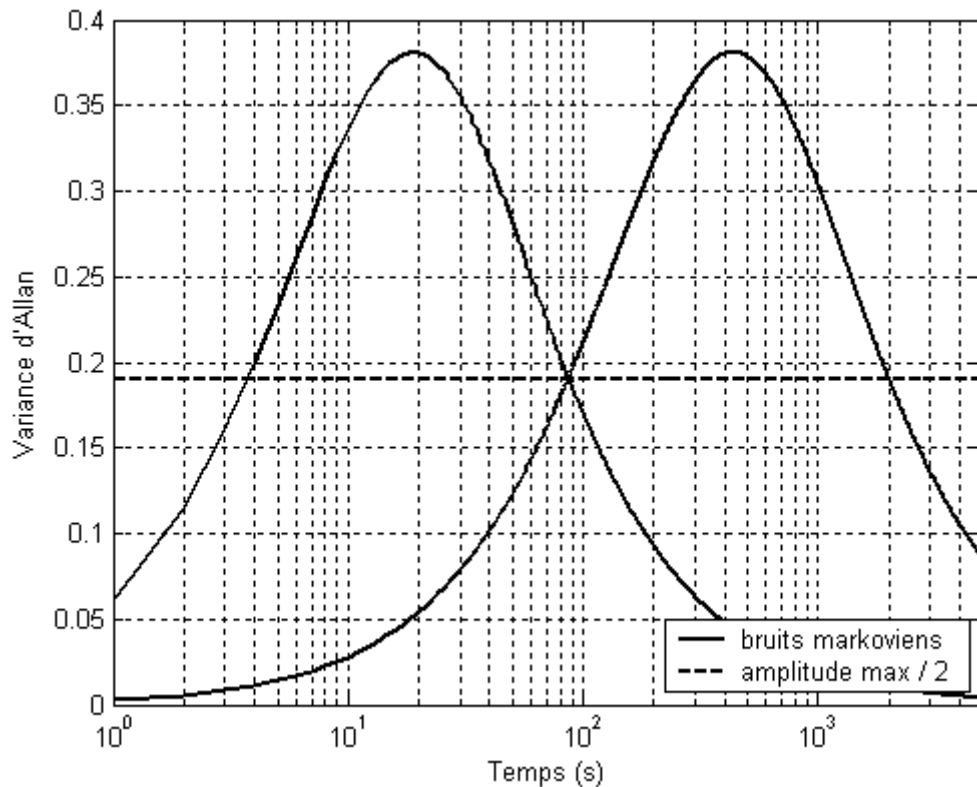


Figure 41. Tracé en échelle semi-logarithmique de la VA de deux processus markoviens à l'ordre 1 d'écart-type unitaire et de périodes d'auto-corrélation 10^3 s et $23 \cdot 10^3$ s

Ainsi, si l'on additionne un nombre N de bruits markoviens à l'ordre l mutuellement décorrélés, d'écart-types σ identiques et de périodes d'auto-corrélation τ_1, \dots, τ_N régies par une suite géométrique de raison 23, on peut légitimement s'attendre à obtenir une VA approximativement plate sur l'intervalle de temps $[1,89\tau_1 ; 1,89\tau_N]$. Cela se vérifie effectivement en pratique, comme l'illustre la figure suivante où $N = 4$ bruits markoviens

d'écart-types $\sigma = 1$ et d'auto-corrélations $\tau_1 = 10s$, $\tau_2 = 3mn50s$, $\tau_3 = 1h28mn10s$ et $\tau_4 = 33h47mn50s$ (raison de 23) sont considérés. On constate que la VA ainsi obtenue n'est effectivement pas totalement plate, mais les ondulations exhibées sont tolérables.

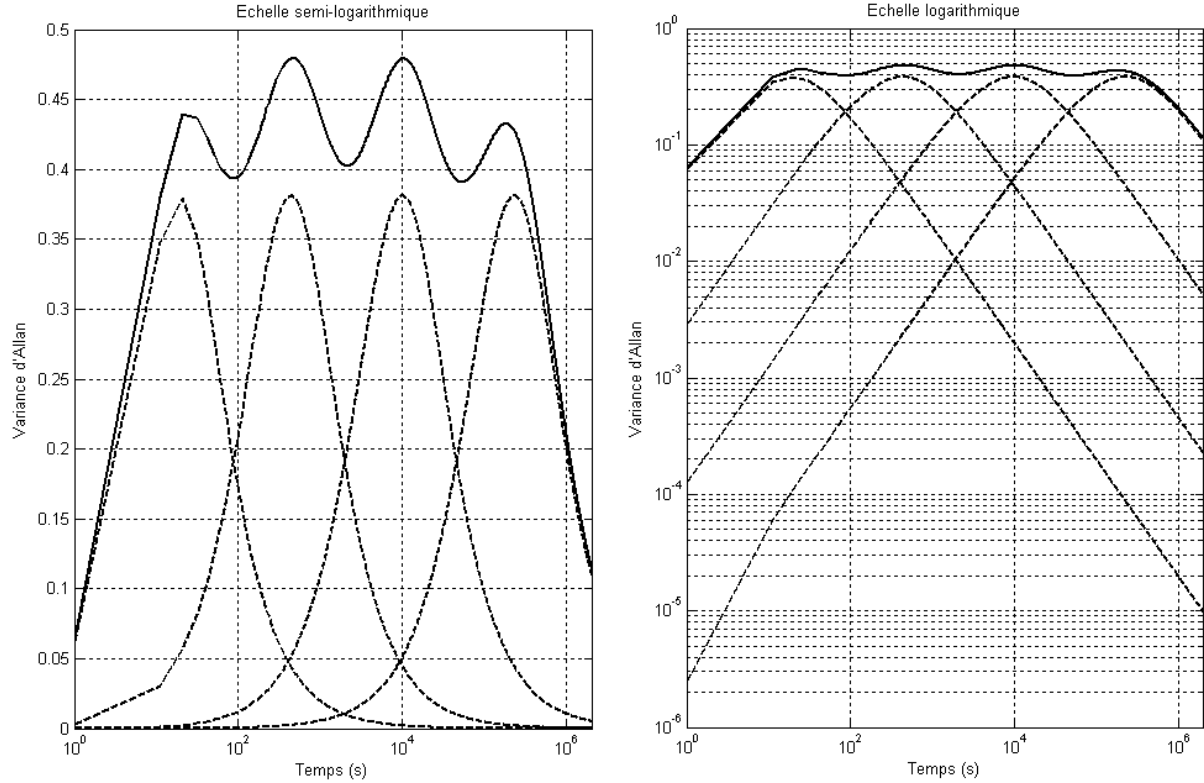


Figure 42. Tracés de la VA des 4 bruits markoviens (pointillés) dont les autocorrélations sont régies par une suite géométrique de raison 23 et de la somme des bruits (trait plein)

Modélisation de l'entrée inconnue :

Considérons de nouveau l'entrée inconnue $\{u(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$. En lui appliquant le concept de *VAP* développé dans la section précédente, sa $i^{\text{ème}}$ composante se trouve modélisée comme suit :

$$u_i(t) = \sum_{j=1}^{N_i} m_{ij}(t) \quad (83)$$

où les variables $m_{ij}(t)$ ($1 \leq j \leq N_i$) sont régies par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{m}_{ij}(t) = -\frac{1}{23^{j-1}\tau_i} m_{ij}(t) + e_{ij}(t) \quad (84)$$

$\{e_{ij}(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ étant un bruit blanc, gaussien, centré, d'écart-type Σ_{ij} valant :

$$\Sigma_{ij} = \sigma_i \sqrt{\frac{2}{23^{j-1}\tau_i}} \quad (85)$$

Ce bruit est décorréolé de $\{e_{kl}(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ pour $k \neq i$ ou $l \neq j$.

Les équations (83), (84) et (85) font apparaître trois paramètres qui sont :

- le nombre N_i de processus markoviens à mettre en jeux,
- l'écart-type σ_i de chacun des N_i bruits markoviens,
- la période d'auto-corrélation τ_i du processus markoviens le plus faiblement autocorrélé.

Intéressons nous au réglage de ces paramètres. Compte-tenu du fait que le signal $\{u_i(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ est supposé présenter un temps d'auto-corrélation minimal $\tau_{i,min}$, il est assez logique de régler τ_i à cette valeur :

$$\tau_i = \tau_{i,min}. \quad (86)$$

De même, le nombre N_i de processus markoviens à mettre en jeux se trouve déterminé à partir du temps d'auto-corrélation maximal $\tau_{i,max}$ de $\{u_i(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$. En effet, N_i doit être réglé de sorte que :

$$\tau_i 23^{N_i-1} \geq \tau_{i,max} \quad \text{et} \quad \tau_i 23^{N_i-2} < \tau_{i,max} \quad (87)$$

ce qui conduit au résultat suivant :

$$N_i = \left\lceil \frac{\ln(\tau_{i,max}) - \ln(\tau_i)}{\ln(23)} \right\rceil + 1 \quad (88)$$

où $\lceil \bullet \rceil$ est la fonction qui à une variable réelle associe sa partie entière supérieure. Dans le cas particulier où la VA doit rester plate sur une durée de mission t_{max} donnée, alors $\tau_{i,max}$ vaut :

$$\tau_{i,max} = t_{max}/I, \quad 89, \quad (89)$$

puisque le maximum de la VA d'un processus markovien à l'ordre I est atteint pour $I,89$ fois sa période d'auto-corrélation. A noter enfin qu'en pratique, si le réglage de N_i par l'équation (88) conduit à une valeur telle que : $\tau_i 23^{N_i-1} \gg \tau_{i,max}$, il est possible d'adopter une raison de valeur inférieure à 23. Cela conduit à un resserrement des courbes de VA associées à chacun des N_i processus markoviens (courbes en pointillé sur la figure précédente) et par conséquent, une VA globale n'ondulant plus autour d'une valeur constante (courbe en trait plein sur la figure précédente) mais formant un dôme relativement aplati.

Le dernier paramètre à régler est l'écart-type σ_i de chacun des N_i bruits markoviens. Pour ce faire, nous exploitons le fait que l'entrée inconnue $\{u_i(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ est d'amplitude bornée et que par conséquent, en la modélisant sous forme d'un processus stochastique, comme c'est le cas dans la relation (83), son écart-type est lui aussi majoré. Ainsi, il suffit simplement d'ajuster σ_i à la valeur estimée de ce majorant, notée $\hat{\sigma}_i$. De cette manière, la VA de l'entrée inconnue ainsi modélisée forme un gabarit englobant systématiquement celui de de l'entrée inconnue

vraie, comme illustré sur la figure suivante. Cependant, ce réglage présente un inconvénient : du fait que le résidu est décrit par N_i processus markoviens décorrélés et d'écart-type $\sigma_i = \hat{\sigma}_i$, alors l'écart-type de $\{u_i(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ est de $\sqrt{N_i \sigma_i^2} = \sqrt{N_i} \sigma_i = \sqrt{N_i} \hat{\sigma}_i$, ce qui s'avère globalement pessimiste : il s'agit du "prix à payer" pour atteindre l'objectif désiré de robustesse.

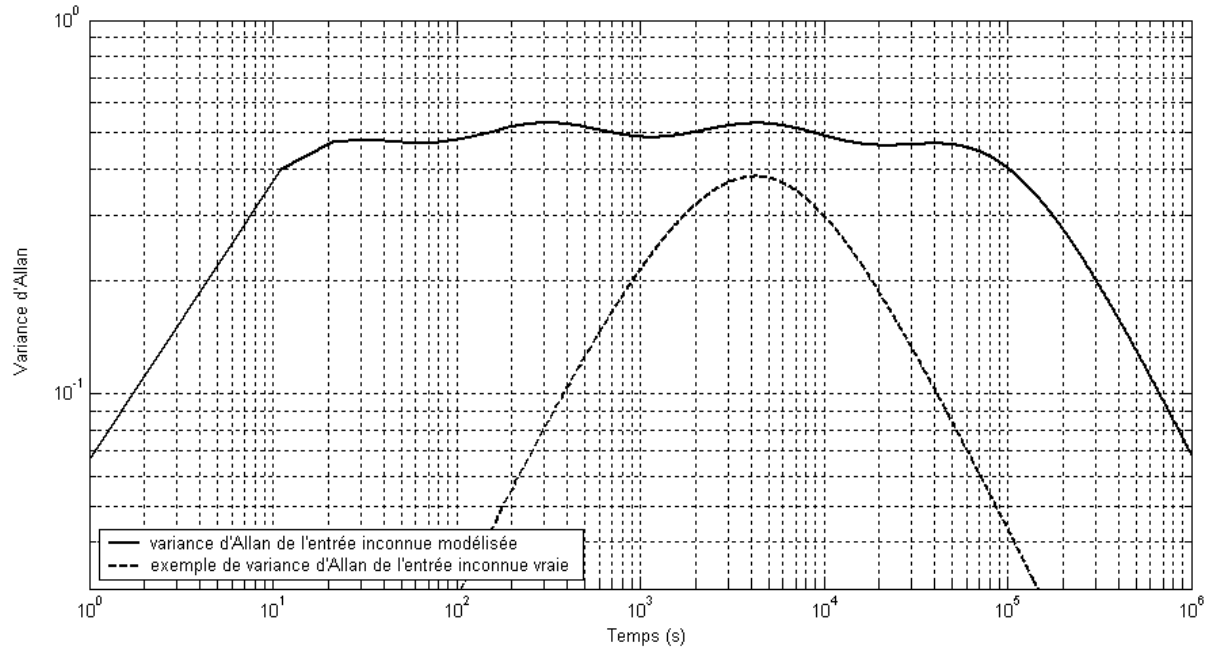


Figure 43. VA de l'entrée inconnue tel que modélisée et exemple de VA potentielle pour l'entrée inconnue vraie

Pour résumer, nous avons proposé dans cette section une méthode permettant de traiter le problème d'estimation d'état en présence d'entrée inconnue. Cette méthode consiste à développer un modèle dynamique de l'entrée inconnue à partir d'un minimum d'hypothèses, à savoir le fait qu'elle soit bornée en amplitude et en autocorrélation. L'avantage de cette approche est que le modèle ainsi créé est sous forme d'un système d'équations différentielles linéaires d'ordre 1, et donc exploitable par un filtre de Kalman. Cette approche n'a pas pour vocation première d'estimer l'entrée inconnue mais plutôt de faire en sorte que son impact soit pris en compte par l'indicateur d'erreur d'estimation, c'est-à-dire la matrice de variance-covariance. Son intérêt est illustré dans la section suivante, sur une application de navigation hybride inertie-GPS.

5.4.2.3 Application à un système de navigation hybridée inertie-GPS

Dans cette section, nous appliquons notre approche à un système de navigation hybridée inertie-GPS. Nous présentons tout d'abord le principe d'une navigation hybridée inertie GPS. Ensuite, le modèle des erreurs de navigation, exploité par le filtre de navigation, est introduit.

L'entrée inconnue que présente ce modèle est alors prise en compte conformément à la méthode proposée dans la section précédente. Les différentes trajectoires d'avion servant à tester la solution proposée sont enfin présentées, ainsi que les résultats obtenus.

Principe d'une navigation hybridée inertie-GPS

Le but d'un système de navigation est de fournir à tout instant à un utilisateur (pilote, système de pilotage autonome, etc.) la position de son véhicule par rapport à la terre (latitude, longitude et éventuellement altitude), sa vitesse relativement à la terre et son attitude (cap, roulis et tangage). Cela est possible grâce à un module d'intégration de navigation, basé sur les équations de la navigation inertielle [RAD 80], lequel exploite des mesures provenant d'une *UMI* (Unité de Mesures Inertielle), à savoir :

- la force spécifique (accélération absolue moins la gravité), mesurée par 3 accéléromètres,
- la vitesse de rotation absolue instantanée du véhicule, mesurée par 3 gyroscopes.

Les grandeurs de navigation ainsi calculées sont qualifiées d'inertielles. Malheureusement, ces dernières s'écartent des valeurs vraies, notamment à cause d'une mauvaise initialisation du module d'intégration de navigation et d'erreurs entachant les mesures en provenance de l'*UMI*.

En pratique, ces erreurs de navigation sont estimées par un filtre de navigation (généralement, un filtre de Kalman) utilisant des mesures de position fournies par un récepteur GPS. Ces estimées servent alors à recalibrer la navigation inertielle, c'est-à-dire compenser ses erreurs. Le principe de la navigation hybridée inertie-GPS est résumé sur la figure suivante.

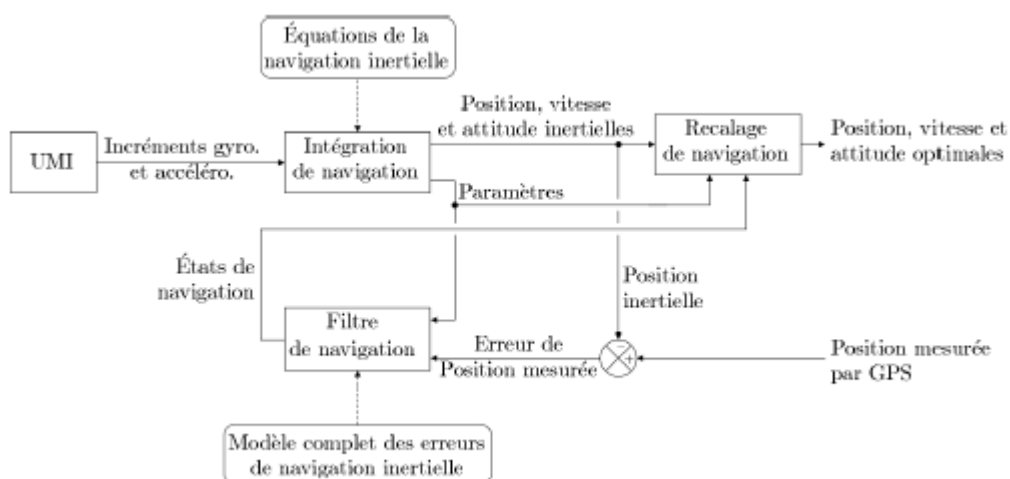


Figure 44. Navigation hybridée inertie-GPS selon un couplage lâche en boucle ouverte

Modèle des erreurs de navigation

Dans cette application, les seules erreurs que nous considérons sont celles entachant les mesures gyroscopiques. Le filtre de navigation, que l'on choisi comme étant un filtre de Kalman, se base alors sur le modèle d'état suivant [DAH 05] :

$$\begin{bmatrix} \delta \dot{r}_w \\ \delta \dot{V}_w \\ \delta \dot{\Psi}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathcal{A}(\rho_w) & I_3 & 0_{3 \times 3} \\ \mathcal{S}(g_p, Z) & -\mathcal{A}(\rho_w + 2T_{wt}\Omega_t) & \mathcal{A}(f_w) \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & -\mathcal{A}(\rho_w + T_{wt}\Omega_t) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \delta r_w \\ \delta V_w \\ \delta \Psi_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} \\ -T_{wm} \end{bmatrix} (\mathcal{D}_m + \nu_m) \quad (90)$$

où :

- les variables $\delta r_w \in \mathfrak{R}^3$, $\delta V_w \in \mathfrak{R}^3$ et $\Psi_w \in \mathfrak{R}^3$ représentent respectivement les erreurs de position, de vitesse et d'orientation de repère (image de l'erreur d'attitude), et constituent le vecteur d'état $x \in \mathfrak{R}^9$ du modèle générique (78),
- les paramètres $\rho_w \in \mathfrak{R}^3$, $Z \in \mathfrak{R}^+$, $T_{wt} \in \mathfrak{R}^{3 \times 3}$, $T_{wm} \in \mathfrak{R}^{3 \times 3}$ et $f_w \in \mathfrak{R}^3$ sont issus du module d'intégration de navigation et donc connus à chaque instant. Les erreurs entachant ces paramètres (provoquées par les erreurs sur les mesures gyroscopiques) sont considérées comme négligeables ;
- le paramètre Ω_t est défini par : $\Omega_t = [0 \ 0 \ \Omega]^T$, où $\Omega = 7,292115 \cdot 10^{-5} \text{ rad/s}$ est la vitesse de rotation de la terre sur elle-même,
- les matrices \mathcal{A} et $\mathcal{S}(g_p, Z)$ sont définies comme suit :

$$\mathcal{A} \left(\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -z & +y \\ +z & 0 & -x \\ -y & +x & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathcal{S}(g_p, Z) = \frac{g_p}{R+Z} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & +2 \end{bmatrix} \quad (91)$$

où $R=6378137m$ est le rayon terrestre dans l'hypothèse d'une terre sphérique et g_p la pesanteur terrestre ($\approx 9,806m/s^2$ à Paris, à une altitude nulle).

- le processus $\{\nu_m(t)\}_{t \in \mathfrak{R}^+}$ représente le bruit d'état $\{w(t)\}_{t \in \mathfrak{R}^+}$ du modèle générique (78) ; il est constitué de 3 bruits blancs, gaussiens, centrés, mutuellement décorrélés et de même écart-type (connu),
- la variable $\mathcal{D}_m \in \mathfrak{R}^3$ représente les erreurs (communément appelées dérives) associées aux 3 gyroscopes. Il s'agit de l'entrée inconnue u du modèle générique (78), que l'on va modéliser conformément à la méthode décrite dans la section précédente. Pour ce faire, précisons que :

- chacune des 3 composantes de u présente les mêmes caractéristiques, du fait que les 3 gyroscopes sont de même type,
- l'écart-type de $\{u_i(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$, $i = 1, 2, 3$, est évalué à $1,25 \text{deg/h}$,
- la période d'auto-corrélation minimale de $\{u_i(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$, $i = 1, 2, 3$, vaut $10s$,
- la durée de mission considérée est de $t_{max} = 20 \text{ heures}$. Conformément à l'équation (89), cela correspond à une auto-corrélation maximale $\tau_{i,max} = 10h35mn = 38100s$ pour $i = 1, 2, 3$. La relation (88) conduit alors à :

$$N_i = \left\lceil \frac{\ln(38100) - \ln(10)}{\ln(23)} \right\rceil + 1 = 4, \quad i = 1, 2, 3 \quad (92)$$

Toutefois, du fait que $\tau_i 23^{N_i-1} = 10 \times 23^3 = 121670s = 33h47mn50s \gg 10h35mn$, nous avons choisi de diminuer de 23 à 15 la raison de la suite géométrique régissant les périodes d'auto-corrélation des $N_i = 4$ processus markoviens. Cela conduit à $\tau_i 15^{N_i-1} = 10 \times 15^3 = 33750s = 9h22mn30s \approx 10h35mn$.

Pour résumer, l'entrée inconnue $u(t) = \mathcal{D}_m(t)$ est modélisée comme suit :

$$u(t) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \times \quad (93)$$

$$\left[m_{11}(t) \ m_{12}(t) \ m_{13}(t) \ m_{14}(t) \ m_{21}(t) \ m_{22}(t) \ m_{23}(t) \ m_{24}(t) \ m_{31}(t) \ m_{32}(t) \ m_{33}(t) \ m_{34}(t) \right]^T$$

où $m_{ij}(t)$ ($1 \leq i \leq 3$, $1 \leq j \leq 4$) est régi par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{m}_{ij}(t) = -\frac{1}{15^{j-1} \tau_i} m_{ij}(t) + e_{ij}(t) \quad (94)$$

$\{e_{ij}(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ étant un bruit blanc, gaussien, centré, décorrélé de $\{e_{kl}(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ pour $k \neq i$ ou $l \neq j$, et

d'écart-type Σ_{ij} valant :

$$\Sigma_{ij} = \sigma_i \sqrt{\frac{2}{15^{j-1} \tau_i}} \quad (95)$$

avec $\tau_i = 10s$ et $\sigma_i = 1,25 \text{deg/h}$.

Parmi les variables d'état du modèle (90), l'erreur de position est mesurée de manière échantillonnée (période d'échantillonnage de l'ordre de la seconde) grâce à un récepteur GPS, de sorte que l'équation de mesure est de la forme :

$$y(t) = \delta r_w(t) + v(t) \quad (96)$$

où $y \in \mathbb{R}^3$ est le vecteur de mesures du modèle générique (78) et $\{v(t)\}_{t \in \mathbb{R}^+}$ est le bruit de mesures du GPS, dont les caractéristiques correspondent au niveau classique de performances du GPS.

En pratique, les informations GPS peuvent à tout moment être coupées, ce qui se traduit par une perte de l'intégralité des mesures y . Cette situation est communément appelée "perte d'hybridation". Or, le modèle (90) est stable excepté pour les erreurs de vitesse zénithale et d'altitude (3ème composante de $\delta V_w(t)$ et $\delta r_w(t)$), à cause du signe + coefficient +2 de la matrice $\mathcal{S}(g_p, \mathcal{Z})$ (équation (91)). Ainsi, la perte de la troisième composante de y engendre une divergence exponentielle des estimées du filtre de navigation. Pour éviter un tel phénomène, nous conserverons systématiquement cette mesure, même lorsque nous simulerons des pertes du GPS. Cet artifice a pour vocation de reproduire les situations rencontrées en pratique, où les observations GPS sur les 3 axes sont bien évidemment toutes perdues mais où la présence d'un baro-altimètre permet de conserver des mesures de l'altitude.

Description des conditions de simulation

Les expériences s'effectuent sur deux trajectoires d'avion :

- la *trajectoire A*, de type avion de chasse et d'une durée de 2 heures.
- la *trajectoire B*, moins "mouvementée" que la précédente et d'une durée de 2h40mn.

En outre, la démarche de simulation que nous avons adopté est du type Monte Carlo, avec un nombre de 50 tirages par simulation. Les scénarii de perte d'hybridation sont par ailleurs définis comme suit :

- entre les 60^{ème} et 100^{ème} minutes pour la trajectoire *A*,
- entre les 60^{ème} et 100^{ème} minutes pour la trajectoire *B*, puis une seconde coupure entre les 110^{ème} et 150^{ème} minutes. Cette seconde perte de mesures est simulée afin de valider le bon comportement de notre solution lors du retour de l'hybridation.

Résultats de simulation

Les résultats obtenus sont disponibles sur les figures 45 pour la trajectoire *A* et sur les figures 46 pour la trajectoire *B*. Y sont tracés :

- en vert, le *RMS* (racine de la moyenne des carrés sur les 50 simulations) des erreurs entre les grandeurs considérées vraies et recalées,
- en rouge, le *RMS* des écarts-types (racine carrée du terme diagonal correspondant de la matrice de covariance *a posteriori* calculée par le filtre de navigation).

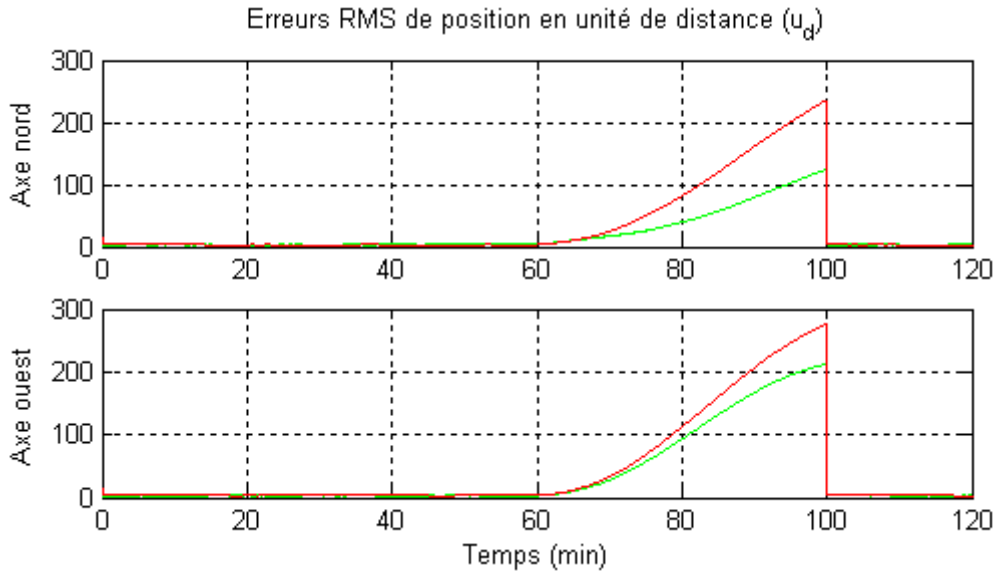


Figure 45_a. Erreur de position (vert) et écarts-types (rouge) correspondants sur la trajectoire A, avec hybridation coupée entre la 60^{ème} et la 100^{ème} minute

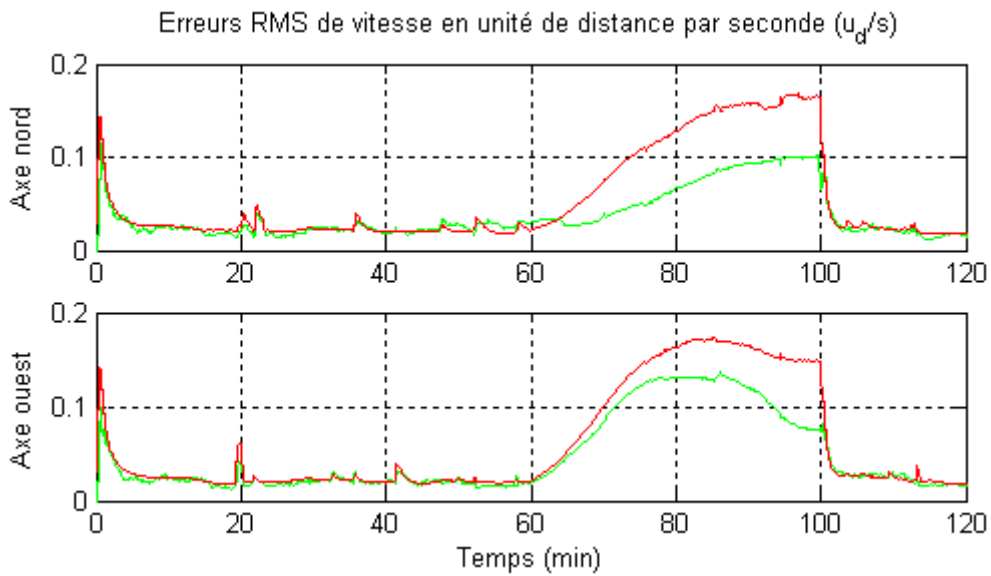


Figure 45_b. Erreur de vitesse (vert) et écarts-types (rouge) correspondants sur la trajectoire A, avec hybridation coupée entre la 60^{ème} et la 100^{ème} minute

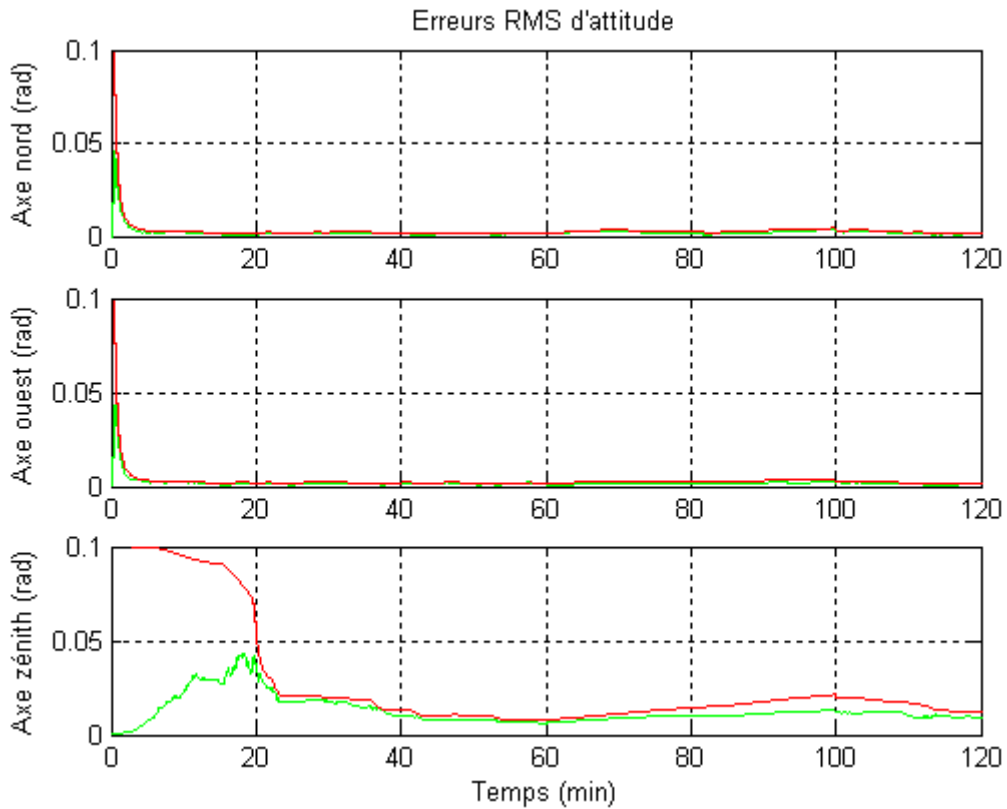


Figure 45. Erreur d'attitude (vert) et écarts-types (rouge) correspondants sur la trajectoire A, avec hybridation coupée entre la 60^{ème} et la 100^{ème} minute

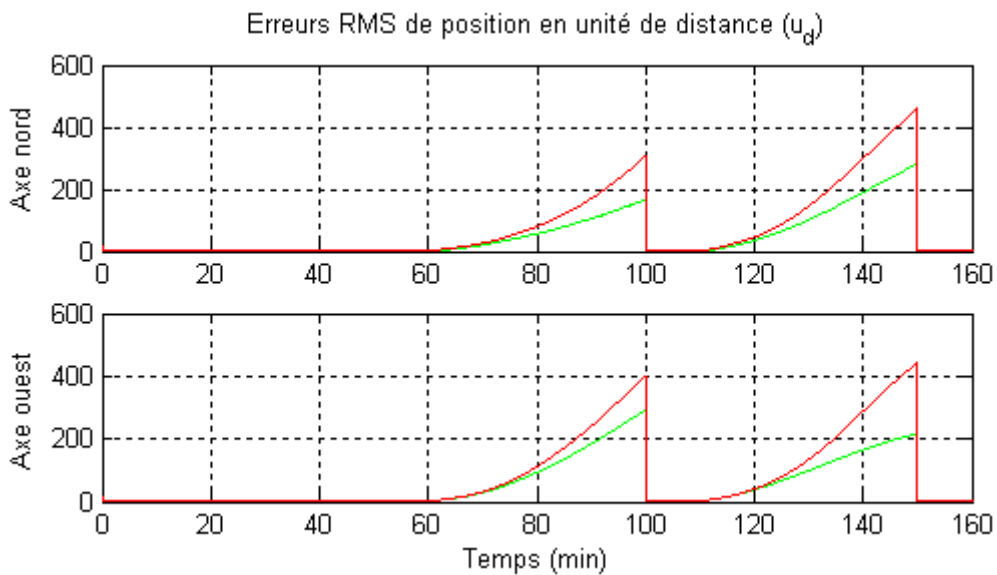


Figure 46. Erreur de position et écarts-types correspondants sur la trajectoire B, avec hybridation coupée entre la 60^{ème} et la 100^{ème} minute puis entre la 110^{ème} et la 150^{ème} minute

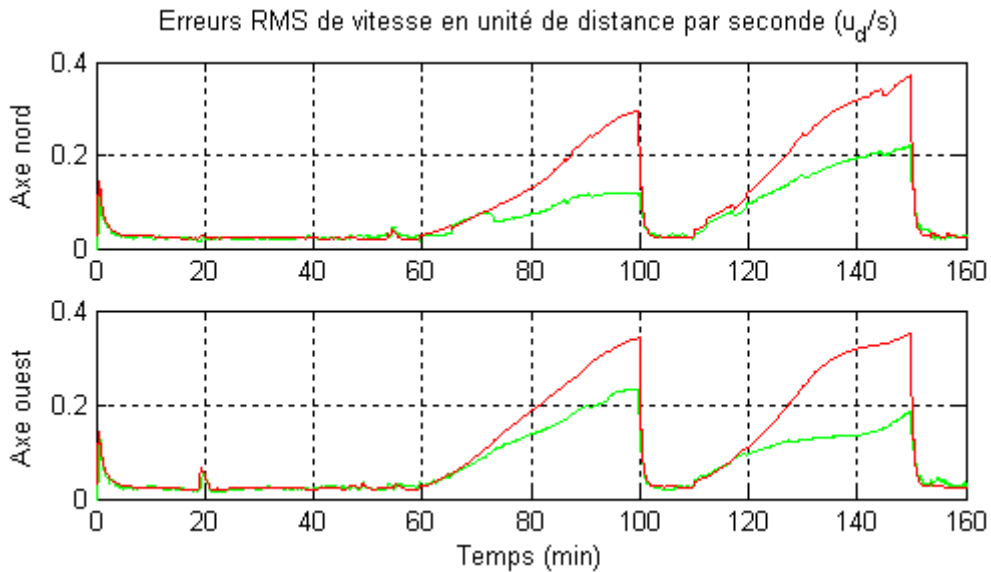


Figure 46b. Erreur de vitesse et écarts-types correspondants sur la trajectoire B, avec hybridation coupée entre la 60^{ème} et la 100^{ème} minute puis entre la 110^{ème} et la 150^{ème} minute

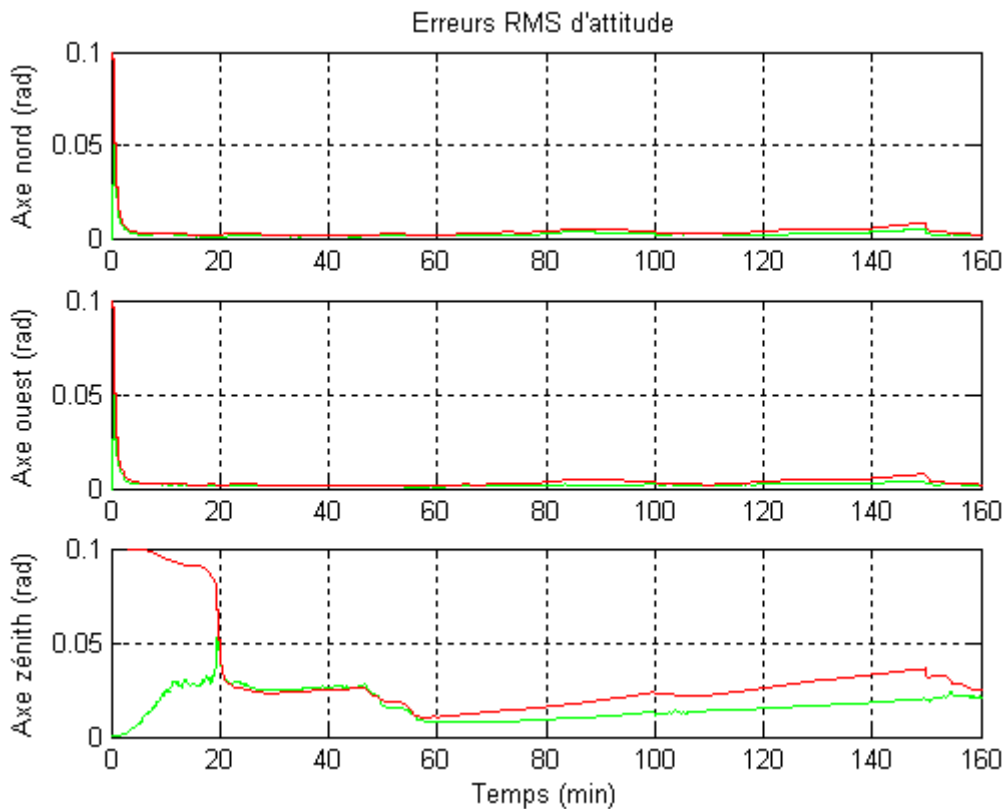


Figure 46c. Erreur d'attitude et écarts-types correspondants sur la trajectoire B, avec hybridation coupée entre la 60^{ème} et la 100^{ème} minute puis entre la 110^{ème} et la 150^{ème} minute

A noter que sur l'ensemble des simulations réalisées, nous ne présentons pas les résultats relatifs à l'axe vertical (altitude et vitesse zénithale). En effet, l'étude de ces grandeurs n'est d'aucun intérêt, les mesures d'altitude étant disponibles. En outre, pour des raisons de confidentialité, les distances ne seront pas exprimées en mètres mais en u_d (unité de distance), ce qui revient à effectuer une multiplication par un certain coefficient de proportionnalité.

Analyse des résultats

L'analyse des résultats se fait en comparant entre eux le *RMS* des erreurs (courbe verte) et le *RMS* des écarts-types (courbe rouge) :

- si la courbe verte se trouve au dessus de la rouge, alors la solution proposée est jugée non robuste, car il est statistiquement possible de trouver une configuration donnant des valeurs dépassant 3 fois l'écart-type correspondant,
- si la courbe verte chevauche la rouge, alors, suivant la configuration, deux significations sont possibles :
 - s'il y a hybridation et que la variable considérée est observable, alors cela signifie qu'il y a correspondance entre les caractéristiques du bruit de mesures et le modèle qu'il en est fait,
 - s'il n'y a pas d'hybridation, ou que la variable considérée n'est pas observable, alors cela correspond à un cas critique vis-à-vis de la robustesse,
- si la courbe verte est en dessous de la rouge, alors cela signifie que la modélisation adoptée conduit à une certaine robustesse. Attention toutefois à ce qu'elle ne se trouve pas trop en dessous, auquel cas la solution testée est trop pessimiste.

On peut constater que la solution proposée n'est en aucun cas prise en défaut : les courbes rouges sont toujours au dessus des vertes, y compris lors d'une seconde perte d'hybridation successive, ce qui traduit le fait que le filtre de navigation a bien géré le retour des informations. En effet, du fait que les covariances sont très grandes au moment du retour des observations, le gain de Kalman est alors important ce qui a pour conséquence de donner beaucoup d'importance aux mesures fraîchement réapparues, ce pourrait engendrer une certaine instabilité. En outre, on peut constater que tous les écarts-types croissent lors des coupures d'hybridation, ce qui confirme bien l'absence d'information en provenance du dispositif externe de mesures.

Afin de juger des performances de notre approche, nous allons comparer les résultats obtenus avec ceux issus d'une navigation en inertie pure, c'est-à-dire en supprimant le recalage sur la figure 44. Cela revient à ne pas utiliser de filtre de navigation, et donc à juger de manière directe l'apport du filtre de navigation basé sur le modèle proposé. Concernant les expériences en inertie pure, le module d'intégration de navigation est parfaitement réinitialisé aux moments correspondant aux pertes d'hybridation.

Les résultats issus de ces 2 configurations sont illustrés sur les figures 47 pour la trajectoire *A* et les figures 48 pour la trajectoire *B*. Pour des raisons de clarté de l'exposé, seules les erreurs de position horizontale sont étudiées, ces grandeurs étant les plus significatives.

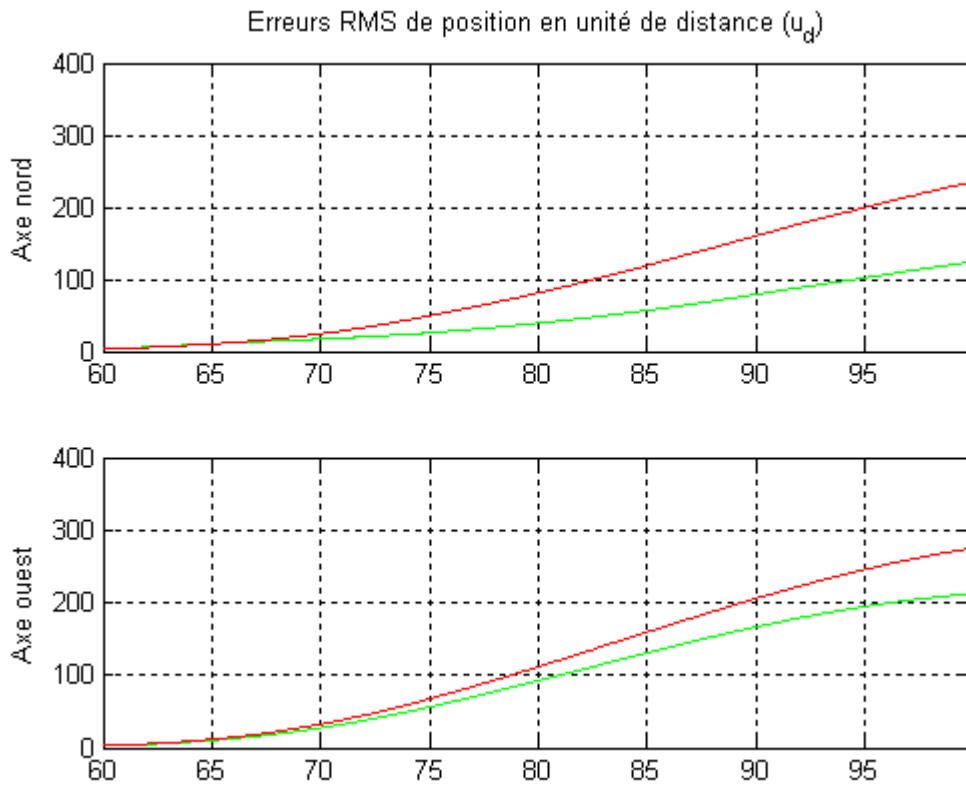


Figure 47_a. Comportement de la solution proposée lors de la perte d'hybridation (A)

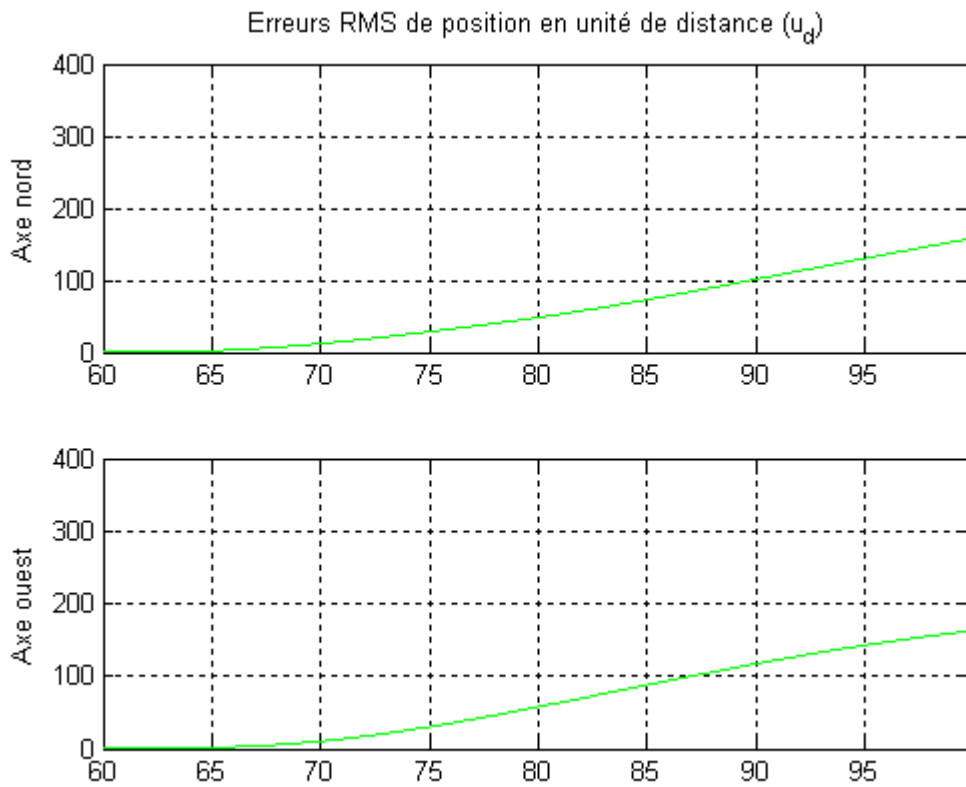


Figure 47_b. Comportement de la navigation en inertie pure lors de la perte d'hybridation (A)

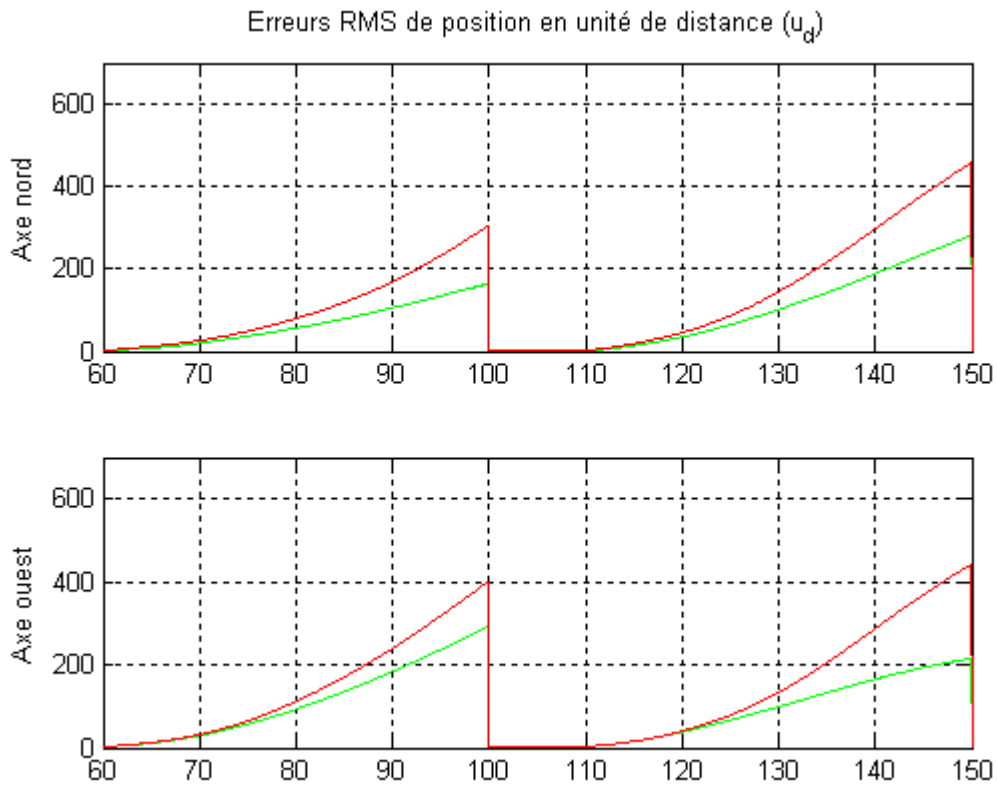


Figure 48_a. Comportement de la solution proposée lors de la perte d'hybridation (B)

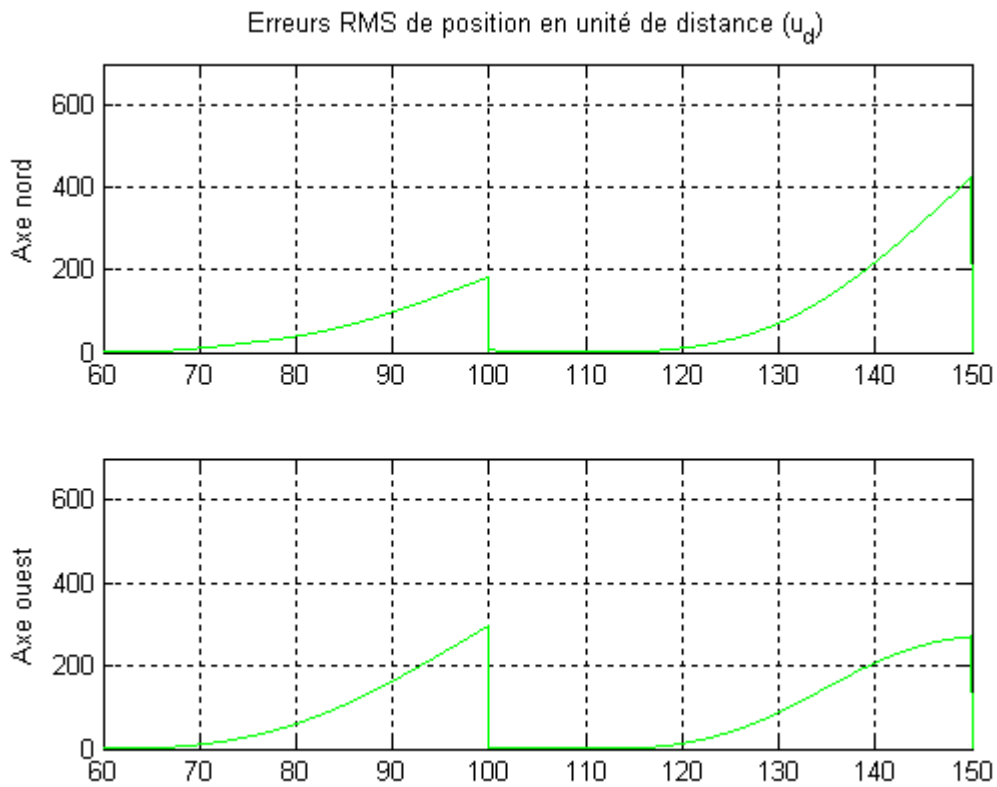


Figure 48_b. Comportement de la navigation en inertie pure lors de la perte d'hybridation (B)

Ces différentes courbes donnent un aperçu des performances de notre solution en terme d'erreur d'estimation et de robustesse. Afin de juger de manière plus précise, les grandeurs atteintes juste avant le retour d'hybridation sont consignées dans les tableaux suivants, ces valeurs nous semblant particulièrement significatives.

	Solution proposée	Navigation inertielle pure
RMS erreurs position nord	125 u_d	158 u_d
RMS erreurs position ouest	212 u_d	163 u_d
RMS erreurs position horizontale	246 u_d	227 u_d

Tableau 26. Erreurs RMS de position à la 100ème minute de la trajectoire A

	Solution proposée	Navigation inertielle pure
RMS erreurs position nord	164 u_d	182 u_d
RMS erreurs position ouest	292 u_d	297 u_d
RMS erreurs position horizontale	335 u_d	348 u_d

Tableau 27. Erreurs RMS de position à la 100ème minute de la trajectoire B

	Solution proposée	Navigation inertielle pure
RMS erreurs position nord	281 u_d	423 u_d
RMS erreurs position ouest	215 u_d	270 u_d
RMS erreurs position horizontale	354 u_d	501 u_d

Tableau 28. Erreurs RMS de position à la 150ème minute de la trajectoire B

Nous pouvons constater que par rapport à une navigation de type inertie pure, notre solution se comporte légèrement moins bien sur la trajectoire A (diminution de l'erreur sur la position nord mais augmentation sur la position ouest) mais apporte une amélioration significative sur la trajectoire B, notamment lors de la seconde perte d'hybridation. Ce résultat confirme l'intérêt de notre méthode, ce genre de comparaison représentant traditionnellement "l'épreuve de vérité" pour un filtre de navigation.

5.4.3 Conclusions et perspectives

Les contributions exposées dans cette section portent sur la problématique d'estimation en présence d'incertitudes de modèle et de pertes de capteurs. Deux principales contributions peuvent être soulignées : la synthèse d'un dispositif d'estimation d'état pour systèmes non linéaires ainsi qu'une nouvelle méthode d'estimation robuste vis à vis d'entrées inconnues. En effet, pour la mise en œuvre d'un dispositif d'estimation, un nouveau critère d'évaluation de la qualité d'estimation en présence de pertes de capteurs a été proposée. Le dispositif conçu garantit la qualité d'estimation en cas de pertes de capteurs. Tandis que la méthode d'estimation robuste consiste à développer un modèle dynamique de l'entrée inconnue à partir d'un minimum d'hypothèses, à savoir le fait qu'elle soit bornée en amplitude et en

auto-corrélation, de sorte que chaque composante de l'entrée inconnue présente une variance d'Allan plate. L'avantage de cette approche est que le modèle ainsi créé est sous forme d'un système d'équations différentielles linéaires d'ordre 1, et donc exploitable par un filtre de Kalman. Cette approche n'a pas pour vocation première d'estimer l'entrée inconnue mais plutôt de faire en sorte que son impact soit pris en compte par l'indicateur d'erreur d'estimation, c'est-à-dire la matrice de variance-covariance. Son intérêt a été illustré sur une application de navigation hybridée inertie-GPS, la solution proposée présentant un comportement robuste ainsi qu'une amélioration par rapport à une navigation inertielle pure.

Enfin, ce travail présente de nombreuses perspectives tant sur le plan théorique que pratique :

- l'affinement des hypothèses de travail et des modèles associés,
- l'investigation d'autres techniques de filtrage robuste telle que les approches multi-modèles.

5.5 TRAVAUX DE RECHERCHE EN COURS ET PERSPECTIVES

Thèse de D. Riedinger

Titre : Elaboration de techniques de diagnostic pour l'intégrité de mesures d'un système de navigation

Date de soutenance prévue : Décembre 2009

Contexte générale : Le travail de cette thèse s'inscrit dans le thème T₁. Le doctorant travaille en étroite collaboration entre le pôle Automatique et Systèmes et Sagem sous la co-direction de Houcine Chafouk et moi même.

Dans le monde aéronautique aussi bien civil que militaire, la sécurité aérienne est une contrainte prépondérante. Cela se traduit par des exigences en terme d'intégrité, de disponibilité, de précision, ... à respecter par un système de navigation. Ce dernier peut se décomposer en sous-systèmes fonctionnels tels que :

- la partie inertielle INS (Inertial Navigation System),
- le GPS (Global Positioning System),
- l'hybridation INS/GPS.

L'objectif est de développer une stratégie décisionnelle permettant d'assurer l'intégrité aussi bien localement pour chacun des sous-systèmes que globalement pour tout le système.

Etat d'avancement : Dans le cadre de cette thèse, des techniques de diagnostic sont introduites en vue d'améliorer les performances du système et de répondre aux futures normes. La démarche suivante a été entreprise :

1. Analyse des limitations de l'algorithme RAIM (Receiver Autonomous Integrity Monitoring)

La première étape du travail a consisté à étudier les algorithmes assurant l'intégrité au niveau GPS pur. Cette famille d'algorithmes est regroupée sous l'appellation RAIM (Receiver Autonomous Integrity Monitoring). Cet algorithme repose sur l'hypothèse de Gaussianité des pseudo-distances émises par les satellites et néglige les non-linéarités du modèle de mesures. La décision prise par le RAIM est bâtie sur l'Espace de Parité afin de générer des résidus auxquels on applique un test statistique (Loi du chi-2).

2. Centrale inertielle

La redondance matérielle est très largement utilisée dans l'aéronautique de manière générale pour se prémunir d'éventuelles défaillances tout en assurant la disponibilité du système. Ce qui est également le cas pour les centrales inertielles qui sont généralement triplés dans un avion. Cette architecture matérielle nous a poussé à appliquer l'Espace de parité sur les grandeurs observées par les centrales inertielles (incrémentes d'angles et de vitesses).

De plus nous nous sommes intéressés à l'apport de la redondance matérielle dans une centrale inertielle en augmentant le nombre d'accéléromètres et de gyroscopes (Typiquement 3 de chaque pour une centrale conventionnelle). Cet ajout de capteur fournit des mesures supplémentaires. La géométrie de ces centrales a donné lieu à un travail d'optimisation dont le but est de rendre les mesures le moins sensible possible aux bruits tout en fournissant une capacité de détection optimale. Des indicateurs de performances ont permis de comparer et d'évaluer les architectures pour un nombre de capteurs donnés.

3. Pannes Satellites

L'objectif de l'étude est de détecter à partir de l'innovation du filtre de Kalman (filtre d'hybridation INS/GPS) les pannes de types biais et dérives sur les pseudo-distances.

Les algorithmes de détection proposés sont le CUSUM (CUMulative SUM) et le GLR (Generalized Likelihood Ratio). Une première phase de l'étude a montré des résultats encourageants. En effet, l'algorithme CUSUM se révèle adapté aussi bien pour les biais que les dérives contrairement au GLR qui ne peut traiter que les dérives lentes. Par ailleurs le GLR est sensible à des dérives lentes de plus faibles amplitudes que le CUSUM.

Une seconde phase en cours consiste à évaluer les performances de ces algorithmes sur une architecture de système de navigation réelle de type GOS (Generalized Observer Scheme).

Thèse de D. Crombez

Titre : Analyse de signaux vibratoires pour le diagnostic de défauts de fabrication. Application sur des boîtes de vitesses

Date de soutenance prévue : Décembre 2010

Contexte générale : Le travail de cette thèse s'inscrit dans le sous-thème T_{1.3}. Le doctorant travaille en étroite collaboration entre le pôle Automatique et Systèmes et Clemessy sous la co-direction de Houcine Chafouk et moi même.

L'intérêt principal de l'industriel se focalise sur la qualité d'usinage et la sûreté de fonctionnement des organes mécaniques de l'automobile. En effet, de nombreux accidents

peuvent être évités en identifiant les pièces défectueuses, pour ne pas être instrumentées, en traitant des signaux acquis afin d'analyser leurs caractéristiques ainsi que leur mode d'appartenance de défaillance.

Le but principal de ce travail est de concevoir des techniques permettant de détecter et diagnostiquer les défauts qui sont à l'origine des défaillances mécaniques ou autres, afin de limiter ou éviter leurs effets. L'objectif final est de réaliser un système de diagnostic de défauts en vue d'améliorer la qualité de boîtes de vitesses testées. Ce système complètera le système de diagnostic actuellement utilisé sur le banc d'essai chez l'industriel.

Etat d'avancement : La première année de thèse a permis au doctorant de faire une très bonne synthèse bibliographique, de la modélisation des signaux vibratoire jusqu'à la détection et la classification de défauts de fabrication de pièces mécaniques. Des pistes intéressantes sont en phase d'investigations, basées sur la combinaison des paquets d'ondelettes avec le réseau de neurones.

Démarrage de thèse de C. Letellier

Titre : Diagnostic robuste des systèmes incertains. Application à l'Automobile

Date de début de thèse : octobre 2008

Contexte générale : Le travail de cette thèse s'inscrit dans les sous-thèmes T_{1.1} et T_{1.2}. Le doctorant travaille à 100% au pôle Automatique et Systèmes (bourse ministérielle) sous la co-direction de Houcine Chafouk et moi même.

Description du sujet

Face aux préoccupations actuelles de sûreté de fonctionnement, la notion des incertitudes des modèles doit être prise en compte dans l'élaboration du diagnostic des systèmes industriels complexes. Dans les littératures, nous trouvons : des approches fréquentielles pour les systèmes fortement incertains, des techniques à base d'observateurs de type H_∞/H_- permettant l'isolation des défauts par rapport aux incertitudes, Dans cette thèse, l'objectif est de proposer des techniques de diagnostic à base de modèles incertains où les résidus générés soient les moins sensibles aux incertitudes.

En effet, les méthodes de diagnostic à base de modèles peuvent être distinguées en trois catégories : l'exploitation des relations de redondance analytique par l'espace de parité (systèmes linéaires) ou la base de Gröbner (systèmes non linéaires), l'utilisation des observateurs ou de filtres de Kalman et l'estimation paramétrique.

Dans le cas des systèmes incertains et quelle que soit la technique de diagnostic utilisée, le problème se pose à plusieurs niveaux : la conservation de propriétés d'observabilité, la conservation de la structure du modèle ainsi que la sensibilité des résidus générés par rapport aux incertitudes.

Face à ces problématiques, nous nous intéresserons essentiellement aux problèmes de pertes d'observabilité et à l'étude de sensibilité des résidus.

Sur le plan pratique, les travaux obtenus seront appliqués dans le domaine de l'automobile.

Post-doctorat de O. Bennouna

Contexte général :

L'industrie automobile s'intéresse de plus en plus à maîtriser les effets des modes vibratoires, dont l'origine est due principalement aux interconnexions entre les organes mécaniques, sur le bon fonctionnement de calculateurs embarqués. En effet, ces vibrations peuvent engendrer des conséquences indésirables pour la bonne conduite du véhicule. L'analyse de ces modes vibratoires permettra d'améliorer la fiabilité des signaux de contrôle/commande, la sûreté de fonctionnement ainsi que l'agrément de conduite

Dans ce contexte, la collaboration IRSEEM / CEVAA dans le cadre du projet CARNOT ESP (Energie Système de propulsion) vise à proposer des solutions innovantes aux problèmes de vibration en se basant sur les complémentarités des compétences des deux équipes dans le domaine du diagnostic et de l'analyse des modes vibratoires.

Méthodologie de travail:

Le but principal de ce travail est de concevoir un module de diagnostic permettant de détecter et de classifier les modes de vibration nominaux ou défailants. Le déroulement des travaux de recherche et de développement se décompose en plusieurs phases :

P1. Mise en place d'un banc d'essai : Cette phase primaire consiste à compléter l'installation des capteurs de type Vibromètre Laser à balayage.

P2. Acquisition et prétraitements de données : Dans cette phase, un travail important d'acquisition et de prétraitement de données sera effectué pour préparer la phase d'élaboration et de conception du module diagnostic.

P3. Analyse des modes vibratoires nominaux et défailants des signaux acquis : Cette phase se résume par les points suivants :

- Identification des modes de vibration à étudier,

- Proposition et comparaison de quelques techniques de diagnostic en terme de critères d'évaluation et de validation tels que les taux de fausses alarmes, la bonne détection, etc.
....,
- Choix d'une technique pour la mise en œuvre et l'implémentation sur le banc d'essai.

6 CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

En dix ans d'activités scientifiques d'enseignement et de recherche, mes compétences peuvent se définir de la manière suivante :

En pédagogie, j'ai enseigné dans différentes formations (DEUG, IUT, Licence, Master 1, Cycle ingénieur) les modules suivants : systèmes asservis, automatique linéaire continue et échantillonnée, modélisation et identification, commande avancée, commande par calculateurs, diagnostic des systèmes complexes et traitement du signal.

En recherche, mes axes de recherche concernent le diagnostic des systèmes complexes linéaires et non linéaires ainsi que la tolérance aux fautes (accommodation et reconfiguration). Les domaines d'application sont essentiellement l'automobile, l'aéronautique et l'aérospatial ainsi que la maîtrise des risques technologiques.

Au cours de ces années d'activité, j'ai pu collaborer avec des partenaires académiques et industriels tant au niveau régional que national voire international. Les diverses collaborations ont été organisées sous forme de projets de recherche et plus particulièrement des contrats de recherche et de développement.

Les partenaires universitaires avec lesquels j'ai pu collaborer sont : le GREAH de l'université du Havre, le CRAN de l'Université de Nancy, le LRBA de Vernon et l'Université Libanaise. Les thèses co-encadrées dans ce cadre sont celles de : M. Lebbal (GREAH/IRSEEM), O. Mustapha (GREAH/IRSEEM/Univ. Libanaise) et V. Sircoulomb (CRAN/IRSEEM).

Les partenaires industriels, quand à eux, sont : Snecma Moteurs, Sagem et Clemessy. Dans ce cadre, j'ai réalisé des contrats de recherche et de développement qui nous ont permis de lancer deux thèses CIFRE (D. Riedinger en décembre 2006 et D. Crombez en décembre 2007).

J'ai participé activement au montage et au suivi scientifique de cinq projets de recherche qui sont : CEDRE (2004-2005), VALAMRIS (2005-2006), CPER-MRT (2007-2013), PUN-MAD3 (2008-2011), PPF-MRT (2008-2011). Deux thèses de doctorat ont été lancées dans le cadre de ces projets (M. Lebbal et O. Mustapha). La thèse de V. Sircoulomb, quant à elle, est financée par le CNRS et la DGA.

L'ensemble de ces activités ont donné lieu à de nombreux résultats scientifiques : 10 revues internationales (dont 2 pendant ma thèse), 1 chapitre de livre, 5 ouvrages collectifs (dont 2 pendant ma thèse), 3 sessions invitées, 34 communications dans des conférences internationales (dont 10 pendant ma thèse) et 5 rapports d'études de contrats R&D.

Les perspectives de mes activités de recherche sont nombreuses et se situent à différents niveaux :

Sur le plan académique de la recherche scientifique, l'objectif est de maintenir et poursuivre les axes de recherche en montant des projets de recherche soutenus par l'ANR ou les pôles de compétitivité. Les pistes d'investigation, telles qu'elles sont clairement montrées dans ce document, peuvent être définies telles que :

En diagnostic, je m'intéresse actuellement aux problématiques liées aux incertitudes paramétriques des modèles des systèmes. La question qui se pose comment obtenir un diagnostic fiable en présence de ces incertitudes. C'est une problématique transversale qui touche à tous types de systèmes dynamiques : linéaires ou non linéaires, hybrides ou non, ...

La thèse de C. Letellier portant sur ce thème vient de commencer dans le cadre d'une bourse ministérielle. A cela s'ajoutent les problèmes de détection et de classification.

En tolérance aux fautes, je m'intéresse à étudier la capacité du système en termes de fiabilité, de disponibilité et de sûreté. Des collaborations nationales dans le cadre d'un projet ANR sont en cours de prospection.

Sur le plan du transfert technologique, il s'agit de continuer à travailler avec les industriels déjà identifiés dans les domaines de l'aéronautique, l'aérospatial et l'automobile. En plus, des ouvertures sont prévues pour aller vers les applications liées à l'environnement et à l'énergie renouvelable, toujours pour augmenter l'intégrité, la disponibilité, la sûreté ainsi que la fiabilité de ces systèmes.

Sur le plan du partenariat, il s'agit de maintenir constamment les liens bilatéraux ou multilatéraux déjà identifiés par des actions concrètes telles que : thèse en cotutelle, projet de recherche en collaboration, ... Des ouvertures sont prévues pour enrichir les échanges et chercher des complémentarités chez d'autres partenaires.

Finalement, en termes de projets de recherche : trois projets en cours d'exécution (CPER-MRT, PPF-MRT et MAD3), un projet CEDRE en cours d'expertise et un projet Interreg IV en préparation.

7 ANNEXES

7.1 PRODUCTION SCIENTIFIQUE

Publications dans des revues internationales (10) :

- [RI 1] **Hoblos G.**, Staroswiecki M., Aïtouche A., Sur la Tolérance aux Fautes de Capteurs et d'Actionneurs. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, vol. 35, n°3, 331-352, 2001.
- [RI 2] **Hoblos G.**, Chafouk H., Langlois N., Fault tolerance with respect to sensor failures using Kalman filter bank, *International Journal of AMSE*, vol. 4, n°1-2, 64-71, 2003.
- [RI 3] Staroswiecki M., **Hoblos G.**, Aïtouche A., Fault Tolerant Sensor Network Design for LTI Systems. *Int. J. of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 18, 55-72, 2004.
- [RI 4] Sircoulomb V., **Hoblos G.**, Chafouk H., Fault Tolerant Kalman Filter Bank, *International Journal of AMSE*, vol. 6, n°1-2-3, 99-108, 2005.
- [RI 5] Chafouk H., **Hoblos G.**, Langlois N., Le Gonidec S., Ragot J., Soft Computing Algorithm to Data Validation in Aerospace Systems using Parity Space Approach, *Journal of Aerospace Engineering*, vol. 20, n°3, 165-171, 2007.
- [RI 6] Chafouk H., **Hoblos G.**, Langlois N., Le Gonidec S., Ragot J., Soft Computing Approach for Data Validation, *J. of Aero. Comp., Inf., and Communication*, vol. 4, n°1, 628-635, 2007.
- [RI 7] Lebbal m., Chafouk H., **Hoblos G.**, Lefebvre D., Modeling and Identification of non-Linear Systems by a Multimodel Approach: Application to a Throttle Valve, *International Journal of Information and Systems Sciences*, vol. 3, n°1, 67-87, 2007.
- [RI 8] Lefebvre D., Aubry D., Chafouk H., Combastel C., Domlan E., Graton G., **Hoblos G.**, Kadjan R., Kratz F., Lalami A., Lebbal M., Maquin D., Ragot J., Diagnostic des Systèmes Dynamiques Hybrides. Quelques contributions issues des approches continues, *JESA*, vol. 41, n°7-8, 885-912, 2007.
- [RI 9] Lebbal m., **Hoblos G.**, Chafouk H., Lefebvre D., On Modeling and Diagnosis of Hybrid Dynamical Systems, *Int. J. of Int. Sys. Tech. and Applications*, accepted to appear in 2008.
- [RI 10] Mustapha O., Khalil M., **Hoblos G.**, Chafouk H., Lefebvre D., Fault detection algorithm using DCS method combined with filters bank derived from the wavelet transform, *Int. J. of Innovative Computing, Information and Control*, accepted in may 2008.

Chapitres dans des livres (1) :

- [CL 1] Mustapha O., Khalil M., **Hoblos G.**, Chafouk H., Lefebvre D., Fault detection algorithm based on filters bank derived from wavelet packets, *Robotics, Automation and Control*, Book edited by: Pavla Pecherková, Miroslav Flidr and Jindřich Duník, ISBN 978-953-7619-18-3, pp. 183-204, October 2008, I-Tech, Vienna, Austria.

Ouvrages collectifs (5) :

- [OC 1] Aïtouche A., **Hoblos G.**, Staroswiecki M., Tolérance aux Fautes de Capteurs. Instrumentation, aspects fondamentaux 01, © Lavoisier 2001.
- [OC 2] **Hoblos G.**, Chafouk H., Langlois N., Ragot J., Validation des données d'un système d'instrumentation, Instrumentation, aspects fondamentaux 04, 01-2004, 402p., © Lavoisier 05.
- [OC 3] Aïtouche A., **Hoblos G.**, Chafouk H., Détection des défauts basée sur les notions de pseudo-observabilité, Instrumentation, aspects fondamentaux 04, 01-2004, 402p., © Lavoisier 2005.
- [OC 4] Sircoulomb V., **Hoblos G.**, Chafouk H., Ragot J., Evaluation de la qualité d'estimation en cas de perte de capteurs, pp. 9-26, Diagnostic des systèmes complexes, ISBN : 9954-8992-0-0, 2008.

- [OC 5] Mustapha O., Khalil M., **Hoblos G.**, Chafouk H., Lefebvre D., Déteçtabilité de l'algorithme séquentiel DCS après décomposition par un banc de filtres MA, pp. 27-44, Diagnostic des systèmes complexes, ISBN : 9954-8992-0-0, 2008.

Sessions invitées dans des conférences internationales (3) :

- [SI 1] Lebbal m., Chafouk H., **Hoblos G.**, Lefebvre D., fault detection and isolation of non linear hybrid systems, IFAC Safeprocess 2006, Beijing, China, Aug. 30 – Sep. 11, 2006.
- [SI 2] Sircoulomb V., **Hoblos G.**, Chafouk H., Ragot J., Evaluation of estimation quality with respect to sensors losses, *Qualita '07*, Tanger, Morroco, March 20-22 2007.
- [SI 3] Mustapha O., Khalil M., **Hoblos G.**, Chafouk H., Lefebvre D., About the detectability of DCS algorithm combined with Filters Bank, *Qualita*, Tanger, Morocco, March 20-22, 2007.

Communications dans des conférences internationales avec comité de lecture et publications des actes (35) :

- [CI 1] Staroswiecki M., **Hoblos G.**, Aïtouche A., Fault tolerance analysis of sensor systems. *38th IEEE Conference on Decision and Control*, Phoenix, AZ, USA, vol. 3, pp. 3581-3586, 1999.
- [CI 2] **Hoblos G.**, Staroswiecki M., Aïtouche A., Optimal Design of Fault Tolerant Sensor networks. *the IEEE International Conference on Control Applications*, September 25-27, 2000, Anchorage Hilton, Anchorage, Alaska, USA, pp. 467-472, 2000.
- [CI 3] **Hoblos G.**, Staroswiecki M., Aïtouche A., Fault Tolerance with respect to Actuator Failures in LTI Systems. In: *Proceedings of IFAC Symposium SAFEPROCESS'2000*, Budapest, Hungary, vol. 2, pp. 804-809, 2000.
- [CI 4] **Hoblos G.**, Staroswiecki M., Aïtouche A., Fault Tolerant Sensor Network Design Using Redundancy Degrees. In: *Proceedings of IFAC Symposium (4th) Intelligent Components and Instruments for Control Application-SICICA 2000*, Buenos Aires, Argentina, pp. 93-98, 2000.
- [CI 5] **Hoblos G.**, Staroswiecki M., Aïtouche A., Fault Tolerant Actuator Selection Using Redundancy Degrees. In: *IEE Conférence CONTROL'2000*, Cambridge, UK.
- [CI 6] Aïtouche A., **Hoblos G.**, Staroswiecki M., Optimisation de Placement de Capteurs d'une Colonne à distiller. *Symposium International les hydrocarbures et la chimie*, 30 mai – 1 Juin, 2000, Boumerdès, Algérie.
- [CI 7] **Hoblos G.**, Aïtouche A., Staroswiecki M., Tolérance aux Fautes d'Actionneurs. *CIMASI'2000*, 23-25 Octobre, 2000, Casablanca Maroc.
- [CI 8] Aïtouche A., **Hoblos G.**, Staroswiecki M., Tolérance aux Fautes de Capteurs en vue de la Maintenance. *IMPAC'2000*, 23-24 Octobre, 2000, Boumerdès, Algérie.
- [CI 9] Aïtouche A., **Hoblos G.**, Staroswiecki M., Tolérance aux Fautes de Capteurs. *C2I*, 31 Janvier, 2001, Paris, France.
- [CI 10] **Hoblos G.**, Aïtouche A., Algorithm for the analysis of fault tolerant sensing applied to a combat aircraft, IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Oct. 6-9, 2002, Hammamet, Tunisia.
- [CI 11] **Hoblos G.**, Chafouk H., Langlois N., Fault tolerance with respect to sensor failures using Kalman filter bank. *AMSE MCMS'03*, REGGIO CALABRIA, June 25-27, 2003.
- [CI 12] **Hoblos G.**, Chafouk H., Langlois N., Ragot J., Data validation of instrumentation system using parity space approach. *10th IFAC Symposium on Control in Transportation Systems*, Tokyo, Japan, August 4-6, 2003.
- [CI 13] **Hoblos G.**, Chafouk H., Langlois N., Ragot J., Validation des données d'un système d'instrumentation, *C2I*, 29-30 janvier, 2004.
- [CI 14] Aïtouche A., **Hoblos G.**, Chafouk H., Détection des défauts basée sur les notions de pseudo-observabilité, *C2I*, 29-30 janvier, 2004.
- [CI 15] **Hoblos G.**, Chafouk H., Langlois N., An Efficient Algorithm for Intelligent Instrumentation System. *IEEE ISIE'04*, Ajaccio, France, May 4-7, 2004.
- [CI 16] Lebbal M., Chafouk H., **Hoblos G.**, Lefebvre D., Modélisation d'un système d'admission d'air pour moteur à essence par une approche multimodèle. *CIFA*, Douz, Tunisie, 22-24 nov. 2004.

- [CI 17] Sircoulomb V., **Hoblos G.**, Chafouk H., Fault Tolerant Kalman Filter Bank. *AMSE MS'05*, Rouen, France, July 6-8, 2005.
- [CI 18] Lebbal M., Chafouk H., **Hoblos G.**, Lefebvre D., Diagnosis of Benchmark system using Gröbner basis. *AMSE MS'05*, Rouen, France, July 6-8, 2005.
- [CI 19] Merheb A., Awad A., Ziadé H., Mechref K., **Hoblos G.**, Chafouk H., Diagnosis system design of motorized throttle valve. *AMSE'05*, Rouen, France, July 6-8, 2005.
- [CI 20] Lebbal M., Chafouk H., **Hoblos G.**, Lefebvre D., Modeling and identification of a non-linear throttle system using ARX models. *17^{ème} Congrès mondial IMACS : Calcul Scientifique, Mathématiques Appliquées et Simulation*, Paris, France, July 11-15, 2005.
- [CI 21] Lebbal M., Chafouk H., **Hoblos G.**, Lefebvre D., fault detection and isolation of non linear hybrid systems, IFAC Safeprocess 2006, Beijing, China, August 30 – September 11, 2006.
- [CI 22] Mustapha O., Khalil M., **Hoblos G.**, Chafouk H., Lefebvre D., On-Line Fault Detection by Using Filters Bank and Artificial Neural Networks. *ICTTA'06*, Damascus, Syria
- [CI 23] Sircoulomb V., **Hoblos G.**, Chafouk H., Ragot J., Analysis and comparison of nonlinear filtering methods. *IAR'2006 Annual Meeting*, Nancy, France
- [CI 24] Sircoulomb V., **Hoblos G.**, Chafouk H., Ragot J., Evaluation of estimation quality with respect to sensors losses, *Qualita'07*, Tanger, Morocco, March 20-22 2007.
- [CI 25] Mustapha O., Khalil M., **Hoblos G.**, Chafouk H., Lefebvre D., About the Detectability of DCS Algorithm Combined with Filters Bank, *Qualita*, Tanger, Morocco, March 20-22 2007.
- [CI 26] Mustapha O., Khalil M., **Hoblos G.**, Chafouk H., Lefebvre D., On-Line Change Detection by Using Filters Bank/Wavelet Transform and Dynamic Cumulative Sum Method. *LEFK 2007*, Turkey
- [CI 27] Mustapha O., Khalil M., **Hoblos G.**, Chafouk H., Lefebvre D., Fault Detection Algorithm Using DCS Method Combined with Filters Bank Derived from the Wavelet Transform. *4th Int. Conf. on Informatics in Cont., Automation and Rob.*, Angers, France, May 9-12, 2007.
- [CI 28] Sircoulomb V., **Hoblos G.**, Chafouk H., Ragot J., Analyse et synthèse de redondance de capteurs en vue d'améliorer l'estimation d'état d'un système, C2I, Nancy, 17-19 Oct., 2007.
- [CI 29] Mustapha O., Khalil M., **Hoblos G.**, Chafouk H., Lefebvre D., Fault Detection by Means of DCS Algorithm Combined with Filters Bank. Application to the tennessee Eastman Challenge Process. *5th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics*, Funchal, Madeira, Portugal, May 11-15, 2008.
- [CI 30] Mustapha O., Khalil M., **Hoblos G.**, Chafouk H., Lefebvre D., Filters Bank Derived from the Wavelet Transform for Real Time Change Detection in Signal. *ICTTA'08*, Damascus, Syria.
- [CI 31] Sircoulomb V., **Hoblos G.**, Chafouk H., Ragot J., State Estimation Under Nonlinear State Inequality Constraints. A Tracking Application. accepted at IEEE Mediterranean Conference on Control and Automation, pp. 1669-1674, Ajaccio, France, June 25-27, 2008
- [CI 32] Mustapha O., Khalil M., **Hoblos G.**, Chafouk H., Lefebvre D., Amélioration de la détection des défauts par filtrage à base d'ondelettes, CIFA 2008, Bucarest, Roumanie, Sept. 3-5, 2008
- [CI 33] Sircoulomb V., **Hoblos G.**, Chafouk H., Ragot J., Analyse et comparaison de techniques d'estimation d'état sous contraintes inégalités non linéaires, CIFA 2008, Bucarest, Roumanie, Septembre 3-5, 2008
- [CI 34] Mustapha O., Khalil M., **Hoblos G.**, Chafouk H., Lefebvre D., Détection des défauts industriels par un banc de filtres et l'algorithme DCS, *GIS-3SGS*, Troyes, 4-5 juin 2008.

Projets de recherche (5) :

- [PR 1] **CEDRE** (Coopération pour l'Evaluation et le Développement de la Recherche), projet international franco-libanais, intitulé : « Conception d'un système de diagnostic embarqué appliqué à l'automobile », 2004 & 2005.
- [PR 2] **CPER VALMARIS**, projet régional de la haute Normandie, intitulé : « Diagnostic et supervision pour les systèmes à risques », 2005 & 2006.

- [PR 3] **CPER MRT** (Schéma Régional d'Aménagement et de Développement du Territoire), projet régional, intitulé : « Surveillance et supervision pour la maîtrise et la gestion des risques industriel », 2007-2013.
- [PR 4] **PUN** – Pôle Universitaire de Normandie, projet interrégional, intitulé « Méthodes Avancées pour la Détection et le Diagnostic des Défauts, MAD3 », 2008 –
- [PR 5] **PPF** – Programme Pluri-Formations, projet national, intitulé « Maîtrise des Risques Technologiques », 2008 – 2011.

Masters co-encadrés (5) :

- [MR 1] Master Recherche de H. Habbouchi, « Détection de défauts de capteurs de systèmes linéaires incertains. Application sur une vanne d'admission d'air », septembre 2004.
- [MR 2] Master Recherche de V. Sircoulomb, « Élaboration d'une technique de diagnostic tolérante aux fautes », septembre 2005.
- [MR 3] Master Recherche de M. Mitach, « Contribution à l'analyse d'observabilité des systèmes non linéaires pour le diagnostic de défauts de capteurs », septembre 2006.
- [MR 4] Master Recherche de D. Crombez, « Analyse de modes vibratoires pour le diagnostic de défauts », septembre 2007.
- [MR 5] Master Recherche de C. Letellier, « Conception d'une technique de diagnostic embarquée pour l'analyse de modes vibratoires », septembre 2008.

Thèses co-encadrées soutenues (3) :

- [TH 1] Thèse de doctorat, « Contributions à la modélisation et au diagnostic des systèmes complexes », M. Lebbal, Université du Havre, 16 juin 2006.
- [TH 2] Thèse de doctorat, « Contribution à la détection des changements dans les signaux temporels pour la sûreté de fonctionnement des systèmes », O. Mustapha, Université du Havre, 19 novembre 2008.
- [TH 3] Thèse de doctorat, « Etude de concepts de filtrage robuste aux méconnaissances de modèles et aux pertes de mesures. Application aux systèmes intégrant la navigation », V. Sircoulomb, Université de Nancy, 2 décembre 2008.

Thèses co-encadrées en cours (3) :

- [TH 4] Thèse de D. Riedinger, « Elaboration de techniques de diagnostic pour l'intégrité de mesures d'un système de navigation », Date de début de thèse : décembre 2006.
- [TH 5] Thèse de D. Crombez, « Analyse de signaux vibratoires pour le diagnostic de défauts de fabrication. Application sur des boîtes de vitesses », Date de début de thèse : décembre 2007.
- [TH 6] Thèse de C. Letellier, « Diagnostic robuste des systèmes incertains. Application à l'Automobile », Date de début de thèse : octobre 2008.

Rapports de contrats industriels Recherche & Développement (5) :

- [RC 1] **Hoblos G.**, Chafouk H., Langlois N., Ragot R., Etude d'une fonction de validation automatique de mesures dans une boucle de régulation. Rapport de fin de contrat IRSEEM, IRSEEM-CRAN, Snecma -Moteurs, n° E841, 2002.
- [RC 2] **Hoblos G.**, Chafouk H., Complément d'étude sur la détection automatique d'anomalies de fonctionnement moteur Vulcain. Rapport de fin de contrat IRSEEM, Snecma-Moteurs, 2003.
- [RC 3] **Hoblos G.**, Chafouk H., Langlois N., Diagnostic : Application de l'Espace de Parité à Vulcain 2. Rapport de fin de contrat IRSEEM, Snecma -Moteurs, 2003.
- [RC 4] Langlois N., **Hoblos G.**, Chafouk H., Méthodologie d'analyse de la stabilité des systèmes. Rapport de fin de contrat IRSEEM, Snecma -Moteurs, 2004.

[RC 5] **Hoblos G.**, Chafouk H., Hybridation d'une centrale inertielle avec un vélocimètre par principe Doppler pour améliorer la robustesse et l'intégrité des mesures. Rapport de fin de contrat IRSEEM, Sagem Sécurité Défense, Réf. IRSEEM 2007-38.

Tableau récapitulatif :

Année	99	00	01	02	03	04	05	06	07	08	Tot.	Commentaires
RI			1		1	1	1		4	2	10	JESA, IJACSP, AIAA-JACIC, JAE, IJISS, IJISTA, AMSE, IJICIC
CL										1	1	I-Tech Education and Publishing
OC			1			2			2		5	Hermès Nouvelles Méthodes d'instrumentation
SI								1	2		3	Safeprocess, Qualita
CI	1	7	1	1	2	4	4	3	5	7	35	IEEE, IFAC, CIFA, C2I, IMACS, AMSE, Autres
RC				1	2	1			1		5	SAFRAN : Snecma Moteurs & Sagem Défense Sécurité
PR*						1	1		1	2	5	CEDRE, PUN, PPF, CPER : VALMARIS & MRT
Master						1	1	1	1	1	5	Master SEOS Le Havre, Master IGIS Rouen
Thèses*				1		1	1	1	1	1	6	3 soutenues, 3 en cours

Avec :

RI	: Revue Internationale	CL	: Chapitre de Livre
OC	: Ouvrage Collectif	SI	: Session Invitée
PR	: Projet de Recherche	CI	: Conférence Internationale
RC	: Rapport de Contrat R&D	*	: Année de démarrage

7.2 MODULES ENSEIGNES

➤ Première année cycle préparatoire

Sciences de l'Ingénieur SI (Responsable du module, Cours, TP, TD) : Dans ce module, nous proposons les outils de base nécessaires pour l'étude d'une application industrielle quelconque. On s'intéresse particulièrement aux domaines de l'automatique et de la mécanique.

➤ Première année ingénieur

Systèmes asservis (Responsable du module, Cours, TP, TD) : Ce module constitue les outils de base dans le domaine de l'automatique. Nous introduisons les différentes notions du domaine dans le cas des systèmes linéaires mono-entrée mon-sortie. En effet, les points

suiuants sont traités dans ce cours : Transformation de Laplace, représentation des systèmes asservis, systèmes du premier ordre, systèmes du second ordre, Etude de la stabilité d'un système linéaire, Etude des performances d'un système linéaire : stabilité, précision et rapidité.

➤ Deuxième année ingénieur

Automatique de systèmes continus (Responsable du module, Cours, TP, TD) : Ce module représente la suite du module « systèmes asservis ». Les différents points étudiés peuvent être résumés par le plan succinct suivant :

- Synthèses des correcteurs analogiques : Correction série, correction parallèle
- Régulation linéaire PID : Méthode de réglage, régulation cascade, régulation des systèmes à retard (prédicteur de Smith)
- Systèmes échantillonnés : Echantillonnage, transmittance en z, comportement des systèmes échantillonnés (stabilité - précision)
- Représentation d'état : Notion de variable d'état, commandabilité et observabilité des systèmes, commande par retour d'état

Traitement numérique de signal (TD) : Les travaux pratiques traités dans ce module concernent : La Transformée de Fourier, L'analyse spectrale par FFT et algorithme de Cooley Tukey, La synthèse des filtres non récursifs par la méthode des fenêtres

➤ Troisième année ingénieur

Identification et modélisation (TD) : Le but de ce module est de présenter la démarche méthodologique, les techniques et outils nécessaires à l'analyse, la conception et la simulation de modèles dynamiques. Il indique aux élèves ingénieurs comment appréhender l'étude et l'analyse d'un procédé par les techniques de modélisation et simulation sur ordinateur.

Il existe une grande variété de modèles suivant l'utilisation qu'on veut en faire. Le module s'attache à passer en revue les types de modèles : modèle de connaissance microscopique basé sur les lois physiques, modèle système macroscopique, modèle hybride, modèle de représentation.

Le module est orienté vers la construction de modèles systèmes, qui doivent regrouper un grand nombre de composants et de sous-ensembles, comme le sont les installations industrielles.

Automatique Avancée (Responsable du module, Cours, TP, TD) : Le développement des calculateurs a provoqué des changements importants dans la conception des systèmes de commande. Leur puissance de calcul et leur faible coût les rendent aptes à prendre intégralement en charge les aspects commande avec des performances nettement supérieures à celles des régulateurs analogiques.

Les exigences sans cesse accrue en matière de performance nécessitent de plus en plus la mise en œuvre de régulateurs modernes et efficaces. Le programme d'automatique avancée se propose donc de passer en revue différents types de régulateurs numériques qui vont dans ce sens. Les différentes notions développées dans ce module sont : Introduction de l'automatique avancée, Méthodes des pôles dominants, Régulateur de Zdan, Régulateur à temps minimal ou à réponse pile, Régulateur RST, Commande par retour d'état, Commande via l'observateur de Luenberger.

Commande par calculateurs (TP, TD) : Les différents types de commande étudiés dans ce module sont : Concepts généraux de la commande adaptative, Techniques de la commande adaptative, Commande prédictive par modèle interne, Commande des systèmes multi-variables, Commande optimale des systèmes discrets.

Surveillance des systèmes industriels (TP) : Dans ce module, je propose des travaux pratiques inspirés des contrats R&D développés avec Snecma Moteurs dans le domaine du diagnostic et de la validation de données. Le but de cette manipulation est d'appliquer l'approche de diagnostic par l'espace de parité sur un système industriel. Un prototype logiciel est élaboré à la fin de cette manipulation.

➤ Formation continue pour des entreprises (LANXESS, Snecma Moteurs)

Titre : Technicien de maintenance des procédés automatisés

Objectif : A l'issue de cette formation en automatique, les participants prennent conscience de l'importance et des enjeux de la régulation dans la maîtrise, le contrôle, et l'amélioration des performances des procédés industriels. Ils seront, en outre, capables:

- D'identifier les différents éléments qui constituent une boucle de régulation, et de préciser pour chacun d'eux : le principe de fonctionnement, les caractéristiques, ainsi que le rôle dans la chaîne,
- De détecter et de diagnostiquer une panne sur un banc de régulation et de prendre les mesures qui s'imposent en vue d'une intervention,

- D'optimiser le paramétrage d'un régulateur en fonction d'un cahier des charges, afin d'aboutir aux performances souhaitées pour le procédé régulé.

Public : Agents de maintenance

Pré - requis : Connaissance des procédés industriels

7.3 RESUMES DE PROJETS DE FIN D'ETUDES

PFE 3 (2004-2005) : Réalisation d'un système de diagnostic embarqué appliqué à l'automobile

Ce travail traite le problème de diagnostic d'une vanne d'admission d'air d'un moteur à essence, à savoir, le papillon motorisé. L'objectif est de contrôler l'ouverture et la fermeture de la plaque du papillon, afin d'avoir un rapport optimal du mélange air/carburant, même en présence de défauts de capteurs.

Après avoir modélisé le papillon, nous avons appliqué la technique de l'espace de parité, la plus adaptée à notre application, afin de générer des résidus. Ces derniers sont nuls en l'absence de défauts et fortement sensibles à l'apparition d'un défaut et ayant toujours une grande insensibilité aux bruits. Pour analyser ces résidus et détecter la présence d'un défaut, on a utilisé la technique par fenêtres mobiles, basée sur des tests statistiques (variances, moyennes,...). Finalement, pour l'étape de localisation de défauts, on a élaboré un tableau de signatures de défauts permettant de comparer l'évènement détecté avec les évènements prédéfinis afin de localiser l'origine du défaut.

La technique conçue a été validée sur un banc d'essai quasi réel, disponible à l'IRSEEM.

PFE 4 (2005-2006) : Réalisation d'un système de diagnostic pour la supervision de la vanne d'admission d'air

Dans ce travail, on propose une technique de diagnostic appliquée sur la vanne motorisée d'un moteur à essence. La technique développée est basée sur trois étapes essentielles :

- Génération des résidus représentant les écarts entre les mesures réelles et celles estimées,
- Détection de défauts basée sur des tests statistiques,
- Localisation de défaut pour identifier l'élément défaillant.

PFE 5 (2005-2006) : Etude d'une méthodologie de diagnostic. Application sur le procédé de désulfuration de fumées d'une centrale thermique

Pour détecter les défauts d'un procédé de désulfuration de fumées, nous avons appliqué une

méthode de diagnostic. L'approche par l'espace de parité consiste à générer les indicateurs de défauts. Cette approche a permis de détecter et de localiser facilement un défaut de capteurs ou d'actionneurs. Pour la phase de détection et de test des résidus, nous avons utilisé la technique par approche logique et par fenêtres glissantes, qui donne des bons résultats en termes de robustesse et de fiabilité de bonne détection.

7.4 RESUMES DES THESES SOUTENUES

Thèse de M. Lebbal

Les objectifs de cette thèse s'inscrivent dans le cadre de la maîtrise des systèmes afin d'optimiser l'exploitation, y compris en présence de défaillances internes ou externes. Notre contribution est de proposer un ensemble de solutions spécifiques pour la modélisation et le diagnostic des systèmes non linéaires avec des entrées de commutation réelles ou fictives. Nous nous sommes intéressés particulièrement à des procédés hybrides, dotés d'entrées discrètes et de sorties continues, et à des procédés non linéaires présentant des non linéarités avec des discontinuités.

La modélisation permet de connaître le procédé sur l'ensemble des modes de fonctionnement. Pour appréhender l'ensemble de ces modes, nous avons proposé une représentation par multimodèle. Pour les systèmes dont les entrées de commande sont discrètes nous avons développé un multimodèle basé sur la commutation de ces entrées en associant des représentations linéaires continues avec un automate qui représente les changements d'état discrets. Pour les systèmes non linéaires, nous avons introduit des entrées discrètes fictives qui permettent de remplacer les non linéarités et nous avons construit l'automate associé. En exploitant les multimodèles obtenus, nous avons montré que nous pouvions améliorer les performances des algorithmes de diagnostic basés sur l'espace de parité. En particulier, des résultats innovants ont été obtenus pour la localisation et la discernabilité en exploitant l'estimation et l'amplitude des défauts.

Finalement, nous avons appliqué les différentes méthodes développées sur une vanne d'admission d'air du moteur thermique à essence.

Thèse de O. Mustapha

L'objectif de la thèse est de détecter les défauts des systèmes industriels complexes, par analyse des signaux mesurés. Les défauts étudiés correspondent à des changements abrupts dans les composantes fréquentielles du signal. La détection précoce des défauts est rendue

possible par l'estimation de ces composantes et de leur variation. L'approche proposée combine les bancs de filtres qui servent à extraire les caractéristiques fréquentielles et énergétiques avec la méthode de la somme cumulée dynamique (DCS). Cette méthode consiste en une détermination récursive du logarithme du rapport de vraisemblance entre deux segments dynamiques locaux. La contribution majeure de la thèse est de dériver les coefficients des filtres à partir d'une ondelette afin d'utiliser le banc de filtres comme une ondelette. Les paquets d'ondelettes sont aussi étudiés ainsi que la fusion des données nécessaires après les étapes de décomposition et de détection. Enfin la classification des événements détectés est introduite. L'avantage de l'approche proposée est de pouvoir implémenter matériellement le banc de filtres et de l'utiliser pour une détection en ligne. Le travail est appliqué sur le simulateur du Tennessee Eastman Challenge Process pour détecter les perturbations qui peuvent affecter le réacteur chimique.

Thèse de V. Sircoulomb

La résolution d'un problème d'estimation de l'état d'un système nécessite de disposer d'un modèle régissant l'évolution des variables d'état et de mesurer de manière directe ou indirecte l'ensemble ou une partie de ces variables d'état. Les travaux exposés dans ce mémoire de thèse portent sur la problématique d'estimation en présence de méconnaissances de modèle et de pertes de capteurs. La première partie de ce travail constitue la synthèse d'un dispositif d'estimation d'état pour systèmes non linéaires. Cela consiste à sélectionner un estimateur d'état et convenablement le régler, puis à concevoir algorithmiquement, à partir d'un critère introduit pour la circonstance, une redondance matérielle visant à compenser la perte de certains capteurs. La seconde partie de ce travail porte sur la conception, à l'aide de la variance d'Allan, d'un sous-modèle permettant de compenser les incertitudes d'un modèle d'état, ce sous-modèle étant utilisable par un filtre de Kalman. Ce travail a été exploité pour tenir compte de dérives gyroscopiques dans le cadre d'une navigation inertielle hybridée avec des mesures GPS par un filtre de Kalman contraint. Les résultats obtenus, issus d'expériences sur deux trajectoires d'avion, ont montré un comportement sain et robuste de l'approche proposée.

7.5 ALGORITHMES

Algorithme de somme cumulée CUSUM

L'algorithme CUSUM intuitif se présente comme suit [NIK 86], [BAS 93]. A un instant j , on calcule la somme des logarithmes des rapports de vraisemblance :

$$S = \sum_{i=1}^j s_i = \sum_{i=1}^j \text{Ln} \frac{f_{\theta_1}(x_i / x_{i-1}, \dots, x_1)}{f_{\theta_0}(x_i / x_{i-1}, \dots, x_1)}$$

La somme S fournit un test séquentiel, et l'intérêt de cette somme est qu'elle change de signe en moyenne après l'instant de rupture. Les espérances des logarithmes des rapports de vraisemblance avant et après l'instant de changement s'écrivent comme suit:

$$E_{H_0}(s_i) < 0$$

$$E_{H_1}(s_i) > 0$$

On calcule alors la fonction de détection suivante: $g = S^j - \min_{1 \leq i \leq j} S^i$

Au vu de la propriété précédente de la somme cumulée, la fonction de détection est construite en faisant la différence à chaque instant j entre la valeur de la somme du logarithme de vraisemblance et sa valeur minimale calculée jusqu'à l'instant j .

L'instant de changement est défini alors par: $t_c = \max\{j : g_j = 0\}$

L'instant d'arrêt est : $t_a = \min\{j : g_j \geq h\}$

h est le seuil de détection, c'est à dire qu'une rupture est détectée lorsque la fonction de détection atteint le seuil h .

Somme Cumulée Dynamique (DCS)

Soit $X = X_j = (x_1, \dots, x_j)$ le vecteur d'observation à l'instant j . Supposons que la distribution du processus X dépende d'un paramètre θ . Un changement peut affecter la variance, la distribution fréquentielle du signal ou les deux en même temps. La méthode de la somme cumulée dynamique est une méthode construite pour la détection des changements dans des signaux dans le cas où les paramètres de segmentation (θ_0 et θ_1) sont inconnus, et lorsqu'on veut suivre des changements locaux dans les signaux.

Cette approche de détection, appelée la Somme Cumulée Dynamique (DCS : Dynamic Cumulative Sum), peut être considérée comme une séquence répétée autour du point de changement t_r . Elle est fondée sur la somme cumulée locale des rapports de vraisemblance entre deux hypothèses locales estimées autour de l'instant courant j . Ces deux hypothèses dynamiques H_a^j (after j) et H_b^j (before j) sont estimées en utilisant deux fenêtres de longueur N avant et après l'instant j comme suit:

$$H_b^j : x_i; i = \{j - N, \dots, j - 1\} \text{ suit une loi de probabilité de densité } f_{\theta_0}(x_i)$$

$$H_a^j : x_i; i = \{j + 1, \dots, j + N\} \text{ suit une loi de probabilité de densité } f_{\theta_1}(x_i)$$

Les paramètres $\hat{\theta}_b^j$ de l'hypothèse H_b^j , sont estimés à partir de N points avant l'instant j et les paramètres $\hat{\theta}_a^j$ de l'hypothèse H_a^j , sont estimés à partir de N points après l'instant j .

A l'instant j , nous définissons DCS comme la somme des logarithmes des rapports de vraisemblance à partir du début du signal jusqu'à l'instant j :

$$DCS(H_a^j, H_b^j) = \sum_{i=1}^j \hat{s}_i = \sum_{i=1}^j \text{Ln} \frac{f_{\hat{\theta}_a^j}^i(x_i)}{f_{\hat{\theta}_b^j}^i(x_i)}$$

$\hat{s}_i = \text{Ln} \frac{f_{\hat{\theta}_a^j}^i(x_i)}{f_{\hat{\theta}_b^j}^i(x_i)}$, est le logarithme du rapport de vraisemblance qui a un caractère local dans la

mesure où les paramètres des deux hypothèses sont ré-estimés à chaque pas dans les deux fenêtres de N points autour du point courant j .

Il a été démontré que la fonction DCS atteint son maximum au temps de changement t_r [KHA 99].

La fonction de détection utilisée pour estimer l'instant de changement est exprimée par:

$$g = \max_{1 \leq i \leq j} [DCS(H_a^i, H_b^i)] - DCS(H_a^j, H_b^j)$$

L'instant d'arrêt est: $t_a = \min\{j : g_j \geq h\}$

C'est-à-dire, le changement est détecté quand la fonction de détection atteint un seuil h prédéterminé.

Le vrai instant de changement est estimé par : $t_c = \max\{j > 1 : g_j = 0\}$

Pour une détection idéale, l'instant de changement réel t_r doit correspondre à l'instant de détection estimé t_c . Le retard de détection est donné par: $\tau = t_c - t_r$

Synthèse du dispositif d'estimation d'état

1. Sélectionner l'estimateur d'état à implémenter. Ce choix s'opère via les trois étapes suivantes :

- pour chacun des estimateurs envisagés, calculer η_F :

$$\eta_F = \frac{1}{n_y + 1} \sum_{i=0}^{n_y} V_i^F$$

η_F représente la variance moyenne du filtre F sur l'ensemble des scénarii de capteurs disponibles ;

- choisir l'estimateur d'état à utiliser : il s'agit de celui dont la valeur η_F est la plus faible. Si plusieurs filtres présentent ce même résultat, l'estimateur à retenir est celui d'implémentation la plus aisée ;
 - pour $i = 0, \dots, n_y$, respectivement attribuer à r_i, V_i, σ_{r_i} et σ_{V_i} les valeurs $\sigma_i^F, V_i^F, \sigma_{r_i}^F$ et $\sigma_{V_i}^F$ relatives au filtre F retenu.
2. Pour $i = 1, \dots, n_y$, calculer les poids p_i à partir de $\sigma_{r_i}, \sigma_{r_0}, \sigma_{V_i}$ et σ_{V_0} , conformément à la relation (76).
 3. Pour $i = 1, \dots, n_y$, calculer les indicateurs μ_i à partir de p_i, V_i, V_0, r_i et r_0 , conformément à la relation (75).
 4. Éliminer de l'ensemble $C_I = \{C_1, \dots, C_{n_y}\}$ de capteurs candidats à une redondance matérielle ceux ne pouvant être doublés pour des raisons d'ordre physique. L'ensemble des capteurs restant après cette étape est noté C_R ($C_R \subseteq C_I$) et son cardinal n_R ($n_R \leq n_y$).
 5. Former à partir des n_R capteurs de C_R toutes les combinaisons possibles de $1, 2, \dots, n_R$ capteurs pour lesquels le coût lié à la mise en oeuvre de la redondance n'excède pas le budget alloué. L'ensemble des combinaisons satisfaisant cette contrainte est noté \mathcal{E}_1 et son cardinal n_1 .
 6. Éliminer de \mathcal{E}_1 tous les sous-ensembles de capteurs non maximaux (cf. définition 1). L'ensemble des sous-ensembles de capteurs restants après cette étape est noté \mathcal{E}_2 ($\mathcal{E}_2 \subseteq \mathcal{E}_1$) et son cardinal n_2 ($n_2 \leq n_1$). Par ailleurs, on pose : $\mathcal{E}_2 = \{\mathcal{S}_2, \dots, \mathcal{S}_i, \dots, \mathcal{S}_{n_2}\}$.
 7. Pour chaque sous-ensemble \mathcal{S}_i de \mathcal{E}_2 ($1 \leq i \leq n_2$), calculer ρ_i à partir des $\{\mu_j\}_{1 \leq j \leq n_y}$ préalablement déterminés :

$$\rho_i = \sum_{j=1}^{n_y} \varepsilon_j \mu_j, \quad \text{où : } \varepsilon_j = \begin{cases} 1 & \text{si } C_j \in \mathcal{S}_i \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

8. Déterminer le sous-ensemble \mathcal{S}_i de \mathcal{E}_2 dont les éléments seront rendus redondants : il s'agit de celui présentant la valeur ρ_i la plus élevée. Si plusieurs sous-ensembles présentent ce même résultat, sélectionner le sous-ensemble dont le coût de mise en oeuvre de la redondance est effectivement minimal.

8 REFERENCES

- [ABE 06] Aberkane S., Systèmes tolérants aux défauts : analyse et synthèse stochastique, thèse de doctorat, Université de Nancy, 2006.
- [AKN 00] Aknin P., Maurin T., Systèmes multi-capteurs : diagnostic et fusion, Hermes, Paris, 2000.
- [ALL 66] Allan D.W., Statistics of atomic frequency standard. Proc. of the IEEE, 54(2), 1966.
- [ARB 82] Arbel A., Sensor placement in optimal filtering and smoothing problems, IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-27, no. 1, pp. 94-98, 1982.
- [BAR 71] Barnes J.A., Chi A.R., Cutler L.S., Healey D.J., Leeson D.B., Mac Gunicall T.E., Mullen J.A., Smith W.L., Sydnor R.L., Vessot R.F.C., and Winkler G.M.R., Characterization of frequency stability. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 20(2), 1971.
- [BAS 99] Bas O.Y., Shafai B., and Linder S.P., Design of optimal gains for the proportional integral Kalman filter with application to single particle tracking. In IEEE Conference on Decision and Control, pages 4567–4571, Phoenix, Ar., U.S.A., 1999.
- [BAS 93] Basseville M., Nikiforov I. Detection of Abrupt Changes: Theory and Application. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1993.
- [BOU 96] Boudaoud N., Masson M. H., Dubuisson B., One line diagnosis of a technological system: a fuzzy pattern recognition approach, In *13th IFAC Congress*, San Francisco, USA, August 1996.
- [BOU 00] Boudaoud N., Masson M. H., Diagnosis of transient states : A pattern recognition approach, *APII-JESA*, vol. 34, no. 5, pp. 689-708, 2000.
- [BRA 99] Branch, M.A., T.F. Coleman, and Y. Li, A Subspace, Interior, and Conjugate Gradient Method for Large-Scale Bound-Constrained Minimization Problems, *SIAM Journal on Scientific Computing*, Vol. 21, Number 1, pp. 1-23, 1999.
- [BUC 85] Buchberger B., "Gröbner bases : An algorithmic method in polynomial theory". In *Multidimensional Systems Theory*, N.K.Bose, pp 184-232, Dordrecht Reidel 1985.
- [CAN 95] Canudas de Witt C., "A new model for control of systems with friction", IEEE Transactions on Automatic Control, 40(3), pp 419-425, 1995.
- [CHA 07] Chamseddine A. Méthodologie de diagnostic et tolérance aux défauts de systèmes complexes, thèse de doctorat, Université Paul Cézanne, 2007.
- [CHR 02] Christophe C., Cocquempot V. and Jiang B., "Link between high gain observer-based residual and parity space one", Proceeding of the American Control Conference pp 2100-2105, Anchorage, AK, May 8-10, 2002.
- [DAH 05] Dahia K., Nouvelles méthodes en filtrage particulaire. Application au recalage de navigation inertielle par mesures altimétriques. PhD thesis, Univ. Joseph Fourier, 2005.

- [DEN 97] Denoeux T., Analysis of evidence-theoretic decision rules for pattern classification. *Pattern Recognition*, vol. 30, no. 7, pp. 1095-1107, 1997.
- [DEN 98] Denoeux T., Application du modèle des croyances transférables en reconnaissance de formes. *Traitement du signal (In press)*, 1998.
- [DOW 93] Downs, J.J., Vogel, E.F, A plant-wide industrial control problem, *Computers and Chemical Engineering*, 17, pp. 245-255, 1993.
- [FRA 94] Frank P.M., « Enhancement of robustness in observer based fault detection », *Int. J. of Cont.*, 59, 1994, p. 955-981.
- [GEO 95] Georges D., The use of observability and controllability Gramians or functions for optimal sensor and actuator location in finite-dimensional systems. In *IEEE Conference on Decision and Control*, volume 4, pages 3319–3324, New Orleans, La., U.S.A., 1995.
- [GER 88] Gertler J.J., « Survey of model-based failure detection and isolation in complex plant », *IEEE Cont. Sys. Mag.*, 3, 1988, p. 3-11.
- [GER 91] Gertler J.J., « Analytical redundancy methods in fault detection and isolation », In: *Proceedings of the IFAC/IMACS Symposium, Safeprocess '91*, 9-21, Baden-Baden, 1991.
- [GUE 07] Guenab F., Contribution aux systèmes tolérants aux défauts : synthèse de méthodes de reconfiguration et/ou de restructuration intégrant la fiabilité des composants, thèse de doctorat, Université de Nancy, 2007.
- [HOB 01] Hoblos G., Contribution à l'analyse de la tolérance aux fautes des systèmes d'instrumentation. Thèse de doctorat, Université des sciences et technologies de Lille, 20 mars 2001.
- [HOU 98] Hou M. and Patton R.J., Input observability and input reconstruction. *Automatica*, 34(6) :789–794, 1998.
- [ISE 91] Isermann R., Freyermuth B., « Process faults diagnosis based on process model knowledge- part I: principles for fault diagnosis with parameter estimation », *Trans. of ASME*, 113, 1991, p. 620-626.
- [JUL 00] Julier S.J., Uhlmann J.K., and Durrant-Whyte H.F., A new method for the nonlinear transformation of means and covariances in filters and estimators. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 45(3) : 477–482, 2000.
- [KAL 60] Kalman R.E., A new approach to linear filtering and prediction problems. *Transactions of the ASME - Journal of Basic Engineering, Series D*, 82 :35–45, 1960.
- [KHA 99] Khalil M., Une approche de la détection et de la classification dans les signaux non stationnaires. Application à l'EMG utérin. Thèse de doctorat, UTT, 1999.
- [KWO 03] Kwon S.J. and Chung W.K., Combined synthesis of state estimator and perturbation observer. *Transactions of the ASME - Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, 125(1) :19–26, 2003.

- [LEB 06] Lebbal M., Contributions à la modélisation et au diagnostic des systèmes complexes, thèse de doctorat, Université du Havre, 16 juin 2006.
- [LEC 05] Leclercq E., Druaux F. Lefebvre D., Zerkaoui S., Autonomous learning algorithm for fully connected recurrent networks. *Neurocomputing*, vol. 63, pp. 25-44, 2005.
- [LEE 99] Lee H. and Tark M.J., Generalized input estimation technique for tracking maneuvering targets. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 35(4) :1388–1402, 1999.
- [MUS 08] Mustapha O., Contribution à la détection des changements dans les signaux temporels pour la sûreté de fonctionnement des systèmes, thèse de doctorat, Université du Havre, 19 novembre 2008.
- [NIK 86] Nikiforov I. *Sequential detection of changes in stochastic systems*. Lecture notes in Control and information Sciences, NY, USA, pp. 216-228, 1986
- [NOU 93] Noura H., Contribution à la commande des systèmes : diagnostic et commande des systèmes soumis à des défauts, thèse de doctorat, Université de Nancy, 1993.
- [ÖZG 01] Özgüner Ü., Hong S. and Pan Y., “Discrete-time sliding mode control of electronic throttle valve” Proceeding Conference on Decision and Control, Orlando, Florida USA, pp 1819-1824, december 2001.
- [PAR 87] Parks, T.W., and C.S. Burrus, *Digital Filter Design*, John Wiley & Sons, pp. 226-228, 1987.
- [RAU 01] Raudys S., *Statistical and Neural Classifiers: An integrated approach to design*, Springer-Verlag, London, 2001.
- [PAT 91] Patton R.J., Chen J., «A review of parity space approaches to fault diagnosis for aerospace systems », *J. of Guid. Cont. and Dyn.*, 17, 1991, p. 278-285.
- [PET 96] Petit F., Baudois D., and Israël J.P., Evaluation de la composante blanche de signaux accélérométriques et gyrométriques par la méthode de la variance d’Allan. *Traitement du signal*, 13(1) :71–84, 1996.
- [RAD 99] Radix J.C., *Accéléromètres inertiels. Techniques de l’ingénieur*, 1999. *Traité Mesures et Contrôle*.
- [SHI 02] Shirazi L.R., “Contribution à la représentation et à l’identification des système avec non linéarités non différentiable”, Thèse Laboratoire d’automatique de Grenoble (LAG), 12 juillet 2002.
- [SIM 06a] Simon D., A game theory approach to constrained minimax state estimation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 54(2) :405–412, 2006.
- [SIM 06b] Simon D., H_∞ filtering with inequality constraints for aircraft turbofan health estimation. In *IEEE Conference on Decision and Control*, pages 3291–3296, San Diego, Ca., U.S.A., 2006.

- [SIR 08] Sircoulomb V., Etude de concepts de filtrage robuste aux méconnaissances de modèles et aux pertes de mesures. Application aux systèmes intégrant la navigation, thèse de doctorat, Université de Nancy, 2 décembre 2008.
- [SIR 07a] Sircoulomb V., Hoblos G., Chafouk H., and Ragot J., Analyse et synthèse de redondance de capteurs en vue d'améliorer l'estimation d'état d'un système. In 4ème Colloque Interdisciplinaire en Instrumentation, pages 141–148, Nancy, France, 2007.
- [SIR 07b] Sircoulomb V., Hoblos G., Chafouk H., and Ragot J., Evaluation of estimation quality with respect to sensors losses. In 7^{ème} congrès international pluridisciplinaire Qualita, Tanger, Maroc, 2007.
- [SPA 91] Spataru A., Fondements de la Théorie de l'Information Presses Polytechniques Romandes, 1991.
- [STA 02] Staroswiecki M., On reconfigurability with respect to sensor failures. In IFAC World Congress, Barcelona, Spain, 2002.
- [YAE 92] Yaesh I. and Shaked U., Game theory approach to state estimation of linear discrete-time processes and its relation to H_∞ optimal estimation. International Journal of Control, 55(6) :1443–1452, 1992.
- [ZER 07] Zerkaoui S., Druaux F., Leclercq E., Lefebvre D., 2007, Multivariable adaptive control for non-linear systems: application to the Tennessee Eastman Challenge Process, Kos, Greece, July 2 – 5, ECC 2007.
- [ZHA 00] Zhang G. P., Neural Networks for Classification: A Survey, IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics, part C: Applications and Reviews, 30 (4), 2000.
- [WIL 99] Williams D. B., Madisetti V. K., Digital signal processing Handbook, CRC Press, 1999.

« Demander le savoir du berceau jusqu'au tombeau »