



Une approche algébrique pour la pratique de l'estimation, du diagnostic, de la commande et de la finance

Cédric Join

► To cite this version:

Cédric Join. Une approche algébrique pour la pratique de l'estimation, du diagnostic, de la commande et de la finance. Automatique / Robotique. Université de Lorraine, 2012. tel-00759370

HAL Id: tel-00759370

<https://theses.hal.science/tel-00759370>

Submitted on 30 Nov 2012

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

Université de Lorraine

(Spécialité Automatique)

par

Cédric Join

Maître de Conférences à l'Université de Lorraine

Une approche algébrique pour la pratique de l'estimation, du diagnostic, de la commande et de la finance

Date de soutenance : 13 juin 2012

Composition du jury

Rapporteurs :

S.-I. Niculescu	Directeur de recherche CNRS, L2S Supélec
F. Rotella	Professeur, Ecole Nationale d'Ingénieur de Tarbes
J. Rudolph	Professeur, Université de la Sarre

Examineurs :

M. Fliess	Directeur de recherche CNRS émérite, Ecole Polytechnique
F. Hamelin	Professeur, Université de Lorraine
W. Perruquetti	Professeur, Ecole Centrale de Lille
J. Zaytoon	Professeur, Université de Reims

*à ma femme Florence
ma fille Marine,
mes parents,
et toute la famille,
m'ayant toujours soutenu.*

Remerciements

Remercier toutes les personnes ayant contribué, de près ou de loin, à mon travail de recherche depuis dix ans est une tâche bien difficile. J'espère n'oublier personne...

En premier lieu, je tiens à remercier M. Niculescu, Directeur de recherche au NRS (LSS), M. Rotella, Professeur à l'École Nationale d'Ingénieurs de Tarbes et M. Rudolph, Professeur à l'Université de la Sarre qui ont accepté d'être les rapporteurs de mon Habilitation à Diriger des Recherches.

Je remercie également les examinateurs M. Perruquetti, Professeur à l'École Centrale de Lille et M. Zaytoon, Professeur à l'Université de Reims Champagne-Ardenne.

C'est un réel honneur, connaissant leurs charges de travail et responsabilités, que de consacrer du temps à la lecture de ce document et/ou pour participer au jury.

La vie au laboratoire, dans la bonne ambiance, est facile. Pour cela je remercie tous les chercheurs et doctorants de l'étage. J'ajoute une mention spéciale à Christophe Aubrun, Taha Boukhobza, Dominique Sauter, Jean-Christophe Ponsart, Patrick Sibille, Didier Theilliol mes voisins proches avec qui je prends toujours plaisir à discuter de sciences ou d'autres choses. J'ajoute Sabine Huraux, notre secrétaire préférée, qui nous aide du mieux possible.

Je souhaite exprimer ma reconnaissance à Alain Richard, Directeur du laboratoire durant une bonne partie de ces dix années. Plus que des remerciements conventionnels, Alain a toujours su prendre le temps de répondre à mes "coups de gueule" et m'expliquer certaines décisions. Connaissant sa charge de travail c'est un réel effort. D'un point de vue plus personnel, grand passionné de photos nature, je le remercie aussi pour m'avoir fait découvrir le festival de Montier-en-Der que je ne manque plus depuis. Nous échangeons de temps en temps sur mes clichés.

Frédéric Hamelin, parrain scientifique de l'étape, ou Frédouille pour les intimes :-). Je t'adresse ici un GRAND MERCI, pour ton soutien de tous les jours mais surtout ta bonne humeur communicative. Nous avons fait un bout de chemin ensemble depuis que je suis étudiant jusqu'à aujourd'hui avec de franches rigolades indispensables au travail de qualité. Ton optimisme m'est indispensable.

Un an avant ma nomination au poste que j'occupe actuellement, je me suis lancé dans l'aventure d'ALIEN (Projet INRIA localisé à Saclay, portant désormais le nom de NON-A à

Lille). Ce groupe, en plus de donner un cadre institutionnel à plusieurs collaborations, a joué un rôle important dans mes orientations scientifiques. Je tiens à remercier l'ensemble des chercheurs actuels et/ou passés de ce projet.

Très cher Mamadou (Mboup), impossible d'écrire ces remerciements sans ces quelques mots te concernant. J'ai pris beaucoup de plaisir à travailler avec toi et nos rencontres presque hebdomadaires¹ bd St Germain me manquent. Avec Michel, ce travail a conduit à une formidable découverte qu'est notre dérivateur. Outre tes qualités scientifiques, je veux aussi saluer tes qualités humaines.

Ahhhhhhh, j'ai gardé le meilleur pour la fin ;-))))))

Michel, que dire ? Tu représentes tellement pour moi.

Si dans ma petite carrière, il y a une chose que je ne regretterai jamais, c'est d'avoir eu l'idée et le cran² de t'aborder lors de l'une de ces fameuses écoles d'été à Grenoble.

Depuis, nous n'avons cessé de travailler ensemble. Doucement, au début, j'ai dû faire mes preuves ;-), puis intensément avec la découverte de la Commande Sans Modèle : je me souviens de discussions passionnées à 1h du matin parce que l'un de nous avait une idée et cela ne pouvait pas attendre ! C'était une première pour moi. Un travail d'une telle intensité...

Aujourd'hui, après dix années de collaboration, c'est monnaie courante ;-). Si je n'ai pas mon BBM d'avant 8h00 et d'après 23h00, je me pose des questions.

Allez, j'arrête là de louer tes qualités scientifiques et de travail exceptionnelles car d'une part, tout le monde les connaît et d'autre part, cela pourrait durer encore longtemps.

En revanche, ce que beaucoup ignorent, ce sont tes qualités humaines. En effet, dans les moments difficiles, tu as toujours le mot qu'il faut, qui donne du réconfort. Je n'oublie pas non plus ta fidélité à rude épreuve.

Là, je passe sur nos soirées Parisiennes ? ... :-)

Bref, pour conclure, je te veux pour père spirituel ! En espérant que tu acceptes un tel fils ;-))))))

J'en viens maintenant aux remerciements dédiés à ceux qui partagent ma vie au quotidien : mes parents qui ont soutenu tous mes choix et ce n'était pas toujours gagné d'avance et mes beaux-parents pour les remercier de ces WE Vosgiens de détente.

Enfin, les meilleurES, Florence, ma femme, et Marine, ma fille, qui non seulement enchantent ma vie mais savent aussi me laisser du temps pour mener à bien mon travail. Je suis conscient que les déplacements répétés, les soirées et WE consacrés au travail peuvent parfois peser lourd mais elles ont toutes deux compris que c'est important pour moi. Ce n'est pas donné à tout le monde et je les en remercie du fond du cœur.

1. D'ailleurs, ça devrait compter comme une mobilité, à bon entendeur ;-))))

2. A tort, on ne peut pas dire que tu étais reconnu facile d'accès.

Table des matières

Organisation du document	11
I Curriculum vitae détaillé	13
Présentation	15
Résumé des activités de recherche	17
Thématiques de recherche	17
Encadrements	19
Rayonnement scientifique	20
Autres activités scientifiques	21
Relations avec l'industrie (les détails de ces travaux seront amplement développés)	22
Activités d'enseignement	25
Formation initiale	25
Enseignements en Licence Professionnelle	26
Expérience d'enseignement durant la thèse et ATER	26
Responsabilités administratives et implication au sein de l'Université et du laboratoire	27
Liste des travaux et publications	29
Revue internationale avec comité de lecture	29
Chapitres d'ouvrages	30
Colloques internationaux avec comité de lecture et actes	30
Colloques nationaux avec comité de lecture et actes	34
Brevets et rapports industriels	34
1 Estimation algébrique	37
1.1 Introduction	39
1.2 Estimation paramétrique	39
1.2.1 Exemple d'estimation paramétrique	39
1.2.2 Démarche générale	42
1.2.2.1 Équations différentielles	42

1.2.2.2	Identifiabilité linéaire projective	42
1.2.3	Perturbations et estimateurs	43
1.2.4	Influence des bruits	44
1.2.4.1	Sinusoïdes hautes fréquences	44
1.2.4.2	Bruits blancs	45
1.2.5	Mise en oeuvre	45
1.2.5.1	Généralités	45
1.2.5.2	Atténuation des bruits	46
1.3	Estimation des dérivées	47
1.3.1	Exemple	47
1.3.2	Généralisation	48
1.3.3	Compléments théoriques : polynômes de Jacobi	48
1.3.4	Cas du débruitage (ordre de dérivation nul)	51
1.3.5	Cas de la dérivée d'ordre 1	51
1.3.6	Simulations numériques	52
1.3.7	Conclusion	52
1.4	Détection de ruptures	52
1.4.1	Principe général	54
1.4.2	Cadre général	54
1.4.3	Cas des fonctions polynomiales par morceaux	55
1.4.4	Résultats de simulation	56
1.5	Conclusion	56
2	Diagnostic	63
2.1	Introduction	65
2.2	Diagnostic à base de modèles linéaires incertains	65
2.3	Diagnostic à base de modèles non linéaires incertains	68
2.4	Diagnostic sans connaissance <i>a priori</i> : thèse de A. Moussa Ali	72
2.4.1	Cadre général	74
2.4.2	Exemple du défaut actionneur	75
2.5	Diagnostic des électrocardiogrammes : thèse de S. Rezk	77
2.5.1	Principe	78
2.5.2	Résultats	79
2.6	Conclusion	81
3	Commande sans modèle	83
3.1	Introduction	85
3.2	Fondements théoriques	85
3.2.1	Modèle ultra-local	85
3.2.2	Correcteurs PI intelligents	86
3.2.3	Estimation de F'	86
3.2.4	Trajectoire de référence pour la sortie	86

3.3	Principales applications	87
3.3.1	Commande d'une vanne pour PSA	87
3.3.1.1	Problématique	87
3.3.1.2	Résultats expérimentaux sur banc moteur	88
3.3.2	Régulation d'aménagements hydroélectriques pour EdF	93
3.3.2.1	Problématique	93
3.3.2.2	Solutions proposées	95
3.3.2.3	Validations numériques	97
3.3.3	Régulation du trafic routier pour la DIRIF	97
3.3.3.1	Problématique	97
3.3.3.2	Critères d'évaluation	101
3.3.3.3	Évaluation en simulation	101
3.4	Conclusion	102
4	Projet de recherche et perspectives	105
4.1	Ouverture : Vers une approche algébrique de la finance	107
4.1.1	Introduction aux problématiques financières	107
4.1.2	Principales pistes	108
4.1.3	De nouveaux indicateurs	108
4.1.4	Réduction des risques et gestion d'un portefeuille	110
4.1.5	Conclusion	110
4.2	Perspectives à plus long terme	110
	Références bibliographiques	113
	Rappel des références dont je suis co-auteur	115
	Références complémentaires	123
	Articles	133

Organisation du document

Depuis ma thèse soutenue fin 2002, dont le thème est le diagnostic des systèmes non linéaires, je me consacre au développement de méthodes avec l'algèbre différentielle pour principal outil mathématique. Outre la première partie, plus administrative, dédiée à l'énoncé synthétique de mes différentes activités au niveau tant de la recherche au sein du CRAN que de l'enseignement au sein du département GEII de l'IUT composante de l'Université de Lorraine, j'expose dans ce manuscrit le cheminement, presque chronologique, de ces idées.

Ce document comprend trois parties qui s'articulent autour des méthodes théoriques développées et leurs domaines d'applications.

Ainsi la première partie est dédiée à l'introduction aux méthodes algébriques et aux fondements mathématiques qui la définissent. L'estimation paramétrique, application directe de ces méthodes, y est aussi présentée avec pour particularités : l'élimination des inconnues inintéressantes grâce à des manipulations algébriques, des formulations explicites et déterministes des estimées. Ces techniques d'estimation rapides qui ont nul besoin de connaissances a priori sur les signaux (y compris les bruits), permettent des estimations en ligne, en boucle fermée et en temps réel. Il en découle encore un algorithme d'estimation des coefficients d'un polynôme image d'une représentation locale d'un signal. Cette dernière idée joue d'ailleurs un grand rôle en automatique puisqu'elle peut s'interpréter tour à tour comme une technique de débruitage ou de dérivation numérique.

Dans la deuxième partie, toujours sur la base de manipulations algébriques, une technique de diagnostic systématique en présence de paramètres incertains est exposée. Ces résultats généralisent, dans un cadre linéaire, les approches ayant pour objet de générer des signaux indicateurs de défauts par projection dans un espace dit de parité. Fort des performances obtenues à l'aide des dérivateurs numériques de la précédente partie, des solutions de diagnostic en présence de non linéarités sont proposées.

J'y présente également le travail de thèse de A. Moussa Ali qui portait sur la réduction des connaissances nécessaires à la détection de défauts ainsi que celui de S. Rezk, que je co-encadre actuellement, sur la caractérisation des électrocardiogrammes.

Dans une troisième partie, une vision totalement novatrice du contrôle des procédés est expliquée. Plutôt que de s'appuyer sur une connaissance toujours plus précise de la structure du

modèle du système à commander, elle s'appuie sur une modélisation locale simple décorrélée de la réalité physique mais aussi sur les techniques d'estimation rapides. Il ne s'agit pas d'estimer des paramètres inconnus mais plutôt une grandeur composée d'erreurs de modèle (provenant de la différence entre le modèle réel inconnu et le modèle simple utilisé) et de perturbations. L'ensemble est ensuite rejeté en bloc.

Cette idée jouit d'un fort engouement industriel et quelques applications sont présentées.

La dernière partie est consacrée à mes perspectives dont l'idée qui monopolise mon esprit aujourd'hui et qui touche au développement de techniques systématiques en finances. La finance mathématique est aujourd'hui largement dominée par les approches statistiques et/ou probabilistes. Appliquer dans ce domaine des outils déterministes est audacieux. En tirant parti du savoir faire tant théorique que pratique acquis en automatique, de premiers résultats très encourageants valident le concept.

D'autres perspectives à plus long terme sont aussi proposées.

Première partie

Curriculum vitae détaillé

Présentation

Cédric Join

né le 17 mai 1974 à Epinal (Vosges).

marié, 1 enfant.

Adresse professionnelle

Centre de Recherche en Automatique de Nancy

BP 70239 – 54506 Vandœuvre-lès-Nancy cedex

Tél : 03.83.68.44.75

email : cedric.join@cran.uhp-nancy.fr

Situation actuelle

Grade Maître de Conférences depuis le 1^{er} septembre 2004. Classe normale, 5^e échelon.
Date de nomination dans l'échelon : 1^{er} avril 2011.

Section 61^e (génie informatique, automatique et traitement du signal).

Emploi n°1622 à l'Université Henri Poincaré, Nancy 1.
Département Génie Électrique et Informatique Industrielle (GEII) – Institut Universitaire de Technologie de Nancy-Brabois pour l'enseignement.
Centre de Recherche en Automatique de Nancy (CRAN – CNRS UMR 7039) pour la recherche.
Bénéficiaire d'une Prime d'Excellence Scientifique depuis octobre 2009.

Formation

2002 *Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy 1, spécialité automatique.*
Laboratoire : Centre de Recherche en Automatique de Nancy (CRAN).
Directeurs de thèse : Pr Dominique SAUTER et Dr. Jean-Christophe PONSART.
Sujet : « Diagnostic des systèmes non linéaires – Contribution aux méthodes de découplage ».
Mention très honorable avec félicitations du jury.
Thèse soutenue le 29 novembre 2002 devant, en plus des encadrants, la commission d'examen suivante :
président : Pr. José RAGOT,
rapporteurs : D.R. Michel FLIESS, Pr. Ali ZOLGHADRI,
examineurs : Ing. Philippe MOUYON,

1999 *Diplôme d'Etudes Approfondies (DEA) Automatique et Traitement numérique du signal.*
Université Henri Poincaré, mention bien.

1998 *Diplôme d'Ingénieur maître en Automatique.*
Université Henri Poincaré, Nancy, mention assez bien 2^e de promotion.

Fonctions exercées :

2004– ... *Maître de Conférences au département GEII de l'IUT de Nancy-Brabois, Université Henri Poincaré, Nancy 1.*

2004–2003 *Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche au département GEII de Nancy-Brabois, Université Henri Poincaré, Nancy 1.*

2003–2002 *Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche à l'IUP GEII de l'Université Henri Poincaré, Nancy 1.*

Distinctions

2011 *Prix concours OSEO, concours national 2011 d'aide à la création d'entreprise de technologies innovantes, catégorie « EMERGENCE ».*

2010 *Prix de l'innovation 2010 catégorie « BREVET » de l'Ecole Polytechnique (dossier porté par M. Fliess concernant la régulation dans un aménagement hydraulique (FR 0858532)). Ce brevet est expliquée dans la suite de ce document.*

2002 *Prix 2001-2002 de la meilleure thèse en automatique, décerné par le GdR MACS et le club EEA.*

Divers

2010– ... *Responsable de la licence professionnelle AII–SARI de l'IUT de Nancy-Brabois.*

2002–2005 *Membre élu du conseil de laboratoire.*

2001–2002 *Membre élu du conseil de l'école doctorale.*

Résumé des activités de recherche

Thématiques de recherche

A la suite de ma thèse, j'ai fait le choix de centrer mon activité de recherche sur une méthode et ses applications plutôt que sur une thématique.

Le développement de cette méthode dite d'algèbre différentielle dont les premiers travaux ont été publiés en 2003 par Michel Fliess et Hebertt Sira-Ramírez (Fliess, M., and Sira-Ramírez, H., An algebraic framework for linear identification, ESAIM Control Optim. Calc. Variat., Vol. 9, pp. 151-168) constitue donc le fil conducteur de mes travaux post-thèse.

Méthode transversale, les domaines d'application ou thèmes abordés sont très vastes. Dans ce qui suit, je résume mes principales activités par thèmes mais j'ajoute que j'ai initié d'autres travaux ayant eu un fort impact dans les domaines concernés

- en électrotechnique [61],
- en mécanique [43, 42],
- en analyse et régulation du trafic routier [19, 20],
- en traitement d'images [56].

Estimation

En 1985, Michel Fliess introduit l'algèbre différentielle en automatique. Ce formalisme théorique possède l'avantage de définir en quelques lignes des notions qui peuvent s'avérer complexes avec le formalisme usuel. Citons, à titre d'exemple la platitude (ou *flatness* en anglais).

Une extension de ces idées permet une définition totalement nouvelle de l'identifiabilité des paramètres d'un système. La procédure d'estimation paramétrique qui en découle est non asymptotique et déterministe. On peut d'ailleurs y associer l'analyse non standard pour expliquer l'effet des hautes fréquences corrompant les signaux.

Mon rôle à ce niveau d'avancement fut de proposer quelques améliorations de la méthode existante tout en diversifiant les applications.

Ma principale contribution vise l'établissement d'une méthode d'estimation de dérivées [10, 59, 34]. Diverses interprétations peuvent être fournies à cette manière de dériver les signaux bruités mais les faits marquants résident dans

- l'assurance de la minimisation, au sens des moindres carrés, de l'erreur d'estimation,
- l'expression explicite des retards améliorant radicalement l'estimation.

Cette avancée majeure joue un rôle important dans mes travaux de recherche. La lecture de l'article [5] en rend l'importance.

Diagnostic

Thème de ma thèse de doctorat, je distingue trois orientations à mes travaux d'aujourd'hui.

La première orientation est l'établissement de conditions nécessaires et suffisantes de détectabilité et d'isolabilité d'un défaut avec un formalisme algébrique ([4, 39, 47]). Ces définitions intrinsèques au système sont donc indépendantes du type d'observateur ou du type de filtre utilisé pour le diagnostic. Par ailleurs, une idée totalement nouvelle liée à l'approche algébrique permet la synthèse de résidus indépendamment des paramètres du système. C'est ce qui a motivé la thèse de A. Moussa-Ali.

La seconde orientation (voir [16, 17, 39, 55, 57]) consiste à appliquer mes travaux en estimation de dérivées et estimer directement les défauts à partir d'une fonction linéaire ou non des sorties, des entrées et de leurs dérivées successives. Ceci est toujours possible si le défaut est détectable (notion à rapprocher de l'observabilité au sens classique du terme). L'avantage majeur de cette approche est de se passer de la synthèse d'un observateur souvent complexe dans le cadre des systèmes non linéaires.

La troisième orientation touche à des recherches beaucoup plus récentes. Elles sont soutenues par le CNRS par l'intermédiaire d'un projet PEPS (Projets Exploratifs / Premier Soutien). Je considère qu'une panne, un défaut soudain dans un système génère généralement un phénomène transitoire qui se manifeste par une discontinuité dans les signaux. Dans ce contexte, la dérivée n -ième d'un signal, au sens des distributions, fait apparaître clairement toutes ses irrégularités jusqu'à l'ordre $n-1$. Elles s'expriment par des diracs et leurs dérivés retardés. Or, l'algèbre différentielle permet de manipuler aisément de telles expressions. Il s'agit donc d'utiliser les travaux [2, 60], dans lesquels des estimateurs déterministes et temps réels de l'instant de rupture sont générés, pour estimer l'instant d'apparition du défaut.

Commande

Les systèmes sont de plus en plus complexes et difficiles à modéliser. Commander les systèmes sans en connaître le modèle, c'est répondre à une réelle préoccupation des industriels. Grâce à nos techniques d'estimation, on obtient un modèle local, c'est-à-dire valable sur un court intervalle de temps. Sa structure, alors très simple, permet de calculer une commande nominale. Les erreurs sont ensuite atténuées à l'aide d'un correcteur Proportionnel-Intégral-Dérivé (PID) classique (de loin la commande la plus employée dans l'industrie). Ainsi, avec cette nouvelle stratégie de Commande Sans Modèle (CSM), une commande augmentant significativement le domaine d'application des PID avec la même simplicité est proposée. Le nombre de mes publications sur ce sujet est important. Je cite ici simplement la publication la plus large [30] (ayant fait l'objet d'une session semi-plénière) et [54] détaillant une application industrielle réalisée sous contrat avec EdF.

Les industriels apprécient notre manière d’interpréter la grande difficulté qu’ont les divers types de commande avancée (nécessitant la connaissance précise d’un modèle du système) à s’imposer en nous sollicitant fortement.

Mathématique financière

La poursuite de mes travaux dans ce domaine d’activité constitue une perspective à court terme. Si l’on s’intéresse aux entreprises de gestion de fonds financiers, moins de 20 % sont systématiques. C’est-à-dire que les décisions sont prises à l’aide d’indicateurs euristiques, graphiques ou intuitifs. Les mathématiques financières sont principalement probabilistes et en 2008, Michel Fliess et moi-même avons choisi d’explorer les possibilités de nos indicateurs déterministes dans ce domaine. Ces travaux universitaires ([28, 29, 31, 32, 33]) ont été enrichis grâce à de nombreuses discussions avec des professionnels : Calyon (filiale d’investissement du Crédit Agricole), DayByDay (analyse technique et conseils), Rivoli (fond d’investissement). J’ajoute qu’une collaboration précieuse s’est établie avec Frédéric Hatt et Fabrice Rey (traders indépendants).

Même s’ils mènent toujours à des prises de décisions, mes travaux dans ce domaine touchent trois niveaux plus ou moins proches du trader. En effet, il s’agit de synthèse d’indicateurs d’aide à la prise de décision pour le trader, de stratégie complète visant la prise de positions systématique sur les marchés jusqu’à la gestion dynamique d’un porte-feuille d’actifs. J’ai par ailleurs programmé une plate-forme Matlab permettant de vérifier nos allégations sur des données réelles journalières. Il subsiste un travail important à réaliser avec des problèmes complexes encore ouverts comme par exemple la prise en compte des coups de transaction, la minimisation du nombre de transaction et la recherche incessante de stratégies nouvelles et encore plus performantes.

Encadrements

Master, DEA ou équivalent

- Kamel ATIA : 2008 – 2009

Sujet : « Estimation numérique des dérivées ».

% encadrement : 100.

- Amira ABDELKADER : 2007 – 2008

Sujet : « Reconfiguration optimale de lois de commande ».

% encadrement : 100.

- Philip MAI : étudiant allemand en thèse venu faire un séjour de 3 mois en 2006

Sujet : « Accommodation des trajectoires ».

% encadrement : 100.

2 articles en commun [58, 57].

- Kamel MENIGHED : 2004 – 2005

Sujet : « Accommodation de routeurs ».

% encadrement : 100.

1 rapport de recherche dans le cadre d’un projet européen ainsi qu’un article en commun [21].

Thèses

- Abdouramane MOUSSA ALI : Octobre 2007 – Avril 2011
Thèse soutenue (allocataire de recherche MJENR, moniteur au CIES).
Son sujet de recherche concerne le diagnostic des systèmes sans modèle *a priori*.
% encadrement : 60 Frédéric HAMELIN (40%)
5 articles en commun [11, 12, 62, 63, 72].
- Sonia REZK : Octobre 2007 – ...
4^e année de thèse (étudiante tunisienne).
Son sujet de recherche concerne l'étude des techniques algébriques de détection d'événements dans les signaux biomédicaux.
% encadrement : 50 Sadok EL ASMI (SUPCOM, Tunis) (50%)
2 articles en commun [13, 66].

Post-doctorat

- Abbas CHAMSEDINE : Septembre 2008 – 2009
Son sujet de recherche concerne la synthèse d'une méthode d'accommodation de défauts sévères optimale vis-à-vis de la reconfiguration des références / des lois de commande par platitude.
% encadrement : 50 Didier THEILLIOL (50%)
1 article en commun [24] et plusieurs articles de revue soumis.

Rayonnement scientifique

- En 2005, j'ai été l'un des membres fondateurs du projet INRIA-ALIEN (ALgèbre pour l'Identification et l'Estimation Numérique). Jusque fin 2010, il s'agissait d'un projet bi-localisé entre le centre INRIA Lille Nord-Europe et celui de Saclay Ile-de-france et comporte 12 membres permanents. Depuis 2011, ce projet est renommé en NON-A (car on y développe des techniques non asymptotiques), localisé à l'INRIA Lille Nord-Europe. Mon activité scientifique dans ce groupe est intense.
- Mes travaux ont fait l'objet de deux invitations en 2008 pour des présentations en session plénière lors des conférences Systems Theory : Modelling, Analysis and Control, 2009, Maroc et 15th IFAC Symposium on System Identification (SYSID 2009), 2009, France.
- J'ai expertisé en 2008 et 2009, deux projets de recherche dans le cadre de Digiteo (regroupement de six établissements du Plateau de Saclay dans le domaine des sciences et technologies de l'information en Ile-de-France).
- Je travaille actuellement au développement d'outils d'analyse et/ou de nouveaux indicateurs d'aide à la décision dans les milieux financiers. Ces travaux très prometteurs ont déjà fait l'objet d'une double page dans le magazine « La Recherche » N°428, mars 2009.

- J’ai été l’un des orateurs principaux de deux écoles d’été : l’une à l’université Paris V en juillet 2005, l’autre s’est tenue dans le cadre des écoles de Grenoble en septembre 2006. Ces écoles soutenues par le CNRS et l’INRIA ont été un réel succès avec une participation étrangère importante. J’ai été aussi l’un des orateurs principaux du workshop, closed loop identification and estimation techniques in linear and nonlinear control, de juin 2008 lors du congrès Mediterranean Conference on Control and Automation, France ainsi que du workshop, Identification and Model-free Control ACCM, December 12- 13, 2008, Autriche.
- L’article de conférence [36], a fait l’objet d’un paragraphe (Commander sans connaître) dans la revue de vulgarisation « La Recherche » N°398, juin 2007.
- Dans le cadre d’un contrat d’échanges INRIA-STIC, j’ai été invité à faire un séjour d’une semaine à l’école polytechnique de Tunis (10/06).
- Je collabore avec plusieurs chercheurs. Citons ici les principaux : M. Fliess (Ecole polytechnique), M. Mboup (Université Paris V), J. Rudolph (Université de la Sarre, Allemagne), H. Sira-Ramírez (CINVESTAV, Mexico, Mexique).
- Ma participation active à la vie scientifique nationale s’est, notamment, traduite par deux présentations au Groupe de Travail « Sûreté, Surveillance, Supervision » du GdR MACS, une présentation au Groupe de Travail « Identification » du GdR MACS et une présentation au Groupe de Travail « Systèmes dynamiques hybrides ».
- Je suis régulièrement rapporteur de publications et d’articles soumis à des congrès (ACC, CIFA, JIME, SYSID, ECC, SAFEPROCESS, IFAC World Congress, MED) ou à des revues internationales (Automatica, Journal of Process Control, International Journal of Control, International Journal of Nonlinear Robust Control, Revue électronique Sciences et Technologies de l’Automatique, Journal Européen des Systèmes Automatisés).
- J’ai été membre de jury invité pour deux thèses
 - celle de R. Bourdais dont l’intitulé était « Une contribution à la modélisation et à la commande des systèmes non linéaires à commutation ». Cette thèse de doctorat, effectuée au sein de l’Ecole Centrale de Lille, sous la direction de Pascal Yim et Wilfrid Perruquetti a été soutenue le 29 novembre 2007 ;
 - et celle de P-A Gédouin dont l’intitulé était « Étude et commande d’actionneurs à base d’alliages à mémoire de forme ». Cette thèse de doctorat, effectuée au sein de École nationale d’ingénieurs de Brest, sous la direction de Emmanuel Delaleau et co-encadrée par Shabnam Arbab-chirani a été soutenue le 21 octobre 2010 ;
- Comme il est désormais nécessaire de le faire j’indique que mon *H-number* s’élève à 13 d’après Google Scholar et que 5 de mes articles ont été téléchargés plus de 500 fois sur *HAL* (l’un d’entre eux dépasse les 1300 téléchargements).

Autres activités scientifiques

- Durant l’année 2010 j’ai été l’un des acteurs principaux d’un projet soutenu par l’Université de la Grande Région visant l’organisation d’une rencontre entre des doctorants des Universités frontalières :

- Université du Luxembourg représentée par J-R. Hadji-Minaglou ;
- Université de Liège représentée par R. Sepulchre ;
- Université de Nancy représentée par moi-même ;
- Université de la Saare représentée par J. Rudolph ;

Cette rencontre a été un grand succès et renouvelée en 2011 à Nancy. J'en ai d'ailleurs eu la charge d'organisation.

- En 2010, je suis le porteur du projet SURFER (algèbre différentielle et calcul opérationnel pour la SUReté de Fonctionnement : Evaluation des Résidus) soutenu par le CNRS dans le cadre des projets PEPS, ce projet est renouvelable un an. Les deux autres acteurs principaux sont J. Rudolph (Université de la Saare) et M. Mboup (CReSTIC, Université de Reims Champagne-Ardenne).
- De 2007 à 2010, j'ai aussi participé activement au projet SIRASAS (Stratégies Innovantes et Robustes pour l'Autonomie des Systèmes Aéronautiques et Spatiaux) supporté par la Fondation de Recherche pour l'Aéronautique et l'Espace.
- De 2007 à 2009, je suis l'un des membres actifs du projet SECTAF (Systèmes Embarqués Communicants Tolérants Aux Fautes) supporté par la région Lorraine (CPER-MISN). Mon rôle était d'évaluer les pertes de performances en commande liées aux retards de communication.
- De septembre 2004 à Septembre 2007, j'ai participé, en liaison avec ma thématique de recherche, au projet européen « Networked Control Systems Tolerant to faults » (NeCST – EU – IST – 2004 – 004303). Ce projet avait pour principal objectif de développer des techniques de diagnostic et de commande tolérante aux défauts dédiées à des systèmes distribués en réseau et de les appliquer à des procédés industriels. C'est d'ailleurs dans ce cadre que j'ai encadré le DEA K. Menighed.
- De 2002 à 2004, j'ai apporté mon expertise technique en observation des systèmes non linéaires au projet européen « Intelligent FAult Tolerant control in Integrated System » (IFATIS – EU – IST – 2001 – 32122).

Relations avec l'industrie (les détails de ces travaux seront amplement développés)

La Commande Sans Modèle (CSM) est une découverte universitaire avant tout mais dès la première publication en 2006, Michel Fliess et moi-même avons été très sollicités par les industriels. Aujourd'hui quatre contrats industriels sur ce nouveau concept ont été menés à bien :

- Appedge-PSA : commande d'une vanne EGR.
- Appedge-Schneider : commande en vitesse d'un contacteur.
- EdF (Bourget-du-Lac) : commande en puissance de barrages hydroélectriques en cascade.
- DIRIF : commande des cycles de feux de 4 rampes d'accès de l'autoroute A4.

D'autres contrats industriels avec EdF (Bourget-du-Lac) et EdF (Mulhouse) portent sur le développement de nos techniques d'estimation appliquées à la séparation de sources et à la modélisation.

L'ensemble des rétributions pour ces divers travaux importants se porte à plusieurs centaines de milliers d'euros.

Fort de l'expérience industrielle déjà acquise, un projet de création d'entreprise, dont je suis le porteur, est soutenu par l'incubateur lorrain.

Activités d'enseignement

J'occupe un poste de Maître de Conférences au sein du département Génie Électrique et Informatique Industrielle (GEII) de l'IUT Nancy-Brabois. J'y enseigne de l'automatique, de l'automatisme, de l'informatique industrielle, des réseaux et des réseaux locaux industriels. Ci-dessous sont exposées plus en détails mes diverses activités d'enseignement depuis ma nomination en septembre 2004.

Formation initiale

A mon arrivée au département, un déficit important d'enseignants en travaux pratiques (TP) de Réseaux Locaux Industriels se faisait ressentir. La prise en charge de ces TP m'a demandé un lourd investissement pour plusieurs raisons. La première est qu'il s'agissait d'une matière nouvelle pour moi et la seconde était due à la grande diversité des maquettes de TP présentes. Le département était alors centre de compétences Profibus.

Je suis le responsable d'un module d'enseignement d'automatique dont l'objet est la modélisation et l'identification des systèmes continus. J'ai totalement mis en place ce module. Cela comprend les cours magistraux (CM), les travaux dirigés (TD) et les TP. Même si le programme d'enseignement dans un département d'IUT est régi par un Programmes Pédagogiques Nationaux (PPN) et limite donc fortement l'esprit d'initiative, j'ai profité de cette occasion pour introduire dans ce module une partie simplifiée d'estimation algébrique. Les étudiants sont donc initiés, à leur niveau, à ces méthodes nouvelles.

Enseignements en 1^{re} année d'IUT

Mon intervention en 1^{re} année est très sporadique et dépend des années. J'y ai enseigné principalement des TD de mathématiques appliquées sur les transformées de Laplace de base et des TP d'automatisme durant lesquels les étudiants apprennent à configurer et programmer un automate.

Enseignements en 2^e année d'IUT

C'est à ce niveau que l'on retrouve la part la plus importante de mon activité d'enseignement. J'y enseigne les TD et TP dans les trois modules d'automatiques.

Je suis l'intervenant principal en TP de réseaux locaux industriels.

Il est évident que de part le caractère technologique fort des IUT, la part d'enseignement en TP est prépondérante. Ceci demande un investissement important des enseignants tant en préparation des cours, qu'en maintien des maquettes et leur renouvellement.

Enseignements en Licence Professionnelle

J'enseigne aussi en Licence Professionnelle (LP) Automatique et Informatique Industrielle (AI), option Systèmes Automatisés et Réseaux Industriels (SARI). Mon implication y est très forte puisque j'en suis le responsable depuis septembre 2010.

Je suis le responsable du module technique de régulation que j'ai monté de toute pièce à la création de la LP. Ce module est constitué de CM, TD et TP. L'une des difficultés majeures rencontrée lors de l'établissement de ces cours est sans doute de faire face à un public relativement hétérogène. En effet, les étudiants ont des origines diverses : BTS, IUT, et Faculté.

J'ai aussi une part prépondérante dans l'enseignement des TP de RLI dont c'est l'une des spécialités de cette licence.

Je m'occupe aussi de la gestion des contrats professionnels et cette année 6 étudiants en bénéficient. Cette tâche est très gourmande en temps.

Expérience d'enseignement durant la thèse et ATER

Moniteur durant ma thèse, j'ai suivi les formations proposées par le Centre d'Initiation à l'Enseignement Supérieur. Mes enseignements étaient à forte connotation informatique et réseaux puisque j'enseignais en Institut Universitaire Professionnalisé, option : Réseaux Numériques de Communication.

J'ai ensuite poursuivi avec deux années en tant qu'Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche à temps plein. Ces années m'ont permis d'élargir mon spectre de compétences puisque les thèmes principaux d'enseignement touchaient l'automatique, l'automatisme et les réseaux. J'ai aussi pu faire l'expérience d'enseigner en 3^e. cycle.

Responsabilités administratives et implication au sein de l'Université et du laboratoire

Mon investissement en recherche et enseignement ne m'ont pas laissé l'occasion de m'investir beaucoup plus dans d'autres activités dites administratives. J'essaie cependant d'y participer afin de soulager mes collègues dans ces tâches parfois ingrates.

- Depuis septembre 2010 je suis responsable de la licence professionnelle AII – SARI.
- Je suis membre du comité d'organisation de la conférence méditerranéenne sur l'ingénierie sûre des systèmes complexes qui se tiendra à Agadir les 27-28 Mai 2011 (<http://misc11.ensa-agadir.ac.ma//>).
- J'ai été éditeur associé au 18^e IEEE Mediterranean Conference on Control and Automation.
- De 2009 à 2011, j'ai participé à 6 comités de sélection visant le recrutement d'un maître de conférence à l'ENSA (Cergy-Pontoise), l'ENSAM (Lille et Metz), LAAS (Toulouse) et deux au CRAN (Nancy).
- J'ai été membre du comité d'organisation national du 11^e IFAC Symposium on Automation in Mining, Mineral and Metal Processing qui s'est déroulé à Nancy du 8 au 10 septembre 2004.
- Je ne suis pas non plus étranger à la vie du laboratoire et de l'université puisque j'ai déjà été membre du conseil de laboratoire de 2002 à 2005 et membre du conseil de l'école doctorale de 2001 à 2002.

Liste des travaux et publications

J'insiste sur le fait que ces publications sont signées par ordre alphabétique lorsque l'implication des auteurs est identique.

Revue internationale avec comité de lecture

- [1] Michel Fliess, Cédric Join. Commande sans modèle et commande à modèle restreint. *e-STA*, 5 :1–23, 2008.
- [2] Michel Fliess, Cédric Join, Mamadou Mboup. Algebraic change-point detection. *Applicable Algebra in Engineering, Communication and Computing*, 21 :131–143, 2010.
- [3] Michel Fliess, Cédric Join, Mamadou Mboup, Hebertt Sira Ramirez. Compression différentielle de transitoires bruités. *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, 339 :821–826, 2004.
- [4] Michel Fliess, Cédric Join, Hebertt Sira Ramirez. Robust residual generation for linear fault diagnosis : an algebraic setting with examples. *International Journal of Control*, 77 :1223–1242, 2004.
- [5] Michel Fliess, Cédric Join, Hebertt Sira Ramirez. Non-linear estimation is easy. *Int. J. Modelling Identification and Control*, 4 :12–27, 2008.
- [6] Pierre-Antoine Gédouin, Emmanuel Delaleau, Jean-Matthieu Bourgeot, Cédric Join, Shabnam Arab-Chirani, Sylvain Calloch. Experimental comparison of classical pid and model-free control: position control of a shape memory alloy active spring. *Control Eng. Practice*, t. 19, 2011.
- [7] Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter. Diagnostic des systèmes non linéaires. Contribution aux méthodes de découplage. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, 37 :1323–1327, 2003.
- [8] Cédric Join, John Masse, Michel Fliess. Etude préliminaire d'une commande sans modèle pour papillon de moteur. A model-free control for an engine throttle : a preliminary study. *Journal européen des systèmes automatisés (JESA)*, 42 :337–354, 2008.
- [9] Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter, Didier Theilliol. Nonlinear filter design for fault diagnosis. application to the three-tank system. *IEE Control Theory and Applications*, 152 :55–64, 2005.
- [10] Mamadou Mboup, Cédric Join, Michel Fliess. Numerical differentiation with annihilators in noisy environment. *Numerical Algorithms*, 50 :439–467, 2009.

- [11] Abdouramane Moussa Ali, Cédric Join, Frédéric Hamelin. Diagnostic des systèmes dynamiques linéaires sans modèle explicite. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, 45 :339–362, 2011.
- [12] Abdouramane Moussa Ali, Cédric Join, Frédéric Hamelin. Fault diagnosis without a priori model. *Systems and Control Letters*, 61 :316–321, 2012.
- [13] Sonia Rezk, Cédric Join, Sadok El Asmi, Mohamed Dogui, Mohamed Hédi Bedoui. Frequency Change-Point Detection in physiological Signals : an Algebraic Approach. *International Journal on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering*, 2 :456–468, 2008.
- [14] Didier Theilliol, Jean-Christophe Ponsart, Jérôme. Harmand, Cédric Join, Pascal. Gras. On-line estimation of unmeasured inputs for anaerobic wastewater treatment processes. *Control Engineering Practice*, 11 :1007–1019, 2003.
- [15] Didier Theilliol, Cédric Join, Youmin Zhang. Actuator fault-tolerant control design based on reconfigurable reference input. *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, 18(4) :553–560, 2008.

Chapitres d'ouvrages

- [16] Michel Fliess, Cédric Join, Hugues Mounier. An introduction to nonlinear fault diagnosis with an application to a congested internet router. In J. Chiasson C.T. Abdallah S. Tarbouriech, editors, *in the series Lecture Notes in Control and Inform. Sci.*, volume 322 of *Lecture Notes in Control and Inform. Sci.*, Stuttgart Allemagne, Springer, 2004.
- [17] Michel Fliess, Cédric Join, Hebertt Sira Ramirez. Closed-loop fault-tolerant control for uncertain nonlinear systems. In E.D. Gilles T. Meurer, K. Graichen, editor, *in the series Lecture Notes in Control and Inform. Sci.*, volume 322 of *Lecture Notes in Control and Inform. Sci.*, pages 217–233, Stuttgart Allemagne, Springer, 2005.

Colloques internationaux avec comité de lecture et actes

- [18] Hassane Abouaïssa, Michel Fliess, Violina Iordanova, Cédric Join. Prologomènes à une régulation sans modèle du trafic autoroutier, *Conf. médit. ingénierie sûre systèmes complexes*. Agadir Maroc, 2011.
- [19] Hassane Abouaïssa, Michel Fliess, Cédric Join. Fast parametric estimation for macroscopic traffic flow model. *17th IFAC World Congress*, Seoul République de Corée, 2008.
- [20] Hassane Abouaïssa, Cédric Join. Modélisation macroscopique du flux de trafic basé sur l'estimation paramétrique des modèles bond graphs. *7ème Conférence Internationale de Modélisation, Optimisation et Simulation des Systèmes, MOSIM 08*, Paris France, 2008.
- [21] Christophe Aubrun, Cédric Join, Kamel Menighed. Multi-red controller for router fault accommodation. *6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, Safeprocess 2006*, Beijing Chine, 2006.

- [22] Taha Boukhobza, Frédéric Hamelin, Cédric Join, Dominique Sauter. Input and state functional observability for descriptor systems. *17th IFAC World Congress*, Prague République Tchèque, 2005.
- [23] Romain Bourdais, Michel Fliess, Cédric Join, Wilfrid Perruquetti. Towards a model-free output tracking of switched nonlinear systems. *NOLCOS 2007 - 7th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems*, Pretoria Afrique du sud, 2007.
- [24] Abbas Chamsedine, Cédric Join, Didier Theilliol. Actuator fault-tolerant control for satellites in rendez-vous mission. *9th Diagnosis of Processes and Systems*, Gdańsk Pologne, 2009.
- [25] Brigitte D'Andrea Novel, Michel Fliess, Cédric Join, Hugues Mounier, Bruno Steux. A mathematical explanation via "intelligent" PID controllers of the strange ubiquity of PIDs. *18th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED'10*, Marrakech Maroc, 2010.
- [26] Giuseppe Fedele, Francesco Chiaravalloti, Cédric Join. An algebraic derivative-based approach for the zero-crossings estimation. *17th European Signal Processing Conference, EUSIPCO 2009*, Glasgow Royaume-Uni, 2009.
- [27] Michel Fliess, Cédric Join. Intelligent PID controllers. *16th Mediterrean Conference on Control and Automation*, Ajaccio France, 2008.
- [28] Michel Fliess, Cédric Join. Time Series Technical Analysis via New Fast Estimation Methods : A Preliminary Study in Mathematical Finance. *IAR-ACD08 (23rd IAR Workshop on Advanced Control and Diagnosis)*, Coventry Royaume-Uni, 2008.
- [29] Michel Fliess, Cédric Join. A mathematical proof of the existence of trends in financial time series. *Systems Theory : Modelling, Analysis and Control*, Fes Maroc, 2009.
- [30] Michel Fliess, Cédric Join. Model-free control and intelligent PID controllers : towards a possible trivialization of nonlinear control ? *15th IFAC Symposium on System Identification (SYSID 2009)*, Saint-Malo France, 2009.
- [31] Michel Fliess, Cédric Join. Systematic risk analysis : first steps towards a new definition of beta. *Cognitive Systems with Interactive Sensors (COGIS'09)*, Paris France, 2009.
- [32] Michel Fliess, Cédric Join. Towards New Technical Indicators for Trading Systems and Risk Management. *15th IFAC Symposium on System Identification (SYSID 2009)*, Saint-Malo France, 2009.
- [33] Michel Fliess, Cédric Join. Delta Hedging in Financial Engineering : Towards a Model-Free Approach. *18th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED'10*, Marrakech Maroc, 2010.
- [34] Michel Fliess, Cédric Join, Mamadou Mboup, Alexandre Sedoglavic. Estimation des dérivées d'un signal multidimensionnel avec applications aux images et aux vidéos. *GRETSI*, Louvain-la-Neuve Belgique, 2005.
- [35] Michel Fliess, Cédric Join, Mamadou Mboup, Hebertt Sira Ramirez. Analyse et représentation de signaux transitoires : application à la compression, au débruitage et à la détection de ruptures. *GRETSI*, Louvain-la-Neuve Belgique, 2005.

- [36] Michel Fliess, Cédric Join, Mamadou Mboup, Hebertt Sira Ramirez. Vers une commande multivariable sans modèle. *Conférence internationale francophone d'automatique (CIFA 2006)*, Bordeaux France, 2006.
- [37] Michel Fliess, Cédric Join, Wilfrid Perruquetti. Real-time estimation for switched linear systems. *47th IEEE Conference on Decision and Control*, Cancun Mexique, 2008.
- [38] Michel Fliess, Cédric Join, Wilfrid Perruquetti. Real-time estimation of the switching signal for perturbed switched linear systems. *3rd IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems, ADHS'09 3rd IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems, ADHS'09*, Zaragoza Espagne, 2009.
- [39] Michel Fliess, Cédric Join, Hebertt Sira Ramirez. Fault diagnosis of closed loop linear systems with parametric uncertainties. *15th International Workshop on Principles of Diagnosis*, Carcassonne France, 2004.
- [40] Michel Fliess, Cédric Join, Hebertt Sira Ramirez. Complex Continuous Nonlinear Systems : Their Black Box Identification And Their Control. *Proc. 14th IFAC Symposium on System Identification (SYSID 2006)*, Newcastle Australia, 2006.
- [41] Michel Fliess, Cédric Join, Samer Riachy. Revisiting some practical issues in the implementation of model-free control. *18th IFAC World Congress*, Milan Italie, 2011.
- [42] Pierre-Antoine Gédouin, Cédric Join, Emmanuel Delaleau, Jean-Matthieu Bourgeot, Shabnam Arbab Chirani, Sylvain Calloch. Model-Free Control of Shape Memory Alloys Antagonistic Actuators. *17th IFAC World Congress*, Seoul République de Corée, 2008.
- [43] Pierre-Antoine Gédouin, Cédric Join, Emmanuel Delaleau, Jean-Matthieu Bourgeot, Shabnam Arbab Chirani, Sylvain Calloch. A new control strategy for shape memory alloys actuators. *8th European Symposium on Martensitic Transformations 8th European Symposium on Martensitic Transformations*, Prague République Tchèque, 2009.
- [44] Fateh Guenab, Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter, Didier Theilliol, and Philippe Weber. A reliability approach to reconfiguration strategy : application to the ifatis benchmark problem. *2nd IFAC Symposium on System, Structure and Control*, Oaxaca Mexico, 2004.
- [45] Frédéric Hamelin, Taha Boukhobza, Hicham Jamouli, Cédric Join. An integrated way to design FD/FTC modules via parity space and model following. *6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, Safeprocess 2006*, Beijing Chine, 2006.
- [46] Frédéric Hamelin, Cédric Join, Dominique Sauter. Fault diagnosis and fault accommodation using redundancy relations. *18th Workshop de l'institut franco-allemand pour les applications de la recherche IAR*, Duisburg Allemagne, 2003.
- [47] Cédric Join, Michel Fliess. An algebraic approach to fault diagnosis for linear systems. *Computational Engineering in Systems Applications*, Lille France, 2003.
- [48] Cédric Join, Jérôme Jouffroy, Jean-Christophe Ponsart, Jacques Lottin. Synthèse d'un filtre isolateur de défauts à l'aide de la théorie de la contraction. *Conférence internationale francophone d'automatique (CIFA 2002)*, Nantes France, 2002.

- [49] Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter. Fault detection and isolation via nonlinear filters. *15th IFAC World Congress on Automatic Control*, Barcelona Espagne, 2002.
- [50] Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter. Sufficient conditions to fault isolation in nonlinear systems : a geometric approach. *15th IFAC World Congress on Automatic Control*, Barcelona Espagne, 2002.
- [51] Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter. Nonlinear filters bank for f.d.i : an alternative to the fundamental problem of residual generation. *5th IFAC Symposium on Fault Detection Supervision and Safety for Technical Processes SAFEPROCESS*, Washington États-Unis, 2003.
- [52] Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter, Hicham Jamouli. Fault decoupling via generalized output injection. *7th European Control Conference*, Cambridge Angleterre, 2003.
- [53] Cédric Join, Gérard Robert, Michel Fliess. Model-free based water level control for hydroelectric power plants. *IFAC Conference on Control Methodologies and Technologies for Energy Efficiency, CMTEE*, Vilamoura Portugal, 2010.
- [54] Cédric Join, Gérard Robert, Michel Fliess. Vers une commande sans modèle pour aménagements hydroélectriques en cascade. *Sixième Conférence Internationale Francophone d'Automatique, CIFA 2010*, Nancy France, 2010.
- [55] Cédric Join, Hebertt Sira Ramirez, Michel Fliess. Control of an uncertain three-tank-system via on-line parameter identification and fault detection. *17th IFAC World Congress*, Prague République Tchèque, 2005.
- [56] Cédric Join, Salvatore Tabbone. Robust curvature extrema detection based on new numerical derivation. *Advanced Concepts for Intelligent Vision Systems, ACIVS 2008*, Juan-les-Pins France, 2008.
- [57] Philipp Mai, Cédric Join, Johan Reger. An exemple of flatness based fault tolerant control using algebraic derivative estimation. *IAR-ACD06 (22rd IAR Workshop on Advanced Control and Diagnosis)*, Nancy France, 2006.
- [58] Philipp Mai, Cédric Join, Johan Reger. Flatness-based fault tolerant control of a nonlinear MIMO system using algebraic derivative estimation. In *3rd IFAC Symposium on System, Structure and Control, SSC'07*, Foz do Iguaçu Brésil, 2007.
- [59] Mamadou Mboup, Cédric Join, Michel Fliess. A revised look at numerical differentiation with an application to nonlinear feedback control. *The 15th Mediterrean Conference on Control and Automation - MED'2007*, Athènes Grèce, 2007.
- [60] Mamadou Mboup, Cedric Join, Michel Fliess. A delay estimation approach to change-point detection. *16th Mediterrean Conference on Control and Automation*, Ajaccio France, 2008.
- [61] Loïc Michel, Cédric Join, Michel Fliess, Pierre Sicard, Ahmed Chériti. Model-free control of dc/dc converters. *12th IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Boulder, Colorado États-Unis, 2010.
- [62] Abdouramane Moussa Ali, Cédric Join, Frédéric Hamelin. Fault diagnosis of uncertain linear

- system using structural knowledge. *7th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, Safeprocess 2009*, Barcelone Espagne, 2009.
- [63] Abdouramane Moussa Ali, Cédric Join, Frédéric Hamelin. A robust algebraic approach to fault diagnosis of uncertain linear systems. *50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference, CDC-ECC 2011*, Orlando USA, 2011.
 - [64] Jean-Christophe Ponsart, Cédric Join, Didier Theilliol, Dominique Sauter. Actuator and sensor fault diagnosis by decoupling method for nonlinear systems. *2nd NonLinear Control Network Workshop : nonlinear control in the year 2000*, Paris France, 2000.
 - [65] Jean-Christophe Ponsart, Cédric Join, Didier Theilliol, Dominique Sauter. Sensor fault diagnosis and accommodation in nonlinear system. *European Control Conference*, Porto Portugal, 2001.
 - [66] Sonia Rezk, Cédric Join, Sadok El Asmi. An algebraic derivative-based method for R wave detection. *19th European Signal Processing Conference, EUSIPCO 2011*, Barcelone Espagne, 2011.
 - [67] Samer Riachy, Michel Fliess, Cédric Join, Jean-Pierre Barbot. Vers une simplification de la commande non linéaire : l'exemple d'un avion à décollage vertical. *Sixième Conférence Internationale Francophone d'Automatique, CIFA 2010*, Nancy France, 2010.
 - [68] Samer Riachy, Michel Fliess, Cédric Join. High-order sliding modes and intelligent PID controllers: First steps toward a practical comparison. *18th IFAC World Congress*, Milan Italie, 2011.

Colloques nationaux avec comité de lecture et actes

- [69] Michel Fliess, Cédric Join. A model-free approach to delta hedging. Research report, 2010.
- [70] Michel Fliess, Cédric Join, Samer Riachy. Rien de plus utile qu'une bonne théorie : la commande sans modèle. *4èmes Journées Doctorales / Journées Nationales MACS, JD-JN-MACS 2011*, Marseille France, 2011.
- [71] Cédric Join, John Masse, Michel Fliess. Commande sans modèle pour l'alimentation de moteurs : résultats préliminaires et comparaisons. *2èmes Journées Identification et Modélisation Expérimentale - JIME'2006*, Poitiers France, 2006.
- [72] Abdouramane Moussa Ali, Cédric Join, Frédéric Hamelin. Une méthode algébrique de diagnostic de défauts. *3èmes Journées Doctorales / Journées Nationales MACS, JD-JN-MACS 2009*, Angers France, 2009.

Brevets et rapports industriels

Je suis le co-inventeur de 4 brevets industriels

- Michel Fliess, Cédric Join, Mamadou Mboup (WO/2006/087479) VIDEO AND/OR IMAGE DATA PROCESSING WITH DETERMINATION OF REPRESENTATION FUNCTIONS
- Michel Fliess, Cédric Join, Mamadou Mboup, Hebertt Sira-Ramírez (WO/2006/027475) SIGNAL COMPRESSION METHOD

- Michel Fliess, Cédric Join, Antoine Libaux (EdF), Gérard Robert (EdF) (FR 0858532) REGULATION DANS UN AMENAGEMENT HYDRAULIQUE
- Michel Fliess, Hassane Abouaissa, Cédric Join, (FR11/51604) PROCEDE DE REGULATION DU TRAFIC ROUTIER

Je suis le co-rédacteur d'une bonne dizaine de rapports d'étude réalisés dans la cadre de contrats industriels (explicités plus en avant du document).

Chapitre 1

Estimation algébrique

1.1 Introduction

A l'origine des travaux présentés dans ce chapitre se trouve la démarche totalement nouvelle présentée pour la première fois dans [111] par Michel Fliess et Hebertt Sira-Ramírez. Cet article définit les fondements de la méthode. C'est d'ailleurs sur ces techniques que fut établi le programme de recherche de l'équipe puis du projet INRIA ALIEN (Algèbre pour l'Identification et l'Estimation Numérique). Projet dont j'ai été l'un des membres fondateurs et dans lequel j'ai exercé une activité scientifique de premier plan. Ce projet se prolonge maintenant en NON-A où l'on y développe des méthodes NON-Asymptotiques.

Si l'on cherche à résumer les grandes lignes l'une de ces méthodes, méthode dite algébrique, trois étapes principales se distinguent (voir la figure 1.1) :

- écriture de l'équation différentielle, *a priori* connue, passage à l'écriture dans le domaine opérationnel [190] (domaine de Laplace, si l'on néglige les quelques différences d'abstraction de mathématiques théoriques),
- manipulations algébriques afin d'éliminer, lorsque cela est possible, les différentes inconnues que l'on ne souhaite pas estimer (par exemple les conditions initiales),
- génération des équations de redondance par multiplication par un opérateur différentiel (par exemple, $\frac{d}{ds}$ ou $\frac{1}{s}$ où s est la variable de Laplace).

Toute approche qui se veut applicable ne peut pas occulter la présence de bruits corrompant les signaux d'entrée-sortie, c'est pourquoi une dernière étape visant cette considération consiste à ne faire apparaître que des convolutions de ces signaux avec des filtres passe-bas dont l'intégrale temporelle est le plus simple. Il est alors évident que la connaissance de certaines caractéristiques du bruit peuvent ici être prises en considération. En effet, on pourrait choisir la ou les fréquences de coupure des filtres suivant ces connaissances *a priori*. L'utilisation de tels filtres implique des résultats nécessairement asymptotiques.

Cependant, l'approche initiale se veut dénouée de telles considérations. Sur la base de justifications tirant sa substance en analyse technique [110], l'utilisation exclusive d'intégrales des signaux mesurés est privilégiée.

1.2 Estimation paramétrique

L'estimation paramétrique, en boucle fermée et en présence de bruit, est un problème difficile et ouvert citons à titre d'exemple les publications incontournables suivantes [120, 128, 134, 191] sans oublier l'excellent livre [115] qui assure une vision globale récente.

1.2.1 Exemple d'estimation paramétrique

L'identification en ligne, et en particulier en boucle fermée, des paramètres d'un modèle linéaire, en présence de bruits, est un problème ouvert, même pour des cas simples.

L'approche d'estimation algébrique est détaillée ci-dessous grâce à un exemple du premier ordre

$$\tau \dot{y} + y = ku + b$$

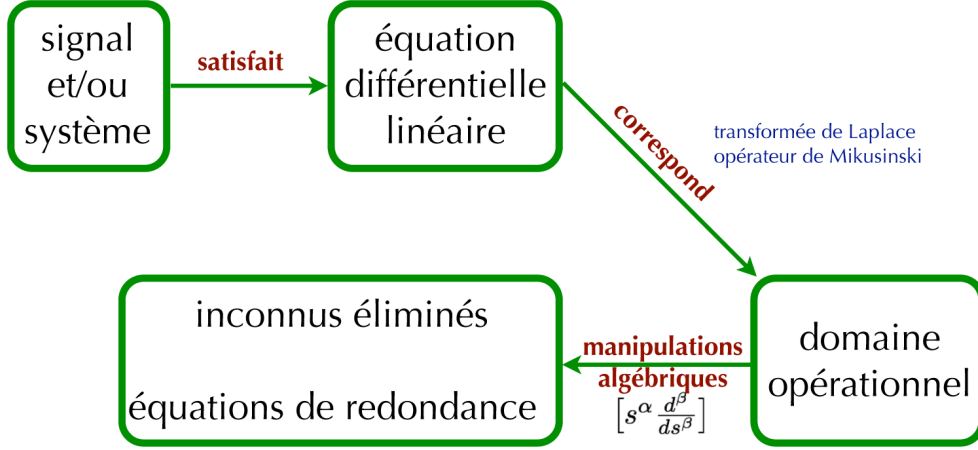


FIGURE 1.1: Schéma d'identification

où b est une perturbation constante, de type biais, d'amplitude inconnue.

L'objectif est d'identifier la constante de temps τ et le gain statique k , sans avoir à déterminer la condition initiale, mal connue à cause du bruit, et le biais b . A ma connaissance, les méthodes actuelles exigent ces déterminations. Dans le domaine opérationnel, l'équation précédente s'écrit

$$\tau s y + y - k u = \tau y(0) + \frac{b}{s}$$

où $y(0)$ est la condition initiale.

Les deux opérateurs différentiels $\frac{d^2}{ds^2}s = 2\frac{d}{ds} + s\frac{d^2}{ds^2}$ et $\frac{d^3}{ds^3}s = 3\frac{d^2}{ds^2} + s\frac{d^3}{ds^3}$ annihilent le membre de droite, c'est-à-dire $(2\frac{d}{ds} + s\frac{d^2}{ds^2})(\tau y(0) + \frac{b}{s}) = 0$ et $(3\frac{d^2}{ds^2} + s\frac{d^3}{ds^3})(\tau y(0) + \frac{b}{s}) = 0$. On aboutit à l'équation matricielle

$$\begin{pmatrix} s^2 \frac{d^2}{ds^2} y + 4s \frac{d}{ds} y + 2y & -s \frac{d^2}{ds^2} u - 2 \frac{d}{ds} u \\ s^2 \frac{d^3}{ds^3} y + 6s \frac{d^2}{ds^2} y + 6 \frac{d}{ds} y & -s \frac{d^3}{ds^3} u - 3 \frac{d^2}{ds^2} u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tau \\ k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -s \frac{d^2}{ds^2} y - 2 \frac{d}{ds} y \\ -s \frac{d^3}{ds^3} y - 3 \frac{d^2}{ds^2} y \end{pmatrix}$$

Pour ne pas utiliser la dérivée par rapport au temps (puissances positives de s) dont on connaît la sensibilité au bruit, multiplions par s^{-3} les deux membres

$$\begin{pmatrix} s^{-1} \frac{d^2}{ds^2} y + 4s^{-2} \frac{d}{ds} y + 2s^{-3} y & -s^{-2} \frac{d^2}{ds^2} u - 2s^{-3} \frac{d}{ds} u \\ s^{-1} \frac{d^3}{ds^3} y + 6s^{-2} \frac{d^2}{ds^2} y + 6s^{-3} \frac{d}{ds} y & -s^{-2} \frac{d^3}{ds^3} u - 3s^{-3} \frac{d^2}{ds^2} u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tau \\ k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -s^{-2} \frac{d^2}{ds^2} y - 2s^{-3} \frac{d}{ds} y \\ -s^{-2} \frac{d^3}{ds^3} y - 3s^{-3} \frac{d^2}{ds^2} y \end{pmatrix}$$

A l'aide des correspondances entre domaines opérationnel et temporel, où

$$s^{-1} \longrightarrow \int_0^t$$

$$s^{-n} \longrightarrow \int^{(n)} : \text{intégrales multiples}$$

$$\text{la dérivée dite « algébrique » : } \frac{d}{ds} \longrightarrow -t$$

$$\frac{d^n}{ds^n} \longrightarrow (-1)^n t^n$$

l'expression des paramètres est immédiate

$$\begin{pmatrix} \tau \\ k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \int^{(1)} t^2 y - 4 \int^{(2)} t y + 2 \int^{(3)} y & - \int^{(2)} t^2 u + 2 \int^{(3)} t u \\ - \int^{(1)} t^3 y + 6 \int^{(2)} t^2 y - 6 \int^{(3)} t y & \int^{(2)} t^3 u - 3 \int^{(3)} t^2 u \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} - \int^{(2)} t^2 y + 2 \int^{(3)} t y \\ \int^{(2)} t^3 y - 3 \int^{(3)} t^2 y \end{pmatrix}$$

La figure 1.2 présente les résultats obtenus en simulation. La figure 1.2-(a) fournit la réponse du système en boucle fermée pour une consigne de type échelon unitaire. Le contrôleur est alors un correcteur Proportionnel-Dérivé sur l'erreur de sortie. Ses coefficients sont calculés à partir de valeurs fausses de k et τ , puisque les valeurs exactes sont inconnues, de manière à minimiser le temps de réponse, qui est, alors, approximativement de 17s.

Si l'on utilise l'estimation des paramètres, obtenue en un très court instant (figure 1.2-(c)), pour synthétiser le correcteur, la réponse du système est très nettement améliorée (voir figure 1.2-(d)). Le temps de réponse est dix fois plus court. On constate aussi l'excellente robustesse par rapport aux bruits.

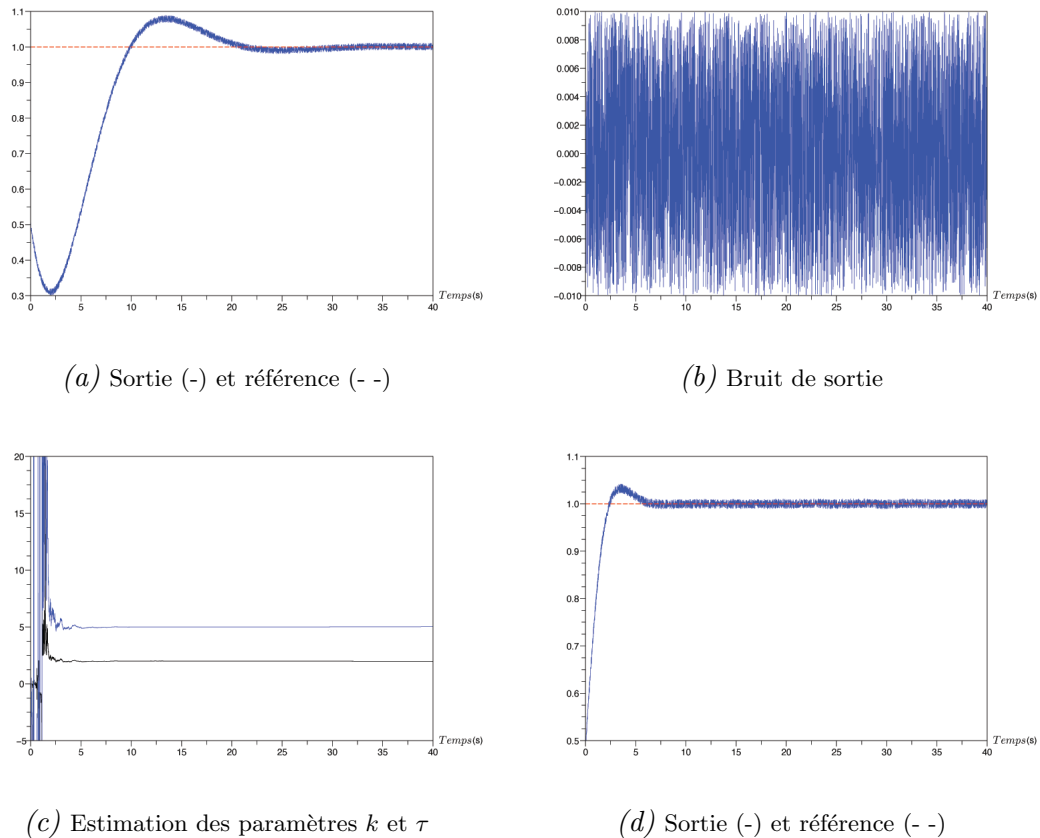


FIGURE 1.2: Simulation du système avec biais constant $b = 0.2$, $y(0) = 0.3$, $\tau = 2$ et $k = 5$

Ces calculs se généralisent à l'ensemble des systèmes satisfaisant une équation différentielle linéaire à paramètres constants ou non.

Nous ajoutons qu'avec ce point de vue les paramètres d'un signal analytique peuvent aussi être estimés.

A titre d'exemple, $\sin(\omega t + \phi)$ satisfait l'équation différentielle $\ddot{y} + \omega^2 y = 0$, la méthode décrite plus haut peut donc être employée pour estimer ω^2 alors que ϕ apparaît dans les conditions initiales dont l'intérêt de les estimer se justifie ici.

1.2.2 Démarche générale

Bien que cela ne soit pas indispensable, je choisis d'utiliser le formalisme algébrique pour expliciter certaines notions car il possède l'avantage majeur de permettre de le faire en quelques lignes alors que cela s'avère bien plus long et complexe avec d'autres formalismes.

1.2.2.1 Équations différentielles

Soit k_0 le corps de base de caractéristique nulle¹, $\mathbb{Q}$ par exemple. Soit $k_0(\Theta)$ le corps engendré par un ensemble fini $\Theta = \{\theta_1, \dots, \theta_\varrho\}$ de *paramètres* inconnus. Soit $\bar{k}$ la clôture algébrique de $k_0(\Theta)$. Introduisons le corps $\bar{k}(s)$ des fractions rationnelles en l'indéterminée s , que l'on munit d'une structure de corps différentiel grâce à la dérivation $\frac{d}{ds}$ (les éléments de k_0 , de Θ et, donc, de $\bar{k}$, sont des constantes). Tout *signal* x , $x \neq 0$, est supposé satisfaire une équation différentielle linéaire homogène², à coefficients dans $\bar{k}(s)$.

L'anneau non commutatif $\bar{k}(s)[\frac{d}{ds}]$ des opérateurs différentiels linéaires

$$\sum_{\text{finie}} \varpi_\alpha(s) \frac{d^\alpha}{ds^\alpha}, \quad \varpi_\alpha(s) \in \bar{k}(s)$$

est principal à droite et à gauche (cf. [146]). Le $\bar{k}(s)[\frac{d}{ds}]$ -module à gauche engendré par x et 1 est un module de torsion (cf. [146]), et, donc, un $\bar{k}(s)$ -espace vectoriel de dimension finie, $n+1$, $n \geq 0$. D'où le résultat suivant qui semble nouveau (cf. [90, 163]) :

Proposition 1.1 *Il existe un entier minimal $n \geq 0$, tel que x satisfait l'équation différentielle linéaire, d'ordre n , non nécessairement homogène,*

$$\left(\sum_{\iota=0}^n q_\iota \frac{d^\iota}{ds^\iota} \right) x - p = 0 \quad (1.1)$$

où les polynômes $p, q_0, \dots, q_n \in \bar{k}[s]$ sont premiers entre eux. Cette équation, dite *minimale*, est unique à un coefficient multiplicatif constant non nul près.

1.2.2.2 Identifiabilité linéaire projective

Rappelons que l'ensemble $\Theta = \{\theta_1, \dots, \theta_\varrho\}$ de paramètres est dit (cf. [111, 112])

– *linéairement identifiable* si, et seulement si,

$$\mathfrak{A} \begin{pmatrix} \theta_1 \\ \vdots \\ \theta_\varrho \end{pmatrix} = \mathfrak{B} \quad (1.2)$$

où

1. Renvoyons à [90] pour des rappels sur les corps.
2. Nous ne considérons ici que des dérivées entières.

- les entrées des matrices $\mathfrak{A}$, carrée $\varrho \times \varrho$, et $\mathfrak{B}$, colonne $\varrho \times 1$, appartiennent à $\text{span}_{k_0(s)[\frac{d}{ds}]}(1, x)$;
- $\det(\mathfrak{A}) \neq 0$.
- *projectivement linéairement identifiable* si, et seulement si,
 - il existe un paramètre, θ_1 par exemple, non nul,
 - l'ensemble $\{\frac{\theta_2}{\theta_1}, \dots, \frac{\theta_\varrho}{\theta_1}\}$ est linéairement identifiable.

Le terme de *projection* est employé ici dans le sens où le nombre des quantités identifiées est réduit.

Récrivons (1.1) sous la forme suivante :

$$\left(\sum_{\text{finie}} a_{\mu\nu} s^\mu \frac{d^\nu}{ds^\nu} \right) x - \sum_{\text{finie}} b_\kappa s^\kappa = 0 \quad (1.3)$$

où les $N+1$ coefficients $a_{\mu\nu}$ et les M coefficients b_κ appartiennent à $\bar{k}$. La matrice carrée $\mathfrak{M}$ d'ordre $N+M+1$, dont la $\xi^{\text{ème}}$ ligne, $0 \leq \xi \leq N+M$, est

$$\dots, \frac{d^\xi}{ds^\xi} \left(s^\mu \frac{d^\nu x}{ds^\nu} \right), \dots, \frac{d^\xi s^\kappa}{ds^\xi}, \dots \quad (1.4)$$

est singulière d'après (1.1) et (1.3). La minimalité de (1.1) permet de démontrer selon des techniques bien connues sur le rang du wronskien (cf. [90, 163]) que le rang de $\mathfrak{M}$ est $N+M$. Il en découle :

Théorème 1.1 *Les coefficients $a_{\mu\nu}$ et b_κ de (1.3) sont projectivement linéairement identifiables.*

Corollaire 1.1 *Posons $x = \frac{p(s)}{q(s)}$, où les polynômes $p, q \in \bar{k}[s]$ sont premiers entre eux. Alors, les coefficients de p et q sont projectivement linéairement identifiables.*

Il est permis de supposer l'ensemble des paramètres inconnus $\Theta = \{\theta_1, \dots, \theta_\varrho\}$ strictement inclus dans celui des coefficients $a_{\mu\nu}$ et b_κ de (1.3), et donc linéairement identifiable.

1.2.3 Perturbations et estimateurs

Avec une perturbation additive w le capteur fournit non pas x mais $x + w$. Soient

- $R = k_0(\Theta)[s](k_0[s])^{-1}$ l'anneau *localisé* (cf. [133]) des fractions rationnelles à numérateurs dans $k_0(\Theta)[s]$ et dénominateurs dans $k_0[s]$,
- $R[\frac{d}{ds}]$ l'anneau non commutatif des opérateurs différentiels linéaires à coefficients dans R .

On obtient, à partir de (1.2), la

Proposition 1.2 *Les paramètres inconnus vérifient*

$$\mathfrak{A} \begin{pmatrix} \theta_1 \\ \vdots \\ \theta_\varrho \end{pmatrix} = \mathfrak{B} + \mathfrak{C} \quad (1.5)$$

où les entrées de $\mathfrak{C}$, matrice colonne $\varrho \times 1$, appartiennent à $\text{span}_{R[\frac{d}{ds}]}(w)$.

On appelle (1.5) un *estimateur*. Il est dit *strictement polynomial en $\frac{1}{s}$* si, et seulement si, toutes les fractions rationnelles en s , rencontrées dans les coefficients des matrices $\mathfrak{A}$, $\mathfrak{B}$, $\mathfrak{C}$ de (1.5),

sont des polynômes en $\frac{1}{s}$ sans termes constants. On peut toujours s'y ramener en multipliant les deux membres de (1.5) par une fraction rationnelle de $k_0(s)$ convenable. On aboutit, alors, dans le domaine temporel, aux estimateurs considérés en [110], si l'on suppose l'analyticité du signal :

$$\delta(t) ([\theta]_e(t) - \theta_\iota) = \sum_{\text{finie}} c \int_0^t \dots \int_0^{\tau_2} \int_0^{\tau_1} \tau_1^\nu w(\tau_1) d\tau_1 d\tau_2 \dots d\tau_k \quad \iota = 1, \dots, \varrho \quad (1.6)$$

où

- c est une constante,
- $[0, t]$ est la *fenêtre d'estimation*, de *largeur* t ,
- $\delta(t)$ est une fonction analytique, appelée *diviseur*, nulle en 0,
- $[\theta]_e(t)$ est l'estimée de θ en t .

1.2.4 Influence des bruits

Renvoyons à [166] et [102] pour la terminologie de l'analyse non standard, déjà utilisée en [110]. Les propositions 1.3 et 1.4 ci-dessous affinent la proposition 3.2 de [110], où les estimations sont obtenues en temps limité, « court » en pratique.

1.2.4.1 Sinusoïdes hautes fréquences

La perturbation du § 1.2.3 est de la forme

$$\sum_{\iota=1}^M A_\iota \sin(\Omega_\iota t + \varphi_\iota)$$

où

- M est un entier limité standard,
- les fréquences $\Omega_\iota > 0$ sont des constantes illimitées,
- les amplitudes A_ι sont des constantes, limitées ou non,
- les phases φ_ι , $0 \leq \varphi_\iota < 2\pi$, sont des constantes.

Si les quotients $\frac{A_\iota}{\Omega_\iota}$ sont infinitésimaux, c'est un bruit centré, c'est-à-dire de moyenne nulle, au sens de [110]. Des manipulations élémentaires des intégrales itérées (1.6) conduisent à la

Proposition 1.3 Si

- les quotients $\frac{A_\iota}{\Omega_\iota}$ sont infinitésimaux, et, en particulier, si les A_ι sont limités,
 - la largeur de la fenêtre d'estimation est limitée et n'appartient pas au halo d'un zéro du diviseur,
- les estimées des paramètres inconnus, obtenues grâce à (1.6), appartiennent aux halos de leurs vraies valeurs. Il n'en va plus de même si l'un des quotients $\frac{A_\iota}{\Omega_\iota}$ est appréciable.

Remarque 1.1 Il existe des valeurs illimitées des amplitudes A_ι , $\sqrt{\Omega_\iota}$ par exemple, telles que les estimées précédentes appartiennent aux halos des vraies valeurs.

1.2.4.2 Bruits blancs

Désignons par ${}^*\mathbb{N}$, ${}^*\mathbb{R}$ les extensions non standard de $\mathbb{N}$, $\mathbb{R}$. Remplaçons l'intervalle $[0, 1] \subset \mathbb{R}$ par l'ensemble hyperfini $I = \{0, \frac{1}{N}, \dots, \frac{\bar{N}-1}{N}, 1\}$, où $\bar{N} \in {}^*\mathbb{N}$ est illimité. Un *bruit blanc centré* est une fonction $w : I \rightarrow {}^*\mathbb{R}$, $\iota \mapsto w(\iota) = An(\iota)$, où

- l'amplitude $A \in {}^*\mathbb{R}$ est constante,
- le quotient $\frac{A^2}{N}$ est limité,
- les $n(\iota)$ sont des variables aléatoires réelles, supposées centrées, de même écart-type 1 normalisé, et deux à deux indépendantes.

Remarque 1.2 *Cette définition non restreinte au cas gaussien, qu'il convient de comparer à celle de [75], précise [110]; elle est inspirée de publications d'ingénieurs sur le bruit blanc en temps discret (voir, par exemple, [154]). Elle clarifie, à la manière de [151], l'approche en temps continu usuelle dans les manuels de traitement du signal (voir, à ce sujet, [83, 96, 154, 155] et leurs bibliographies). Rappelons que cette approche continue est basée, en général, sur l'analyse de Fourier et renvoyons, à ce sujet, à [109]. Mentionnons, enfin, les travaux de [121, 127], basés sur l'analyse fonctionnelle.*

Remarque 1.3 *Un pas supplémentaire, inutile ici pour nos besoins, consisterait à remplacer, comme en [151], les variables aléatoires $n(\iota)$ par des analogues « discrets ».*

Comme au § 1.2.4.1, il vient :

Proposition 1.4 *Si*

- le quotient $\frac{A^2}{N}$ est infinitésimal, et, en particulier, si A est limité,
 - la largeur t , $t \in I$, de la fenêtre d'estimation n'appartient pas au halo d'un zéro du diviseur,
- les estimées des paramètres inconnus, obtenues grâce à (1.6), appartiennent presque sûrement aux halos de leurs vraies valeurs. Il n'en va plus de même si le quotient $\frac{A^2}{N}$ est appréciable.*

Remarque 1.4 *Il existe des valeurs illimitées de A , $\sqrt[3]{N}$ par exemple, telles que les estimées précédentes appartiennent presque sûrement aux halos des vraies valeurs.*

Remarque 1.5 *Il est permis de remplacer l'indépendance de $n(\iota)$ et $n(\iota')$, $\iota \neq \iota'$, par le fait que l'espérance du produit $n(\iota)n(\iota')$ est infinitésimale.*

1.2.5 Mise en oeuvre

1.2.5.1 Généralités

Examinons, dans le domaine opérationnel, le signal $y(t)$ satisfaisant l'équation différentielle linéaire à coefficients constants

$$P(s)y = Q(s)$$

où $P(s)$ et $Q(s)$ sont deux polynômes à coefficients constants en l'indéterminée s , premiers entre eux et vérifiant $\deg P(s) > \deg Q(s)$. Précisons qu'à $Q(s)$ sont associées les conditions initiales de $y(t)$.

Il est alors aisé d'étendre cette définition aux signaux entrée-sortie d'un système décrit par une équation différentielle linéaire à coefficients constant et ainsi de retrouver l'écriture des fonctions de transfert usuelles, c'est-à-dire sans conditions initiales

$$\frac{y}{u} = \frac{\bar{P}(s)}{\tilde{P}(s)}$$

ou encore avec les conditions initiales

$$\bar{P}(s)u - \tilde{P}(s)y = Q(s)$$

avec $\bar{P}(s)$, $\tilde{P}(s)$ et $Q(s)$ des polynômes à coefficients constants en l'indéterminée s de degré fini avec $\max(\text{degré}(\bar{P}(s)), \text{degré}(\tilde{P}(s))) > \text{degré}(Q(s)) = q$ puisque $Q(s)$ est lié aux conditions initiales de $y(t)$ et $u(t)$.

Focalisons nous sur ce dernier cas plus général avec l'objectif d'estimer les coefficients qui définissent la fonction de transfert, nul besoin alors d'en estimer les conditions initiales. Ajoutons que plus le nombre de paramètres à estimer est important plus la qualité d'estimation de ces derniers se dégrade. Il existe un opérateur différentiel linéaire permettant d'annihiler $Q(s)$, ici, une dérivation suffisante par rapport à s : $\frac{d^\alpha}{ds^\alpha}$ avec $\alpha > q$.

Ensuite il est nécessaire de générer autant d'équations que de paramètres à estimer. Ces équations de redondance peuvent être obtenues par composition à gauche avec des opérateurs différentiels. Habituellement, pour des raisons de simplicité, on choisit des dérivations successives par rapport à s et/ou des divisions par s . D'une manière générale ces opérateurs assurent une indépendance des signaux générés dans le domaine temporel.

Pour des raisons d'implantation numérique, une dernière étape consiste à revenir au domaine temporel à l'aide des transformées de Laplace inverses usuelles et s'assurant de ne faire intervenir que des intégrations des signaux mesurés.

1.2.5.2 Atténuation des bruits

À la suite de [110], un *bruit* est défini comme une fluctuation « rapide » autour de zéro, qui est une fonction dont l'intégrale sur tout intervalle fini est très « petite ». On en déduit les points suivants :

- Un bruit blanc, comme au § 1.2.4.2, vérifie évidemment ce type d'hypothèse ainsi que la plupart des bruits colorés, comme les sinus à hautes fréquences du § 1.2.4.1.
- Une intégrale, qui atténue les bruits, est un exemple élémentaire de filtre passe-bas.

Remarque 1.6 *Les considérations précédentes ont été déjà employées avec succès en traitement du signal. Voir [113] et [176, 177, 178].*

Remarque 1.7 *Nous conseillons la lecture de l'excellent article [145] détaillant l'ensemble de la démarche suivie ici.*

1.3 Estimation des dérivées

Il est généralement impossible d'appliquer les techniques d'estimation précédentes en présence de non linéarités. En s'appuyant sur la définition d'observabilité au sens large donnée dans [103, 104],

un système entrée-sortie non linéaire est observable si, et seulement si, toute variable du système, variables d'état comprises, s'écrit comme une fonction différentielle de l'entrée et de la sortie, i.e., une fonction de ces variables et de leurs dérivées d'ordre fini.

Dans [5], nous généralisons cette écriture visant l'établissement des conditions nécessaires et suffisantes à l'identification des paramètres constants ou non d'un modèle linéaire ou non. Il en découle que tout paramètre identifiable peut s'écrire comme une fonction des variables entrée-sortie et de leurs dérivées d'ordre fini. Il est alors clair que l'estimation des dérivées des variables entrée-sortie joue un rôle crucial à ce niveau. En effet, sous les conditions énoncées, estimer correctement les dérivées c'est garantir l'identification des paramètres du système. Rappelons que les observateurs classiques sont régulièrement interprétés comme des dérivateurs.

Suite aux considérations théoriques précédentes, je me suis attaché au développement d'une méthode d'estimation des dérivées d'un signal dans un contexte bruité. Le lecteur pourra d'ailleurs se rapporter à l'article [10] pour de plus amples informations mais le choix des représentations polynomiales d'un signal est évidemment lié au théorème d'approximation de Weierstrass.

1.3.1 Exemple

La méthode d'estimation de dérivées proposée se fonde sur la possibilité de représenter le signal durant un intervalle de temps assez court à l'aide d'un polynôme.

Afin de faciliter l'exposé de la méthode, considérons un exemple simple. Soit le polynôme de degré 1

$$y(t) = a_0 + a_1 t$$

Sa dérivée, qu'il faut estimer ici, est a_1 . Récrivons-le dans le domaine opérationnel :

$$Y(s) = \frac{a_0}{s} + \frac{a_1}{s^2}$$

Multiplions par s les deux membres

$$sY(s) = a_0 + \frac{a_1}{s}$$

En dérivant par rapport à s les deux membres, on obtient a_1 :

$$Y(s) + s \frac{d}{ds} Y(s) = -\frac{a_1}{s^2} \quad (1.7)$$

Multiplions les deux membres de (1.7) par une puissance de s suffisamment négative ; s^{-2} convient ici :

$$\frac{Y(s)}{s^2} + \frac{1}{s} \frac{d}{ds} Y(s) = -\frac{a_1}{s^4} \quad (1.8)$$

Cette dernière équation conduit à exprimer a_1 , dans le domaine temporel, uniquement avec des intégrales itérées, c'est-à-dire :

$$a_1 = -\frac{6}{T^3} \left(\int^{(2)} y(t) - \int ty(t) \right)$$

Il en découle une excellente robustesse aux bruits qui, représentant des phénomènes hautes fréquences, sont atténués par le filtrage passe-bas réalisé par les intégrales³.

La formule de Cauchy

$$\int_0^T \int_0^{t_1} \cdots \int_0^{t_{\gamma-1}} u(t_\gamma) dt_\gamma \cdots dt_1 = \int_0^T \frac{(T-t)^{\gamma-1}}{(\gamma-1)!} u(t) dt, \quad \text{où } \gamma > 1,$$

transforme une intégrale itérée en une intégrale simple. Elle facilite largement l'implantation numérique.

Il est possible d'effectuer ces calculs sur une fenêtre glissante de taille T :

$$a_1 = -\frac{6}{T^3} \int_{t-T}^t (T-2t)y(t)dt.$$

On obtient ainsi une estimation « locale » du signal dérivé.

1.3.2 Généralisation

L'exemple (1.8) peut être généralisé au calcul du coefficient a_n d'un polynôme de degré N avec

$$\phi_{\kappa,\mu} a_n = \Pi_{\kappa,\mu} y$$

où

$$\Pi_{\kappa,\mu} = \frac{1}{s^{N+\mu+1}} \cdot \frac{d^{n+\kappa}}{ds^{n+\kappa}} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{d^{N-n}}{ds^{N-n}} \cdot s^{N+1}$$

et

$$\phi_{\kappa,\mu} = \frac{(-1)^{n+\kappa} (n+\kappa)! (N-n)!}{s^{\mu+\kappa+N+n+2}}$$

Il s'agit là d'une famille d'estimateurs où les paramètres κ et μ correspondent à des dérivations supplémentaires par rapport à s et à des intégrations supplémentaires. Ces opérations supplémentaires ne sont, bien entendu, pas indispensables. On s'en passe en prenant $\kappa = \mu = 0$.

1.3.3 Compléments théoriques : polynômes de Jacobi

Nous avons montré que les résultats précédents sont équivalents à la décomposition d'un signal, considéré comme fonction analytique, dans la base des fonctions polynomiales orthogonales de Jacobi. Les polynômes de Jacobi $\{P_i^{\kappa,\mu}\}_{i \geq 0}$, où i correspond le degré du polynôme, sont définis sur l'intervalle $[0, 1]$ en association avec la fonction de poids suivante

$$w_{\kappa,\mu}(t) = t^{\kappa+m} (1-t)^{\mu+m}$$

3. Pour une justification théorique, voir M. Fliess, Analyse non standard du bruit. *C.R. Acad. Sci. Paris Ser. I*, t. 342, p. 797-802, 2006.

et le produit scalaire

$$\langle f, g \rangle_{\kappa, \mu} = \int_0^1 f(t) w_{\kappa, \mu}(t) g(t) dt$$

Ainsi puisqu'il s'agit de polynômes orthogonaux,

$$\langle P_i^{\kappa, \mu}, P_{j \neq i}^{\kappa, \mu} \rangle_{\kappa, \mu} = 0$$

et

$$\langle P_i^{\kappa, \mu}, P_i^{\kappa, \mu} \rangle_{\kappa, \mu} = \|P_i^{\kappa, \mu}\|^2$$

D'une manière générale, les polynômes de Jacobi sont définis par des séquences récurrentes mais peuvent aussi être déduits des propriétés précédentes en ajoutant que le coefficient de plus haut degré est toujours égal à 1.

Par exemple, si l'on cherche à déterminer $P_1^{\kappa, \mu}$, seul le terme constant de ce polynôme est inconnu et peut se déduire de l'égalité $\langle P_0^{\kappa, \mu}, P_1^{\kappa, \mu} \rangle_{\kappa, \mu} = 0$.

Tout signal analytique $S(t)$, $t \in [0, 1]$, s'écrit alors

$$S(t) = \sum_{i=0}^N b_i P_i^{\kappa, \mu}(t) + \sum_{i=N+1}^{+\infty} b_i P_i^{\kappa, \mu}(t) \quad (1.9)$$

où

$$b_i = \frac{\langle S, P_i^{\kappa, \mu} \rangle_{\kappa, \mu}}{\|P_i^{\kappa, \mu}\|^2}. \quad (1.10)$$

Une approximation de ce signal est donnée par troncature du développement précédent, c'est-à-dire

$$S(t) \simeq \sum_{i=0}^N b_i P_i^{\kappa, \mu}(t)$$

C'est une décomposition optimale au sens des moindres carrés.

Intéressons nous maintenant à la dérivation, tout en notant qu'une dérivation d'ordre 0 correspond au débruitage d'un signal.

Une possibilité pour approcher la dérivée du signal $S(t)$ est d'utiliser les dérivées des fonctions de base, dont les formes analytiques sont connues, et d'écrire ainsi

$$\dot{S}(t) \simeq \sum_{i=0}^N b_i \dot{P}_i^{\kappa, \mu}(t)$$

Cette manière habituelle de procéder, utilisable avec toute base de fonctions, possède un inconvénient majeur. En effet, les dérivées de polynômes orthogonaux ne sont pas nécessairement des polynômes orthogonaux, ce qui peut conduire à de grossières erreurs et, en tout cas, à une solution non optimale au sens des moindres carrés.

Contrairement à ce qui précède, si la fonction de poids, $w_{\kappa, \mu}(t)$ définie plus haut, est correctement choisie, elle permet la décomposition directe de la dérivée du signal, soit

$$\dot{S}(t) \simeq \sum_{i=0}^N c_i P_i^{\kappa, \mu}(t)$$

tout en pouvant l'exprimer à partir de la seule connaissance de S . Il s'agit là d'un avantage important car nous assurons une décomposition optimale au sens des moindres carrés de la dérivée du signal, c'est-à-dire que la somme des erreurs au carré entre l'estimation de la dérivée et la dérivée réelle est minimale. Ceci améliore donc, par exemple, les travaux présentés en [167].

Exemple.

Montrons en quoi la fonction de poids associée aux polynômes de Jacobi joue un rôle primordial au travers du calcul des coefficients c_i dans l'expression (1.10). Pour $i = 1$, par exemple, on a

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{\langle \dot{S}, P_1^{\kappa, \mu} \rangle_{\kappa, \mu}}{\|P_1^{\kappa, \mu}\|^2} \\ &= \frac{\int_0^1 t^{\kappa+m}(1-t)^{\mu+m} \dot{S}(t) P_1^{\kappa, \mu} dt}{\|P_1^{\kappa, \mu}\|^2} \end{aligned} \quad (1.11)$$

Alors à l'aide d'une intégration par partie et grâce au fait que $t^{\kappa+m}(1-t)^{\mu+m}$ pour $\kappa + m \geq 1$ et $\mu + m \geq 1$ s'annule aux bornes de l'intervalle $[0, 1]$, c_1 peut aussi s'écrire

$$c_1 = - \frac{\int_0^1 S(t) \frac{d(t^{\kappa+m}(1-t)^{\mu+m} P_1^{\kappa, \mu})}{dt} dt}{\|P_1^{\kappa, \mu}\|^2}$$

où la dérivée de $S(t)$ n'apparaît plus.

La généralisation de ce calcul peut s'effectuer pour tout ordre de dérivation n et tout coefficient c_i si $\kappa + m \geq n$ et $\mu + m \geq n$. Ce calcul garantit alors une décomposition directe optimale au sens des moindres carrés, du signal dérivée à un ordre quelconque à partir de la seule connaissance du signal sur la base des polynômes de Jacobi.

Les polynômes de Jacobi ont aussi la particularité de posséder l'ensemble de leurs racines dans l'intervalle $[0, 1]$. Cela signifie que

$$\dot{S}(t = \theta) \simeq \sum_{i=0}^N c_i P_i^{\kappa, \mu}(t = \theta) = \sum_{i=0}^{N+1} c_i P_i^{\kappa, \mu}(t = \theta)$$

si θ est une racine de $P_{N+1}^{\kappa, \mu}$.

Puisqu'il s'agit d'une suite convergente, l'erreur de troncature la plus importante est portée par le terme immédiatement suivant, c'est-à-dire c_{N+1} . Cela signifie qu'exprimer le développement en $t = \theta$ en diminue drastiquement l'erreur. En revanche, la dérivée n'est plus estimée en fin de l'intervalle ($t = 1$) comme il est commode de le faire afin de ne pas introduire de retard dans l'estimation (estimation sans retard).

Cette idée permet donc d'améliorer l'estimation des dérivées, mais au détriment d'un retard additionnel dans l'estimation. Afin d'en minimiser l'influence, il s'avère judicieux de considérer la plus grande des racines du polynôme, parmi l'ensemble Θ , *i.e.* $\theta = \max(\Theta)$. Ceci assure alors le retard minimum égal à $(1 - \theta)$.

Nous insistons aussi sur le fait que les racines des polynômes de Jacobi sont entrelacées ce qui garantit la décroissance des retards au fur et à mesure que les degrés des polynômes croient.

Considérons le cas particulier de la décomposition $S^{(n)}(t) \simeq d_0 P_0^{\kappa, \mu}$ où $P_0^{\kappa, \mu} = 1, \forall \{n, \kappa, \mu\}$, résultat constant. Il est évident qu'il est impossible d'exprimer cette décomposition sans retard (en $t = 1$). En revanche, d'après ce qui est expliqué plus haut, cette décomposition équivaut à celle d'ordre immédiatement supérieure, exprimée en θ avec $P_1^{\kappa, \mu}(t = \theta) = 0$. Une décomposition tronquée en zéro implique donc nécessairement un retard d'estimation égal à $1 - \theta$.

Ajoutons que l'ensemble des résultats de ce paragraphe peut être généralisé au cas d'une fenêtre de calcul de dimension T à l'aide d'un simple changement de variable $\tilde{t} = Tt$. Nous insistons sur le fait que la fenêtre totale est utilisée pour le calcul, même si la dérivée est évaluée en un seul point de cette fenêtre. A chaque nouvel échantillon, la fenêtre de calcul glisse et permet alors une estimation au fil du temps de l'ensemble du signal.

Pour conclure ces diverses explications nous présentons quelques exemples d'application numérique des formules (1.9) et (1.10) avec $(\kappa, \mu) = (0, 0)$.

1.3.4 Cas du débruitage (ordre de dérivation nul)

$$n = 0, m = 0$$

$$P_0 = 1, \|P_0\| = T, \Theta = \{\emptyset\}$$

$$P_1 = t - 1/2T, \|P_1\| = \frac{1}{12}T^3, \Theta = \{\frac{1}{2}T\}$$

$$P_2 = t^2 - Tt + \frac{1}{6}T^2, \|P_2\| = \frac{1}{180}T^5, \Theta = \{(\frac{1}{2} - \frac{1}{6}\sqrt{3})T, (\frac{1}{2} + \frac{1}{6}\sqrt{3})T\}$$

$N = 0$ alors $S^{(0)}(t) \simeq \frac{1}{T} \int_{t-T}^t S(\tau) d\tau$ avec un retard inévitable de $T/2$.

$N = 1$ alors $S^{(0)}(t) \simeq \frac{2}{T^3} \int_{t-T}^t (2T^2 + 6\tau t - 3T\tau - 3Tt)S(\tau) d\tau$ qui peut être exprimé

en $t = 1$: sans retard

ou en $t = (\frac{1}{2} + \frac{1}{6}\sqrt{3})T$: avec un retard de $(\frac{1}{2} - \frac{1}{6}\sqrt{3})T$.

1.3.5 Cas de la dérivée d'ordre 1

$$n = 1, m = 1$$

$$P_0 = 1, \|P_0\| = \frac{1}{6}T^3, \Theta = \{\emptyset\}$$

$$P_1 = t - 1/2T, \|P_1\| = \frac{1}{120}T^5, \Theta = \{\frac{1}{2}T\}$$

$$P_2 = t^2 - Tt + \frac{1}{5}T^2, \|P_2\| = \frac{1}{2100}T^7, \Theta = \{(\frac{1}{2} - \frac{1}{10}\sqrt{5})T, (\frac{1}{2} + \frac{1}{10}\sqrt{5})T\}$$

$N = 0$ alors $S^{(1)}(t) \simeq -\frac{6}{T^3} \int_{t-T}^t (T - 2\tau)S(\tau) d\tau$ avec un retard inévitable de $T/2$ (**retard noté $\tau_2 T$ dans ce qui suit**)

$N = 1$ alors $S^{(1)}(t) \simeq -\frac{12}{T^5} \int_{t-T}^t (30\tau Tt - 30\tau^2 t - 16T^2\tau + 15T\tau^2 + 3T^3 - 5T^2t)S(\tau) d\tau$ qui peut être exprimé

en $t = 1$: sans retard

ou en $t = (\frac{1}{2} + \frac{1}{10}\sqrt{5})T$: avec un retard de $(\frac{1}{2} - \frac{1}{10}\sqrt{5})T$ (**retard noté $\tau_1 T$ dans ce qui suit**)

1.3.6 Simulations numériques

Comme nous l'avons montré précédemment l'estimation de la dérivée $n^{\text{ième}}$ d'un signal $S(t)$ s'écrit

$$S^{(n)}(t) \simeq \int_{t-T}^t g(\tau) S(\tau) d\tau$$

Dans le cadre d'une programmation discrète de cet estimateur, il est possible de l'écrire comme un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR, en anglais) et ainsi tirer parti des nombreux programmes optimisés pour ces calculs (par exemple lors d'une implémentation sur DSP).

Les coefficients du filtre sont, en supposant l'échantillonnage constant Te , $W(kTe)g(kTe)$, pour $k = \{0, \dots, m\}$ et $mTe < T$. Dans cette écriture, il est évident qu'à $g(kTe)$ est associée l'ordonnée de g à l'instant $t = kTe$. Quant à $W(kTe)$, il s'agit des poids dépendant de la méthode de discrétisation de l'intégrale⁴.

Les filtres ainsi synthétisés correspondant aux trois cas envisagés du § 1.3.5 sont présentés figure 1.3. L'objet de cette simulation réside en l'estimation de la dérivée première du signal figure 1.3-(a). La figure 1.3-(b) montre les performances du dérivateur sans retard alors que figure 1.3-(c) les cas d'estimations retardées sont tracés.

Ces graphiques illustrent le fait que s'octroyer un retard permet d'améliorer sensiblement les performances des estimations. En revanche, ceci n'est pas toujours acceptable en pratique. Précisons par ailleurs que l'expression du retard étant explicite, il peut tout à fait être pris en considération lors du calcul d'une loi de commande.

1.3.7 Conclusion

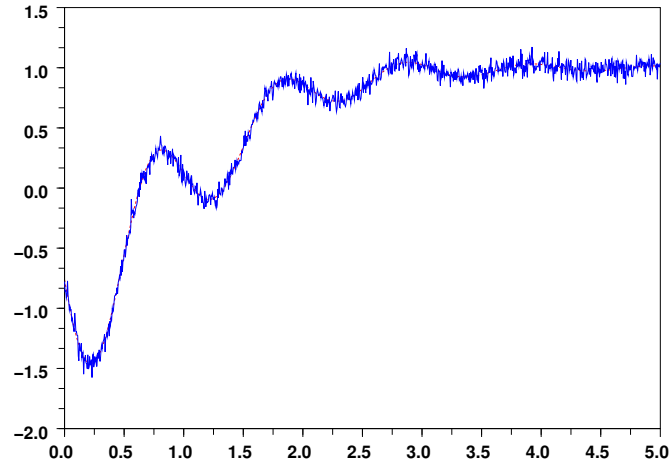
Ces estimateurs de dérivées sont désormais utilisés dans de nombreux domaines de l'automatique au sens large : signal, image, estimation, commande, diagnostic et leurs performances sont largement reconnues. Ils ont joué un rôle important suite au passage de ma thèse et ont remis en question certaines de mes certitudes.

1.4 Détection de ruptures

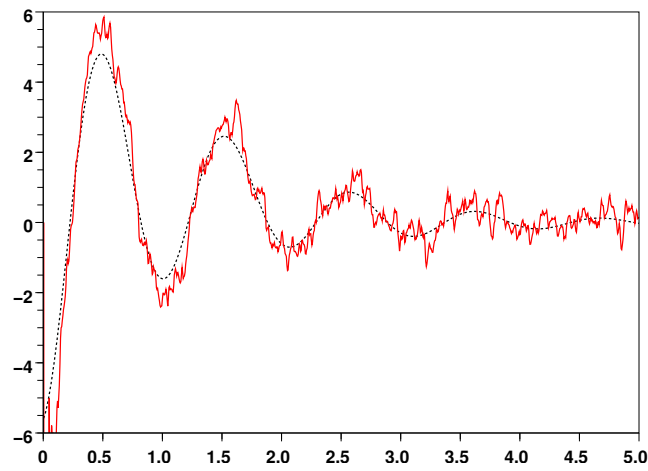
De nombreux articles sont dédiés à la détection de ruptures pouvant apparaître dans un signal corrompu par du bruit. Conseillons la lecture du livre [81] dans lequel sont décrits les principaux enjeux ainsi que de nombreuses applications. Les approches développées sont majoritairement de nature statistique dont un éventail non exhaustif peut être représenté par cette liste de publications récentes [99, 108, 119, 135, 164, 180].

Cependant l'application de ces méthodes s'avère souvent délicate lorsque la détection des ruptures est réalisée en ligne et en temps réel. Hors ce problème n'est en rien artificiel avec par exemple

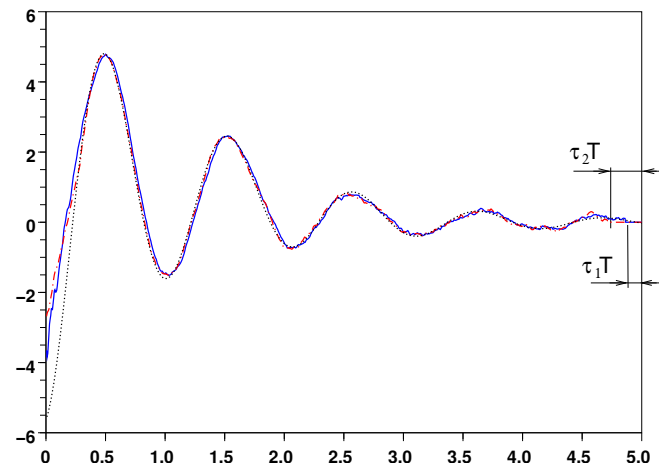
4. Dans le cadre d'une approximation par la méthode des trapèzes, $W(0) = W(mTe) = \frac{Te}{2}$ et $W(kTe) = 1$ sinon.



(a) Signal bruit de 25dB (—) et signal d'origine (---)



(b) Estimation de dérivée non retardée (—) et dérivée théorique (..)



(c) Estimation de dérivées retardées (—), (---) et dérivée théorique (..)

FIGURE 1.3: Exemple d'estimation de dérivée première

l'évaluation de résidus dans le cadre du diagnostic de systèmes. Ce point a motivé le développement de l'approche déterministe suivante ([2, 60]) nécessitant une faible puissance de calcul.

1.4.1 Principe général

Afin d'expliquer l'idée principale de la méthode, considérons le cas de deux échelons dont l'un est décalé dans le temps. L'objectif est alors d'en estimer le décalage à partir de la simple mesure du signal. Ce problème est loin d'être évident même dans les cas de signaux simples. Le signal décrit précédemment et dénoué de bruit s'écrit

$$y(t) = a_0 H(t) + b_0 H(t - \tau)$$

où $H(t)$ est l'échelon unitaire et τ le retard. Il s'écrit dans le domaine opérationnel

$$Y(s) = \frac{a_0}{s} + e^{-\tau s} \frac{b_0}{s} \quad (1.12)$$

Remarquons, et il s'agit là de l'idée principale, que $Z(s) = e^{-\tau s}$ satisfait une équation différentielle en l'indéterminée s , ie $\frac{d}{ds} Z(s) + \tau Z(s) = 0$. Ainsi l'application de l'opérateur différentiel $[\frac{d^2}{ds^2} s + \tau \frac{d}{ds} s]$ annule (1.12), c'est-à-dire que

$$[\frac{d^2}{ds^2} s + \tau \frac{d}{ds} s] Y(s) = 0$$

ou encore

$$s \frac{d^2}{ds^2} Y(s) + 2 \frac{d}{ds} Y(s) + \tau (s \frac{d}{ds} Y(s) + Y(s)) = 0$$

Le paramètre τ intervient alors linéairement comme tous les autres paramètres des paragraphes précédents.

Pour les raisons déjà évoquées, l'effet du bruit est atténué grâce à de multiples intégrations. Ainsi suite à la multiplication par $s^{-\nu}$ où $\nu \geq 2$, l'équation précédente ne fait apparaître que des intégrations successives des signaux mesurés, qui s'écrivent grâce à la formule de Cauchy

$$\left[\int_0^T (\nu t - T)(T - t)^{\nu-2} y(t) dt \right] \tau = \int_0^T \{(\nu + 1)t + 2T\} (T - t)^{\nu-2} t y(t) dt$$

Une estimation explicite non asymptotique de τ en est alors déduite.

1.4.2 Cadre général

Considérons maintenant le cas général du signal présentant une rupture en τ écrit dans le domaine opérationnel comme suit

$$X = x_1 + x_2 e^{-\tau s} \quad (1.13)$$

où les signaux x_1 et x_2 sont structurés (ou analytiques) puisqu'il existe un opérateur différentiel les annihilant.

Proposition 1.5 *Si les signaux x_1 et x_2 sont structurés⁵ alors il existe un opérateur différentiel $\pi_\alpha \neq 0$ appartenant à l'anneau non commutatif des opérateurs différentiels $k(s) \left[\frac{d}{ds} \right]$ tel que $\sum_{finie} \tau^\alpha (\pi_\alpha X) = 0$.*

5. Un signal est dit structuré s'il existe un opérateur différentiel l'annihilant. C'est d'ailleurs le cas de tout signal analytique et/ou satisfaisant une équation différentielle.

Une preuve peut être donnée en deux étapes.

Composons à gauche l'équation (1.13) par ϖ_1 annihilant x_1 , il vient alors

$$\varpi_1 X e^{\tau s} = \varpi_1 x_2$$

puis composons avec ϖ_2 tel que $\varpi_2 \varpi_1 x_2 = 0$ qui existe nécessairement d'après les hypothèses, alors

$$\varpi_2 \varpi_1 X e^{\tau s} = 0$$

Ce qui prouve l'objet de la proposition.

Ce cadre général peut être évidemment appliqué au cas des signaux polynomiaux par morceaux

1.4.3 Cas des fonctions polynomiales par morceaux

Soit le signal représenté dans le domaine opérationnel comme suit

$$X(s) = \sum_{i=0}^p \frac{i! a_i}{s^{i+1}} + e^{-\tau s} \sum_{j=0}^q \frac{j! b_j}{s^{j+1}} \quad (1.14)$$

Détaillons la démarche menant à l'expression de τ .

Multiplions l'équation (1.14) par s^ℓ avec $\ell \stackrel{\text{def}}{=} \max(p, q) + 1$. On peut alors écrire $s^\ell X(s) = A(s) + e^{-\tau s} B(s)$ où $A(s)$ et $B(s)$ sont deux polynômes de degré maximum égal à $\ell - 1$. Isolons maintenant $B(s)$ comme $B(s) = e^{\tau s} (s^\ell X(s) - A(s))$ et annihilons le grâce à $\frac{d^\ell}{ds^\ell}$, ce qui permet d'écrire

$$\sum_{i=0}^{\ell} \left\{ \binom{\ell}{i} \frac{d^{\ell-i}}{ds^{\ell-i}} (s^\ell X(s) - A(s)) \right\} \tau^i = 0$$

La composition à gauche avec l'opérateur $\frac{d^\ell}{ds^\ell}$ annihile la contribution de $A(s)$ et suite à la division par s^ν , $\nu > \ell$, l'expression précédente s'écrit comme suit dans le domaine temporel en remplaçant $x(t)$ par son observation bruitée $y(t)$

$$\mathcal{D}_{\{p\}\{q\}}(\tau, t_\tau) = \int_0^T y(\tau - (T - t)) \sum_{i=0}^{\ell} P_i(t) \tau^i dt = 0 \quad (1.15)$$

Chaque polynôme $P_i(t)$ de (1.15) dépend des paramètres p, q, ν et T avec

$$P_i(t) = \sum_{j=0}^{\ell} \binom{\ell}{i} \binom{2\ell-i}{j} \frac{(-1)^{2\ell-i-j} \ell!}{(\ell-j)!(j+\nu-\ell-1)!} (T-t)^{j+\nu-\ell-1} (\tau - (T-t))^{2\ell-i-j} \quad (1.16)$$

D'une manière générale, il est clair que la seule expression (1.15) n'assure en rien l'estimation directe de τ puisque des puissances de τ peuvent être présentes. En revanche, un détecteur de rupture peut en être déduit et implémenté.

1.4.4 Résultats de simulation

Afin de rendre les calculs rapides et l'approximation polynomiale cohérente, nous considérons le modèle (1.14) sur une fenêtre de temps limitée⁶ de taille T , noté I_τ^T . Nous émettons aussi l'hypothèse qu'une seule rupture ne peut apparaître dans cet intervalle de temps. Non pas que la mathématique nous l'impose mais plutôt pour le modèle posé ait un sens. Dans le cas contraire, il est possible d'étudier un modèle intégrant deux ruptures ou plus, évidemment plus complexe, mais théoriquement exploitable.

Afin de comprendre en quoi $\mathcal{D}_{\{p\}\{q\}}(\tau, t_\tau)$ peut être vu comme un détecteur, considérons τ comme une valeur fixée $\tau = rT$ où $r \in (0, 1)$. Soient les scénarios suivants

- cas 1 : il n'y a pas de rupture dans l'intervalle I_τ^T alors $\mathcal{D}_{\{p\}\{q\}}(\tau, rT) = 0$ si l'on oublie les erreurs de modèle et la contribution du bruit. Cette situation est décrite figure 1.4-(a).
- cas 2 : I_τ^T contient une rupture, en $\tau^* \neq rT$ et alors $\mathcal{D}_{\{p\}\{q\}}(\tau, rT)$ est sensiblement différent de zéro. Ainsi le modèle ne représente pas du tout correctement le signal (voir figure 1.4-(b)).
- cas 3 : I_τ^T contient une rupture τ^* qui coïncide avec rT alors $\mathcal{D}_{\{p\}\{q\}}(\tau, rT)$ est proche de zéro, comme pour le cas 1 (figure 1.4-(c)).

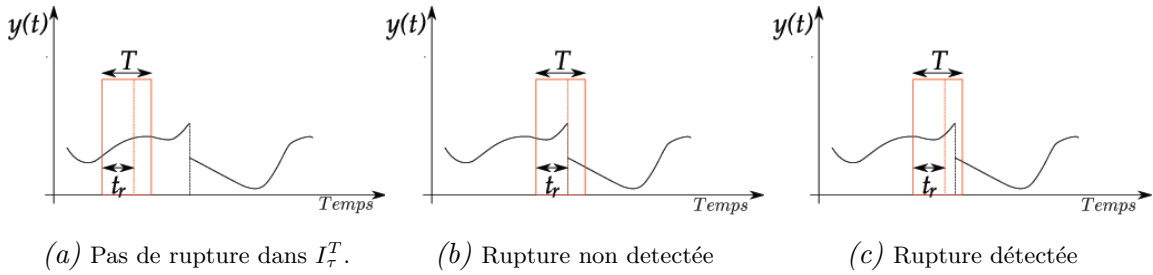


FIGURE 1.4: Comportement du détecteur

Sur la base de ces scénarios, une rupture est détectée lors du passage du cas 2 au cas 3, c'est-à-dire lorsque que $\mathcal{D}_{\{p\}\{q\}}(\tau, t_\tau)$ dépasse un seuil puis franchit zéro. Puisque les caractéristiques du bruit sont inconnues, le choix du seuil ne peut être qu'heuristique⁷.

Les aptitudes de cette méthode sont évaluées à l'aide de simulations de Monte Carlo sur divers types de signaux, divers niveaux de bruit et diverses caractéristiques de bruit.

La table 1.1 en résume les principaux résultats. Certains sont aussi illustrés au moyen des figures 1.5 à 1.8. Il faut remarquer une relative constance des performances, sans modification de l'algorithme, malgré une grande diversité de bruit. Le difficile bruit de Perlin met à mal beaucoup d'approches.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, les diverses applications possibles de ces nouvelles techniques algébriques d'estimations sont présentées. Elles permettent la formulation explicites non asymptotique des paramètres

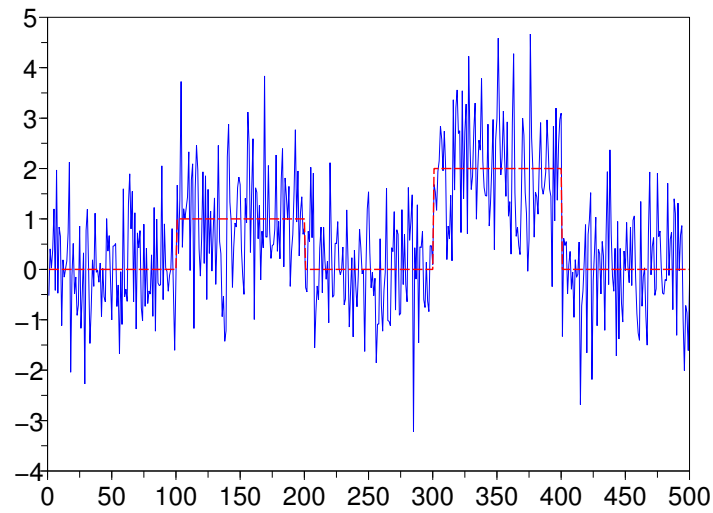
6. Nous sommes ici dans le cadre d'une représentation locale

7. Précisons que des travaux en cours avec Lothar Kiltz de Sarrebruck proposent une avancée à ce niveau.

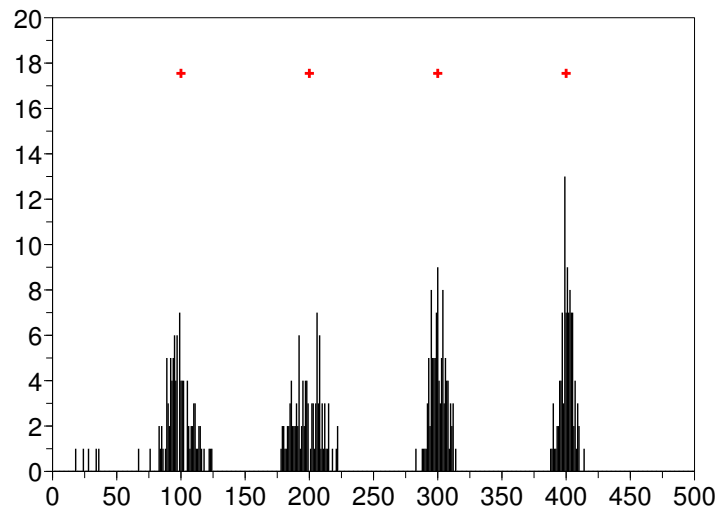
Type de bruit	SNR en DB	Nombre de segments estimé									Figure références
		1	2	3	4	5	6	7	8	≥ 9	
Normal (+)	0	0	0	0	1	98	1	0	0	0	figure 1.5
Normal (+)	-6	0	0	1	8	79	12	0	0	0	figure non présentée
Normal (+)	25	0	0	0	0	9	83	8	0	0	figure non présentée
Uniforme (+)	25	0	0	0	0	12	81	7	0	0	figure non présentée
Perlin (+)	20	0	0	0	2	25	40	16	6	11	figure 1.6
Uniforme (×)	20	0	0	0	1	11	74	14	0	0	figure 1.7
Normal (+)	25	0	0	100	0	0	0	0	0	0	figure non présentée
Normal (+)	20	0	4	96	0	0	0	0	0	0	figure 1.8
Perlin (+)	10	0	18	42	16	8	3	3	2	8	figure non présentée

TABLE 1.1: Résultats de simulations, (+) : bruit additif, (×) : bruit multiplicatif

à estimer. De plus il ne s'agit ici que d'un aperçu non exhaustif de leurs possibilités.

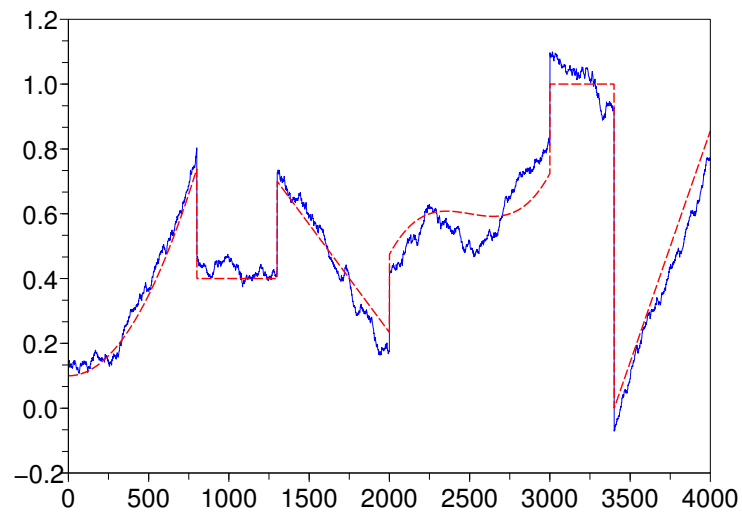


(a) Signal sans bruit (---), signal (—)

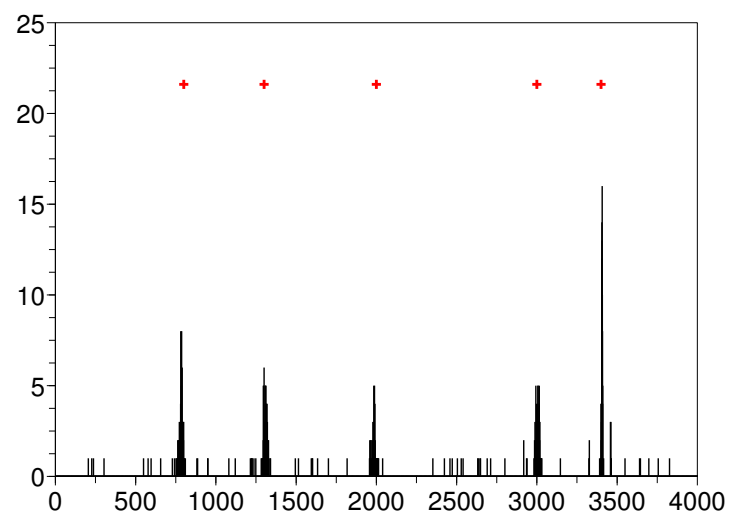


(b) Détection de rupture – Emplacement exact (+)

FIGURE 1.5: Signal constant par morceaux – Bruit normal additif – SNR : 0 db

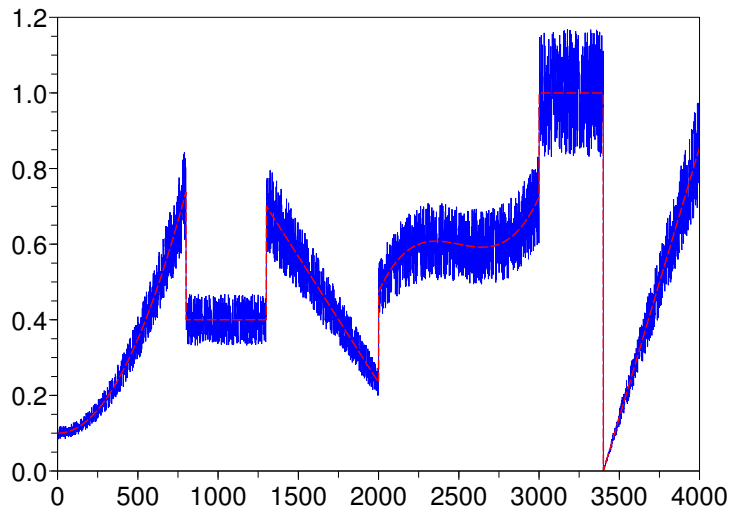


(a) Signal sans bruit (- -), signal (-)

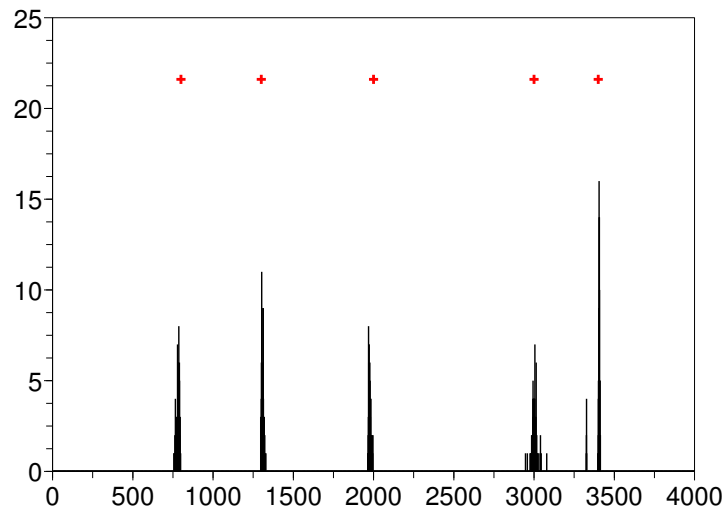


(b) Détection de rupture – Emplacement exact (+)

FIGURE 1.6: Signal polynomial par morceaux – Bruit de Perlin additif – SNR : 20 db

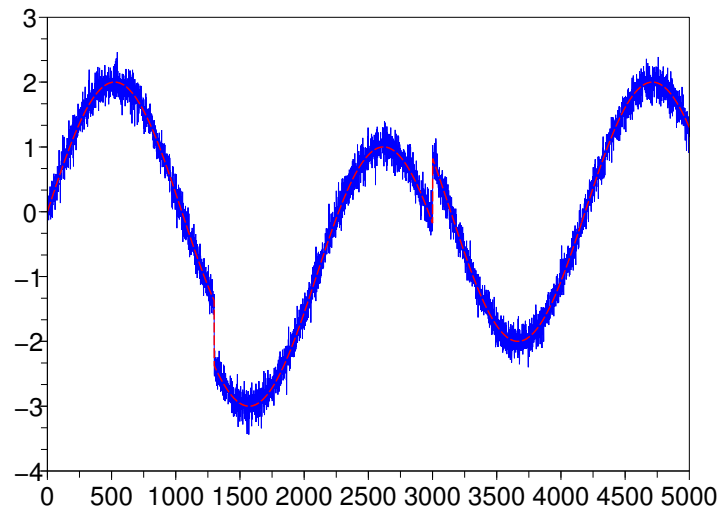


(a) Signal sans bruit (---), signal (—)

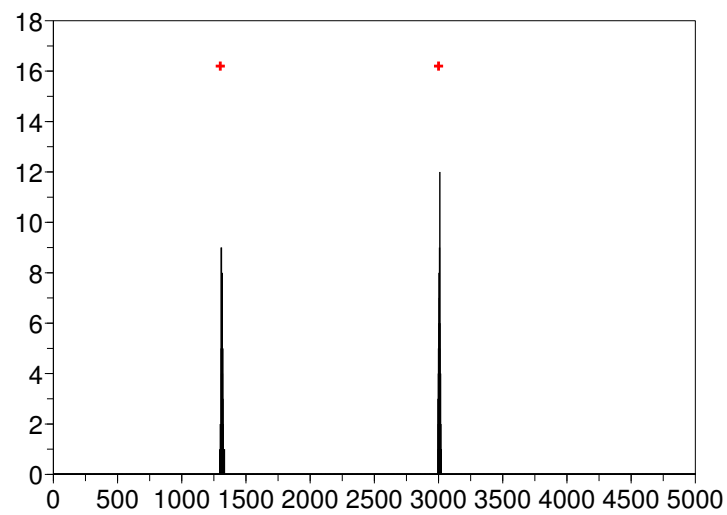


(b) Détection de rupture – Emplacement exact (+)

FIGURE 1.7: Signal polynomial par morceaux – Bruit uniforme multiplicatif – SNR : 20 db



(a) Signal sans bruit (- -), signal (-)



(b) Détection de rupture – Emplacement exact (+)

FIGURE 1.8: Signal sinusoidal – Bruit normal additif – SNR : 20 db

Chapitre 2

Diagnostic

2.1 Introduction

Il s'agissait du thème de ma thèse portant sur la diagnostic¹ des systèmes non linéaires et plus précisément sur la synthèse de filtres non linéaires visant la génération de résidus aux propriétés particulières. Ces dernières sont assurées au moyen d'observateurs à injection de sorties et l'analyse des propriétés est réalisée grâce à des outils mathématiques se fondant sur la géométrie différentielle. Ces travaux théoriques ont été reconnus par la communauté puisque j'ai reçu le prix de la meilleure thèse 2002-2003 décerné par le GdR MACS.

Cependant, si je tirais une conclusion sur ces travaux avec le recul que je possède aujourd'hui, elle serait assez critique à cause principalement de la complexité de mise en oeuvre d'une telle approche tant d'un point de vue théorique qu'expérimental. C'est d'ailleurs sans doute ce qui justifie mon parcours de recherche dans ce thème qui s'oppose totalement à une sorte d'autosatisfaction des travaux passés.

2.2 Diagnostic à base de modèles linéaires incertains

Dès la fin de ma thèse et la rencontre improbable de Michel Fliess lors de l'école d'été de Grenoble en 2001, nous avons décidé de développer ensemble une nouvelle approche de diagnostic en posant certainement pour la première fois, et ceci dans un langage algébrique, les conditions nécessaires et suffisantes de détection et d'isolation des défauts. Ces travaux ont été publiés en [4, 39, 47] et nul doute qu'ils constituent la base de réflexion ayant donné lieu au sujet de thèse évoqué en 2.4.

En me fondant sur l'algorithme décrit figure 2.1 tiré de [39] qui synthétise la démarche obtenue, j'en explique l'essence. Considérons l'exemple académique suivant

$$\begin{cases} sx_1 = -x_1 + \theta u + \mathbf{w}_1 \\ sx_2 = x_1 - x_2 \\ y_1 = x_1 + \mathbf{w}_2 + \pi_1 \\ y_2 = x_2 + \frac{\pi_2}{s} + \pi_3 \end{cases}$$

avec

- $\mathbf{w}_1$ et $\mathbf{w}_2$ les deux défauts à détecter et localiser,
- θ un paramètre inconnu,
- π_1 et π_3 des perturbations hautes fréquences (ou bruit pour l'ingénieur),
- π_2 une perturbation structurée pouvant correspondre à un mauvais étalonnage du deuxième capteur, on parle alors usuellement de biais capteur et dans ce cas π_2 est constant.

1. Problème largement traité dans la littérature qui peut être facilement appréhendé en lisant les excellents livres [81, 86, 91, 118] ainsi que les références associées.

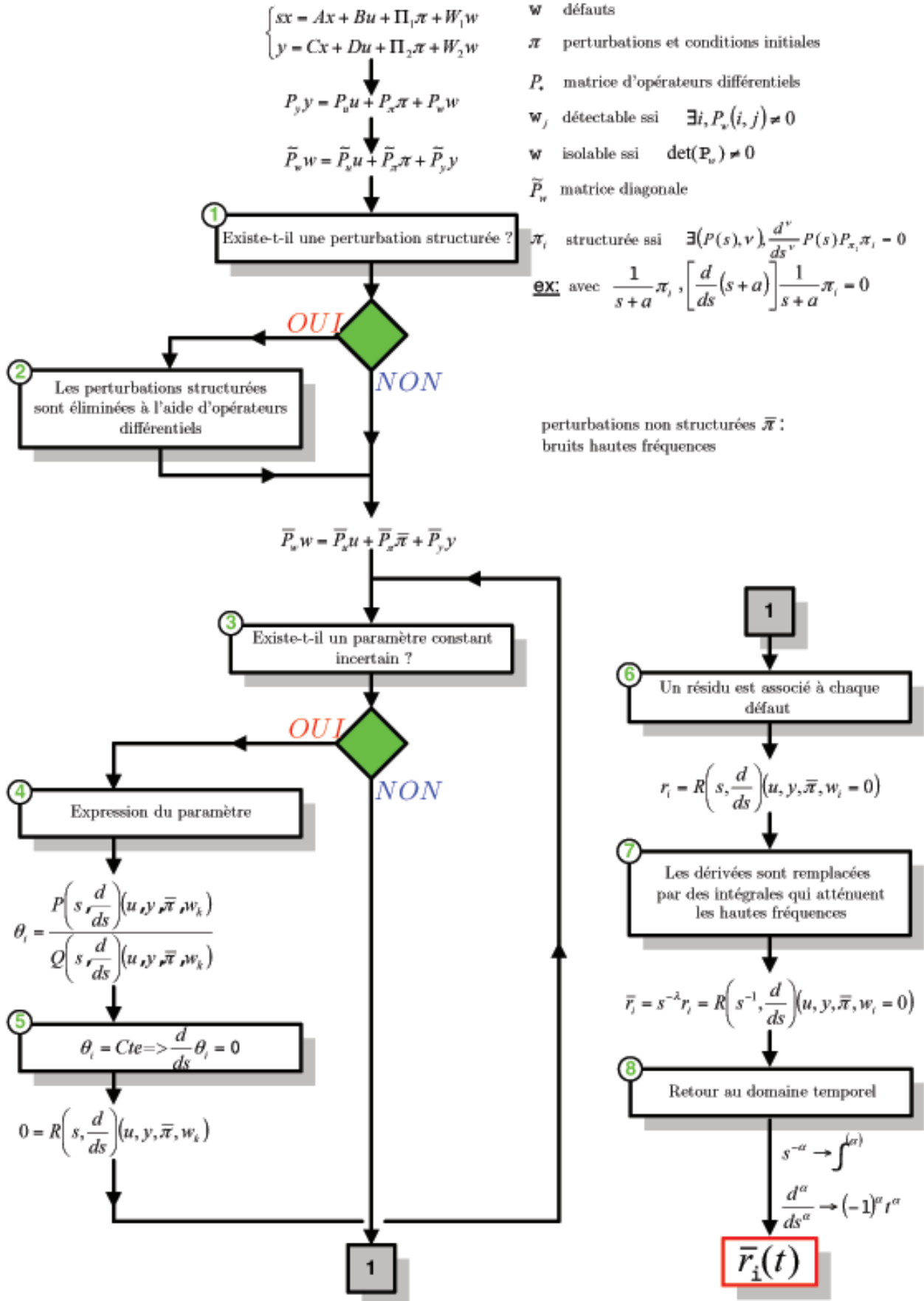


FIGURE 2.1: Algorithme de diagnostic

Les équations de parité s'écrivent

$$\begin{pmatrix} s+1 & 0 \\ -1 & s+1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta \\ 0 \end{pmatrix} u + \begin{pmatrix} 1 & s+1 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{w}_1 \\ \mathbf{w}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -1 & \frac{s+1}{s} & s+1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \pi_1 \\ \pi_2 \\ \pi_3 \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

avec $P_w = \begin{pmatrix} 1 & s+1 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}$.

Comme indiqué figure 2.1, puisque $\det P_w \neq 0$, les défauts $\mathbf{w}_1$ et $\mathbf{w}_2$ sont détectables et isolables.

Suite à la multiplication par $\begin{pmatrix} 1 & s+1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$, l'équation précédente s'écrit

$$\begin{pmatrix} 0 & (s+1)^2 \\ -1 & s+1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta \\ 0 \end{pmatrix} u + \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{w}_1 \\ \mathbf{w}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & \frac{(s+1)^2}{s} & (s+1)^2 \\ -1 & \frac{s+1}{s} & s+1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \pi_1 \\ \pi_2 \\ \pi_3 \end{pmatrix}$$

où $\tilde{P}_w$ est maintenant une matrice diagonale.

Question ETAPE 1 : **OUI**, π_2 .

ETAPE 2 : La contribution de la perturbation structurée est annihilée grâce à une manipulation algébrique.

En effet, en remarquant que

$$\begin{pmatrix} \frac{d^3}{ds^3}s & 0 \\ 0 & \frac{d^2}{ds^2}s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{(s+1)^2}{s} \\ \frac{s+1}{s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

nous obtenons

$$\begin{pmatrix} 0 & A \\ -B & C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta D \\ 0 \end{pmatrix} u + \begin{pmatrix} D & 0 \\ 0 & -B \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{w}_1 \\ \mathbf{w}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & A \\ -B & 0 & C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \pi_1 \\ \pi_2 \\ \pi_3 \end{pmatrix}$$

où,

$$A = 6 + 3(6s+4)\frac{d}{ds} + 3(3s^2+4s+1)\frac{d^2}{ds^2} + (s^3+2s^2+s)\frac{d^3}{ds^3}, B = 2\frac{d}{ds} + s\frac{d^2}{ds^2}, C = 2 + (2s+1)\frac{d}{ds} + (s^2+s)\frac{d^2}{ds^2}$$

et $D = 3\frac{d^2}{ds^2} + \frac{d^3}{ds^3}$.

Question ETAPE 3 : **OUI**, θ .

ETAPE 4 : La première équation est

$$Ay_2 = \theta Du + A\pi_3 + Dw_1$$

et devient

$$\theta = \frac{A(y_2 - \pi_3) - Dw_1}{Du}$$

puisque θ est supposé constant,

$$\frac{d\theta}{ds} = 0 = \frac{(\frac{dA}{ds}(y_2 - \pi_3) + A\frac{d(y_2 - \pi_3)}{ds} - \frac{dD}{ds}w_1 - D\frac{dw_1}{ds})Du}{(Du)^2} - \frac{(A(y_2 - \pi_3) - Dw_1)(\frac{dD}{ds}u + D\frac{du}{ds})}{(Du)^2}$$

ETAPE 5 : Les résidus r_i sont alors déduits et dédiés à l'isolation des défauts w_i (ici, $i = \{1, 2\}$).

$$\begin{aligned} r_1 &= (\frac{dA}{ds}(y_2 - \pi_3) + A\frac{d(y_2 - \pi_3)}{ds})Du - (A(y_2 - \pi_3))(\frac{dD}{ds}u + D\frac{du}{ds}) \\ r_2 &= -B(y_1 - \pi_1) + C(y_2 - \pi_3) \end{aligned}$$

pour $\frac{dA}{ds} = 18\frac{d}{ds} + 6(6s + 4)\frac{d^2}{ds^2} + 6(3s^2 + 4s + 1)\frac{d^3}{ds^3} + (s^3 + 2s^2 + s)\frac{d^4}{ds^4}$ et $\frac{dD}{ds} = 3\frac{d^3}{ds^3} + \frac{d^4}{ds^4}$.

ETAPE 6 : Comme déjà expliqué, les perturbations hautes fréquences π_1 et π_3 sont atténuées par de multiples intégrations. Les résidus à implémenter sont donc

$$\begin{aligned} \bar{r}_1 &= s^{-3}(\frac{dA}{ds}y_2 + A\frac{dy_2}{ds})Du - s^{-3}(Ay_2)(\frac{dD}{ds}u + D\frac{du}{ds}) \\ \bar{r}_2 &= -s^{-2}By_1 + s^{-2}Cy_2 \end{aligned}$$

ETAPE 7 : qui s'écrivent dans le domaine temporel

$$\begin{aligned} \bar{r}_1 &= E * F - G * H \\ \bar{r}_2 &= I \end{aligned}$$

avec,

$$\begin{aligned} E &= 2t^4y_2 + \int^{(1)}(-27t^3y_2 + 4t^4y_2) + \int^{(2)}(48t^2y_2 - 36t^3y_2 + 2t^4y_2) + \int^{(3)}(-24ty_2 + 36t^2y_2 - 9t^3y_2), \\ G &= -t^3y_2 + \int^{(1)}(9t^2y_2 - 2t^3y_2) + \int^{(2)}(-18ty_2 + 12t^2y_2 - t^3y_2) + \int^{(3)}(6y_2 - 12ty_2 + 3t^2y_2 \\ F &= 3t^2u - t^3u, H = -6t^3u + 2t^4u \text{ and} \\ I &= t^2y_2 + \int^{(1)}(-t^2y_1 - 2ty_2 + t^2y_2) + \int^{(2)}(2ty_1 + 2y_2 - ty_2). \end{aligned}$$

Il est évident que cette approche généralise bon nombre d'idées déjà utilisées en diagnostic. L'avantage majeur est qu'elle permet la génération de résidus totalement indépendant des paramètres incertains mais dont la structure est connue. Il est par exemple possible de détecter une fuite dans un réservoir sans en connaître la section et ainsi générer des résidus utilisables pour l'ensemble de cette classe de systèmes .

La généralisation aux structures plus complexes ne pose aucun problème.

Dans les papiers cités au début de ce paragraphe, des exemples plus réalistes mais moins complets sont développés.

2.3 Diagnostic à base de modèles non linéaires incertains

Dès l'apparition de non linéarités (ce qui n'est pas le cas, ici, des dépendances temporelles explicites), l'approche décrite précédemment n'est plus applicable. Une revisite du diagnostic,

avec nos idées et dans le cas non linéaire, s'est avérée possible dès la découverte de la nouvelle technique de dérivation algébrique (se référer aux développements de 1.3) qui assure un excellent comportement en milieu bruité avec une complexité très faible. J'ai écrit plusieurs papiers à propos de cette nouvelle manière de traiter ce problème [17, 57, 16, 55, 39] avec pour point majeur une approche unifiée traitant de l'estimation paramétrique, du diagnostic et de l'accommodation décrite dans le papier au titre provocateur [5] : Non-linear estimation is easy.

Nous pouvons résumer les principaux résultats de la manière suivante².

Considérons le système décrit par les équations non linéaires suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(t, x, u, \Theta, w) \\ y = h(t, x, u, \Theta, w) + \pi \end{cases} \quad (2.2)$$

où, x , y , Θ , w et π sont respectivement, les états et sorties au sens classique du terme, le vecteur de paramètres inconnus, les défauts et perturbations.

Remarquons dès à présent qu'aucune distinction n'est réalisée entre le traitement des défauts de type actionneur ou capteur.

L'hypothèse de travail, comme elle est faite habituellement, consiste à ne considérer qu'un défaut ne pouvant apparaître qu'après un certain laps de temps de bon fonctionnement. Ainsi, durant cet intervalle de temps et si les paramètres inconnus $\Theta = (\theta_1, \dots, \theta_r)$ sont algébriquement isolables, il est possible d'écrire

$$\theta_i = \Psi(t, y, \dots, y^{(j)}, u, \dots, u^{(k)}), i = \{1, \dots, r\}$$

Appliquer cette formule directement, c'est-à-dire sans recourir à des observateurs ou filtres non linéaires, nécessite bien évidemment un estimateur de dérivées.

Il est clair que cette formulation rappelle les conditions d'observabilité initialement introduites dans [103, 104] et qui peuvent donner lieu aux mêmes types de traitement qu'ici, i.e. estimation d'état de systèmes non linéaires sans observateur.

Proposition 2.1 *Un défaut $w_i \in \{w_1, \dots, w_k\}$ isolable s'exprime comme*

$$w_i = \Phi(t, y, \dots, y^{(l)}, u, \dots, u^{(m)}, \Theta), i = \{1, \dots, k\}$$

En notant $[\square]_e$, l'estimation de $\square$, le résidu associé à w_i est alors

$$w_i = \Phi(t, y, \dots, [y^{(l)}]_e, u, \dots, [u^{(m)}]_e, [\Theta]_e), i = \{1, \dots, k\}$$

2. Le lecteur pourra se référer aux publications citées plus haut pour plus de détails théoriques

J'illustre cette approche au moyen du système bien connu des trois cuves³. Ce problème a été traité dans un cadre linéaire avec par exemple les travaux dans [74, 131, 172, 193] ou dans un cadre non linéaire avec ceux de [132, 162, 194, 195].

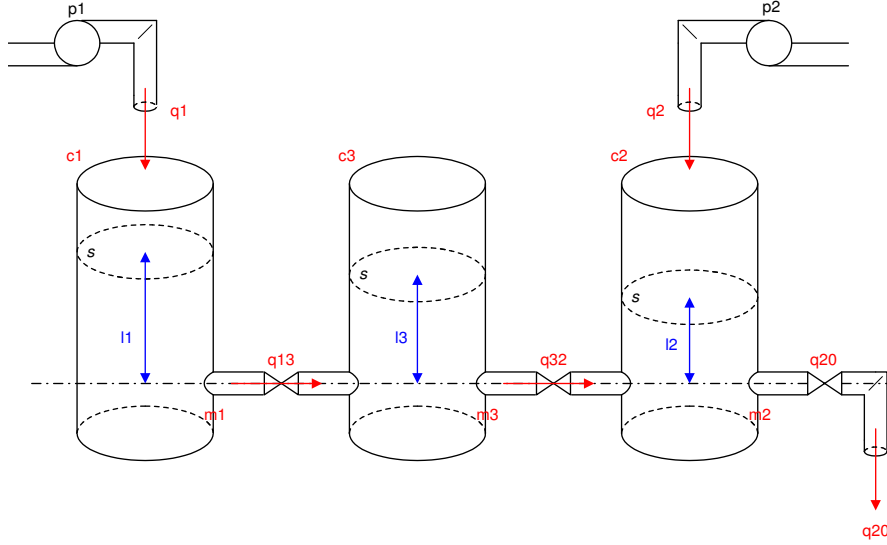


FIGURE 2.2: Système des trois cuves

Sans être exhaustif, on trouve plus récemment dans [161], une approche de détermination d'enveloppes pour les résidus fondée sur le calcul par intervalles. Henry *et al* [126] utilisent une méthode issue des valeurs singulières généralisées. Enfin dans [138] des observateurs robustes par modes glissants génèrent les résidus.

Comme dans [76], les équations suivantes représentent convenablement le comportement du système.

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -D\mu_1 \text{sign}(x_1 - x_3) \sqrt{|x_1 - x_3|} \\ \quad + u_1/S + w_1/S \\ \dot{x}_2 = D\mu_3 \text{sign}(x_3 - x_2) \sqrt{|x_3 - x_2|} \\ \quad - D\mu_2 \text{sign}(x_2) \sqrt{|x_2|} \\ \quad + u_2(t)/S + w_2/S \\ \dot{x}_3 = D\mu_1 \text{sign}(x_1 - x_3) \sqrt{|x_1 - x_3|} \\ \quad - D\mu_3 \text{sign}(x_3 - x_2) \sqrt{|x_3 - x_2|} + w_3/S \\ y_1 = x_1 + w_4 \\ y_2 = x_2 + w_5 \\ y_3 = x_3 + w_6 \end{array} \right. \quad (2.3)$$

où x_i , $i = 1, 2, 3$, est le niveau de liquide dans la cuve i . Les commandes u_1 , u_2 sont les arrivées d'eau. Les défauts actionneur et/ou système (resp. capteur) w_i , $i = 1, 2, 3$, (resp. $i = 4, 5, 6$) représentent des pertes de puissance et/ou des fuites (resp. des dégradations dans la chaîne de

3. Ce système ne possède pas de difficultés intrinsèques mais est un "benchmark" dans le domaine.

mesure).

Si les paramètres D , S sont des grandeurs physiques bien connues, ce n'est pas le cas des coefficients de viscosité μ_i , $i = 1, 2, 3$.

Comme conséquence des deux propositions précédentes, nous concluons à l'impossibilité d'isoler simultanément l'ensemble des défauts $w_1, \dots, w_6$.

Dans chacune des quatre régions $x_1 > x_3$ ou $x_1 < x_3$, et $x_2 > x_3$ ou $x_2 < x_3$, le système est plat avec pour sorties plates x_1 et x_3 .

Il devient alors particulièrement aisé d'en synthétiser la loi de commande en imposant les trajectoires de référence $x_1^* = F_1$ et $x_3^* = F_3$, les commandes nominales s'écrivent

$$u_1^* = S \left(\dot{F}_1 + D\mu_1 \sqrt{F_1 - F_3} \right)$$

et

$$u_2^* = S \left(\dot{F}_3 - D\mu_3 \sqrt{F_3 - x_2^*} + D\mu_2 \sqrt{x_2^*} \right)$$

où

$$x_2^* = F_3 - \left(\frac{-\dot{F}_3 + D\mu_1 \sqrt{F_1 - F_3}}{D\mu_3} \right)^2$$

La boucle est ensuite fermée au moyen de correcteurs classiques.

$$\begin{aligned} u_1 &= u_1^* + SD\mu_1 \sqrt{y_1 - y_3} - SD\mu_1 \sqrt{x_1^* - x_3^*} - P_1 S e_1 - P_2 S \int e_1 \\ u_2 &= u_2^* - SD\mu_3 \sqrt{y_3 - y_2} + SC_2 \sqrt{y_2} + SD\mu_3 \sqrt{x_3^* - x_2^*} \\ &\quad - SD\mu_2 \sqrt{x_2^*} - P_3 S e_3 - P_4 S \int e_3 \end{aligned} \quad (2.4)$$

avec $e_i = y_i - F_i^*$ l'erreur de poursuite et $P_1 = P_3 = 2.10^{-2}$, $P_2 = P_4 = 2.10^{-4}$ pour gains.

Certains paramètres étant inconnus, la commande nominale est calculée avec des valeurs grossières (ici, $\mu_1 = \mu_3 = 0.5$, $\mu_2 = 0.675$ soit $\mu_1^{\text{réel}} = \mu_1(1 + 0.33)$, $\mu_2^{\text{réel}} = \mu_2(1 - 0.33)$, $\mu_3^{\text{réel}} = \mu_3$), la robustesse éprouvée à maintes reprises de la commande par platitude rejette les erreurs ainsi introduites.

Comme expliqué précédemment, une estimation en ligne peut être réalisée

$$\begin{aligned} \mu_1 &= \frac{-(S\dot{y}_1 - u_1)}{SD\sqrt{y_1 - y_3}} \\ \mu_3 &= \frac{-(S\dot{y}_1 + S\dot{y}_3 - u_1)}{SD\sqrt{y_3 - y_2}} \\ \mu_2 &= \frac{-(S\dot{y}_1 + S\dot{y}_2 + S\dot{y}_3 - u_1 - u_2)}{SD\sqrt{y_2}} \end{aligned}$$

Comme le montre la figure 2.4, il est possible de les utiliser très rapidement et ainsi de générer les résidus visant la détection des défauts actionneurs⁴ (w_1 et w_2) comme suit

$$\begin{aligned} w_1 &= S\dot{y}_1 + [\mu_1]_e SD\sqrt{y_1(t) - y_3(t)} - u_1 \\ w_2 &= S[\dot{y}_2 - [\mu_3]_e SD\sqrt{y_3(t) - y_2(t)} + [\mu_2]_e SD\sqrt{y_2(t)} - u_2 \end{aligned}$$

4. Le lecteur peut se reporter à l'article [17] pour une étude plus complète incluant la commande tolérante aux défauts.

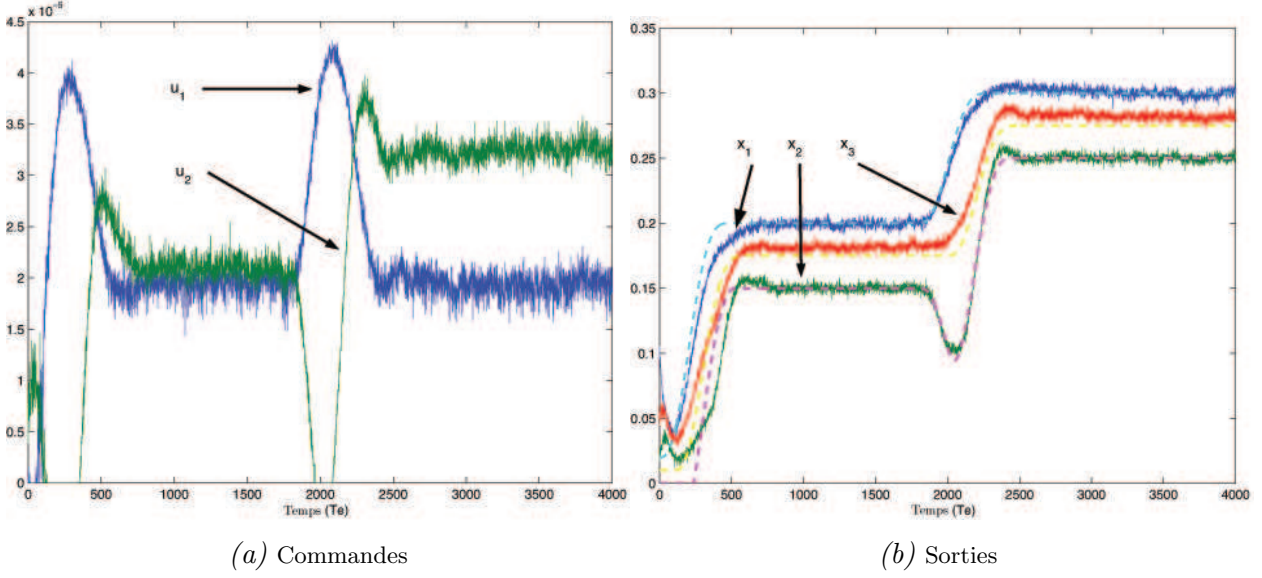


FIGURE 2.3: Cas sans défaut

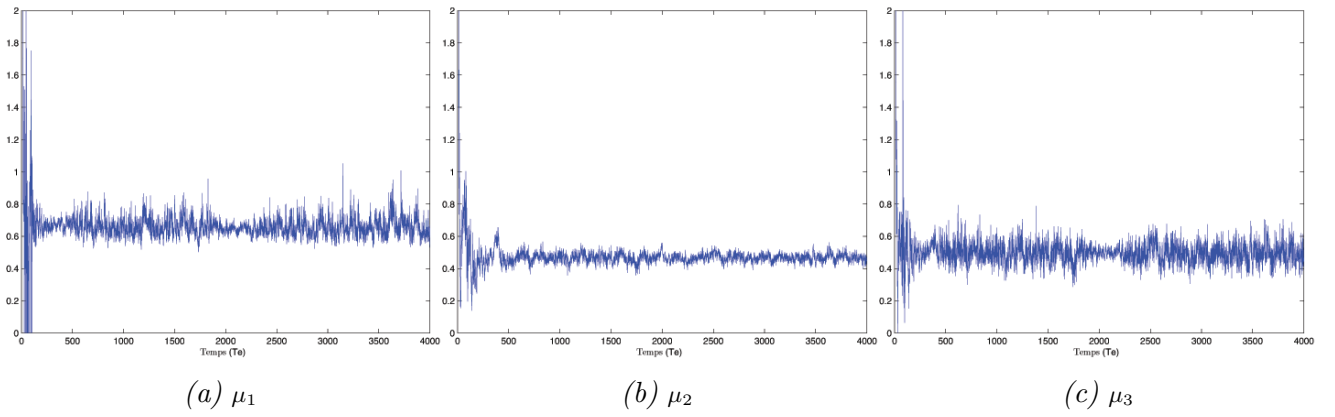
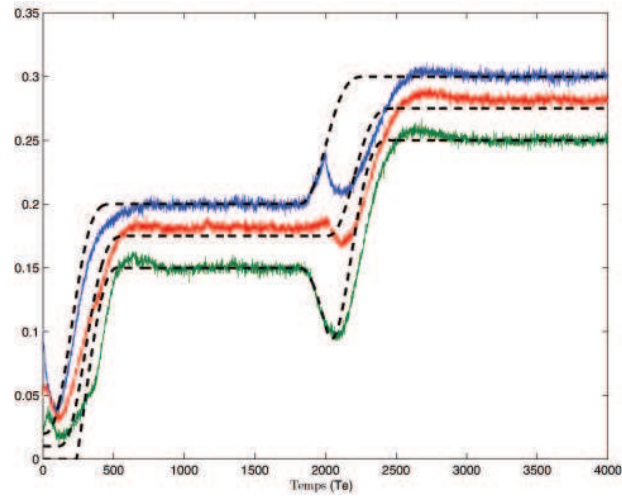


FIGURE 2.4: Estimation des coefficients de viscosité

Il faut remarquer, figure 2.5, la déviation durant un intervalle de temps réduit des résidus. C'est en effet durant ce temps que les paramètres sont estimés alors que les valeurs nominales des paramètres sont utilisées pour évaluer les résidus. Dès que l'estimation est satisfaisante, les valeurs nominales des coefficients de viscosité sont remplacées par leurs estimées en ligne $[\mu_1]_e = 0.6836$, $[\mu_2]_e = 0.4339$ et $[\mu_3]_e = 0.4819$. Dès cet instant, en fluctuant autour de 0, le résidu possède un comportement tout à fait convenable.

2.4 Diagnostic sans connaissance *a priori* : thèse de A. Moussa Ali

Dans les sections précédentes, des démarches de diagnostic sont décrites sous l'hypothèse d'une connaissance assez précise du modèle du système. Ceci implique donc au préalable une phase de modélisation bien souvent complexe. Dans ce paragraphe, nous cherchons à en réduire l'importance en diminuant la portée des connaissances *a priori*.



(a) Sorties

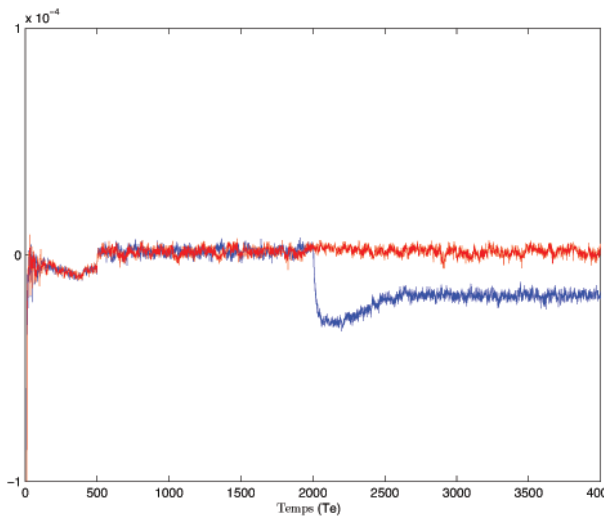
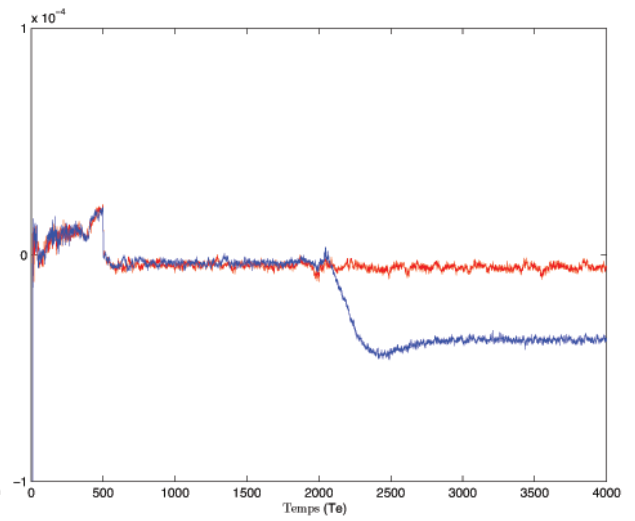
(b) Résidu dédié à w_1 (c) Résidu dédié à w_2

FIGURE 2.5: Cas avec défaut

Avec les travaux de thèse de A. Moussa Ali (thèse co-encadrée avec Frédéric Hamelin), une approche intégrée de diagnostic est obtenue. Ainsi, une expression explicite de l'ensemble des paramètres n'est pas recherchée et seule la structure du système est supposée connue⁵. Pour plus de précisions, le lecteur pourra se référer aux articles suivants ([11, 12, 62, 63, 72]).

2.4.1 Cadre général

En présence d'un défaut actionneur noté f_a et/ou d'un défaut capteur noté f_c , l'équation du système s'écrit

$$a_n y^{(n)} + \dots + a_0 y - bu = \phi_0 + b f_a + a_n f_c^{(n)} + \dots + a_0 f_c \quad (2.5)$$

où ϕ_0 est la contribution des conditions initiales. Si comme dans la thèse, nous nous plaçons dans le formalisme des distributions⁶ alors ϕ_0 est une combinaison linéaire des dérivées d'ordre inférieur ou égal à $n - 1$ de la distribution de Dirac (δ).

La tâche de diagnostic de défaut est basée sur l'idée que des termes inconnus (caractérisant les défauts) peuvent être estimés à partir de la seule connaissance de la structure du système et des signaux. Lorsque les signaux défauts sont structurés et après avoir appliqué sur le modèle du système en défaut les annihilateurs des termes structurés (conditions initiales, défauts), on obtient une égalité fonctionnelle à partir de laquelle l'application d'intégrations successives permet de se ramener à un problème du type

$$[A_k - \beta_{k-1} A_{k-1} - \dots - \beta_1 A_1] X = 0$$

où

- les matrices A_i de dimension $m \times (n + 2)$ sont totalement définies à partir des mesures u et y et données par :

$$A_i(j, \mu) = \underbrace{\int_0^t \dots \int_0^t}_{p+j \text{ fois}} \Gamma_i y^{(n-\mu+1)} d\tau^{p+j}, \quad \mu = 1, \dots, n + 1$$

et

$$A_i(j, n + 2) = - \underbrace{\int_0^t \dots \int_0^t}_{p+j \text{ fois}} \Gamma_i u d\tau^{p+j}$$

Les annihilateurs s'écrivent sous la forme d'une combinaison linéaire de monômes différentiels élémentaires donnés par

$$\Gamma_j = t^{n_j} \frac{d^{d_j}}{dt^{d_j}}, \quad n_j, d_j \in \mathbb{N}$$

et à rapprocher de l'anneau non commutatif $\bar{k}(s)[\frac{d}{ds}]$ des opérateurs différentiels linéaires introduits au § 1.2.2.

Le nombre des redondances m est choisi en fonction de certaines contraintes liées à la structure du système et celle des défauts. En choisissant le paramètre $p \geq n + d$, où d est l'ordre de dérivation le plus élevé apparaissant dans Γ , les intégrations successives initiales assurent l'élimination de toutes les dérivées dans l'écriture des matrices A_i .

5. Dans la thèse, cette dernière hypothèse est d'ailleurs discutée.

6. Voir le travail [84], aussi développé avec ce formalisme.

- les paramètres β_j caractérisent les défauts.
- X contient les paramètres du système dont l'estimation n'est pas nécessaire, soit encore

$$X = \begin{pmatrix} a_n & a_{n-1} & \cdots & a_0 & b \end{pmatrix}^T \in \mathbb{R}^{n+2} \quad (2.6)$$

Estimer β_j ($j = 1, \dots, k-1$) revient alors à déterminer une des valeurs propres généralisées du couple de produits de matrices (BA_k, BA_j) où B est une matrice non nulle vérifiant :

$$BA_i = 0, \quad \forall i \neq j \quad (2.7)$$

Les éléments des matrices A_i varient dans le temps et par conséquent les valeurs propres généralisées de (BA_k, BA_j) évoluent aussi avec le temps. Parmi toutes les valeurs propres généralisées possibles de (BA_k, BA_j) , on choisit celle ayant un comportement stationnaire sur un horizon de temps.

Remarque 2.1 *Existence de la matrice B .*

1. La matrice B peut facilement être obtenue à l'aide de la décomposition QR .
2. Les paramètres β_j étant au nombre de $k-1$ et les matrices A_i de dimension $m \times (n+2)$, le paramètre m doit être choisi tel que $m > (k-2)(n+2)$.

Après l'estimation d'un certain nombre de composantes du vecteur β , on peut, en fonction de ces dernières, estimer les autres paramètres associés aux défauts (amplitude, pente, ...).

L'extension de cette approche à des systèmes plus généraux, multivariables par exemple, est présentée dans le mémoire de thèse d'A. Moussa Ali.

2.4.2 Exemple du défaut actionneur

Considérons un cas très simple, où $n = 1$ et avec uniquement l'hypothèse d'un défaut actionneur $f_a = l_a H(t - \tau_a)$ pour présenter les principes de base de la méthode. Ainsi le système en défaut satisfait l'équation suivante :

$$a_1 y^{(1)} + a_0 y = a_1 y(0)\delta + bu + bl_a H(t - \tau_a) \quad (2.8)$$

L'algorithme de diagnostic proposé se compose de deux étapes. La première étape consiste à générer des relations de redondance et la seconde à analyser ces relations. Pour la génération des relations de redondance, l'équation du système en défaut (2.8) est dérivée dans un premier temps, ce qui donne :

$$a_1 y^{(2)} + a_0 y^{(1)} - bu^{(1)} = \phi_0 + bl_a \delta_{\tau_a} \quad (2.9)$$

avec

$$\phi_0 = a_1 y(0)\dot{\delta} + (a_1 \dot{y}(0) + a_0 y(0) - bu(0))\delta$$

En remarquant que la composition à gauche par l'opérateur dont l'écriture dans le domaine temporelle suit

$$\alpha_1(t) = t^2(t - \tau_a)$$

annihile le membre de gauche et assure donc l'égalité

$$[t^3(a_1y^{(2)} + a_0y^{(1)} - bu^{(1)})] - \tau_a[t^2(a_1y^{(2)} + a_0y^{(1)} - bu^{(1)})] = 0$$

ou encore

$$\left[\sum_{j=0}^1 a_j W_{2,j} - bV_2 \right] - \tau_a \left[\sum_{j=0}^1 a_j W_{1,j} - bV_1 \right] = 0 \quad (2.10)$$

avec

$$\text{pour } i = 1, 2 \text{ et } j = 0, 1, \begin{cases} W_{i,j} &= t^{1+i}y^{(j+1)} \\ V_i &= t^{1+i}u^{(1)} \end{cases}$$

Pour $t < \tau_a$, l'égalité (2.10) est vérifiée indépendamment de τ_a (τ_a n'est pas identifiable avant l'apparition du défaut). En effet pour $t < \tau_a$, on montre que

$$\left[\sum_{j=0}^1 a_j W_{2,j} - bV_2 \right] = \left[\sum_{j=0}^1 a_j W_{1,j} - bV_1 \right] = 0$$

Cependant pour $t \geq \tau_a$, l'application d'intégrations successives permet d'obtenir des relations de redondance que l'on peut arranger afin d'obtenir la formulation spectrale suivante

$$[A_2 - \tau_a A_1]X = 0 \quad (2.11)$$

où les matrices A_i de dimension $m \times 3$ (m paramètre à choisir en fonction de contraintes explicitées ultérieurement) sont parfaitement connues en fonction des mesures u et y . Quant au vecteur X , il regroupe tous les paramètres que l'on ne souhaite pas estimer (a_1 , a_0 et b). Plus précisément la j^e ligne de la matrice A_i ($j = 1, \dots, m$) est donnée par

$$\left(\underbrace{\int_0^t \dots \int_0^t \tau^{i+1} \ddot{y}(\tau) d\tau^{p+j}}_{p+j \text{ fois}} \quad \underbrace{\int_0^t \dots \int_0^t \tau^{i+1} \dot{y}(\tau) d\tau^{p+j}}_{p+j \text{ fois}} \quad - \underbrace{\int_0^t \dots \int_0^t \tau^{i+1} \dot{u}(\tau) d\tau^{p+j}}_{p+j \text{ fois}} \right)$$

ou encore en fonction de produits de convolution

$$A_i(j, :) = \begin{pmatrix} H^{*p+j} \star W_{i,1} & H^{*p+j} \star W_{i,0} & -H^{*p+j} \star V_i \end{pmatrix}$$

$$\text{et } X = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_0 \\ b \end{pmatrix}$$

Afin d'éliminer dans A_i toutes les dérivations et de ne faire apparaître que des intégrations qui sont plus robustes numériquement, il suffit de prendre $p \geq 1$. En effet $W_{i,j}$ et V_i peuvent être exprimés en fonction des dérivées (d'ordre maximal 2) des termes $t^k y$ et $t^k u$ respectivement, par exemple

$$W_{2,1} = t^3 y^{(2)} = t^3 [\delta^{(2)} \star y] = \sum_{i=0}^2 (-1)^i \frac{2!}{(2-i)!} (t^{3-i} y)^{(2-i)}$$

A partir de l'égalité (2.11), τ_a peut être considéré comme une valeur propre généralisée sans qu'il ne soit nécessaire d'estimer le vecteur X .

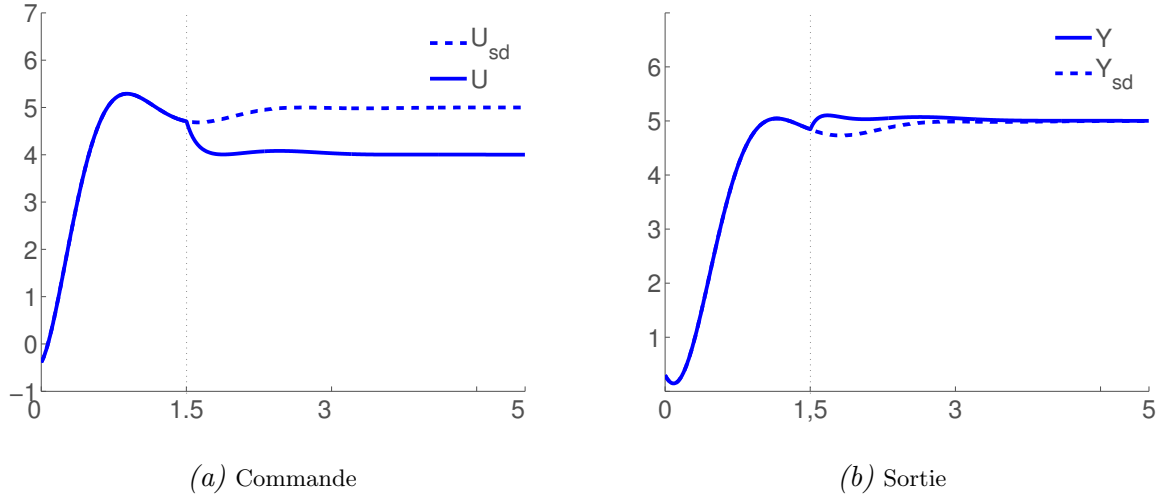


FIGURE 2.6: Entrée et sortie avec et sans défaut

Pour estimer l'amplitude l_a , on compose à gauche l'équation (2.9) par l'opérateur α_2 assurant

$$a_1 \alpha_2 y^{(2)} + a_0 \alpha_2 y^{(1)} - b \alpha_2 u^{(1)} = b l_a \alpha_2(\tau_a) \delta \tau_a$$

par exemple $\alpha_2 = t^2$.

Ainsi à partir de l'égalité ci-dessus et l'estimation de τ_a , l'amplitude l_a s'exprime

$$l_a = p! \frac{A_i(1, :) \theta}{\tau_a^{i+1} (t - \tau_a)^p} \quad (2.12)$$

où θ est le vecteur propre généralisé de (A_2, A_1) associé à τ_a , avec $\theta_1 = 1$.

La logique de décision se base sur l'étude de la stationnarité des estimées. Ainsi, on peut conclure de l'apparition d'un défaut actionneur $f_a = l_a H(t - \tau_a)$ lorsque les estimées de τ_a et l_a deviennent simultanément stationnaires à partir de $t \geq \tau_a$.

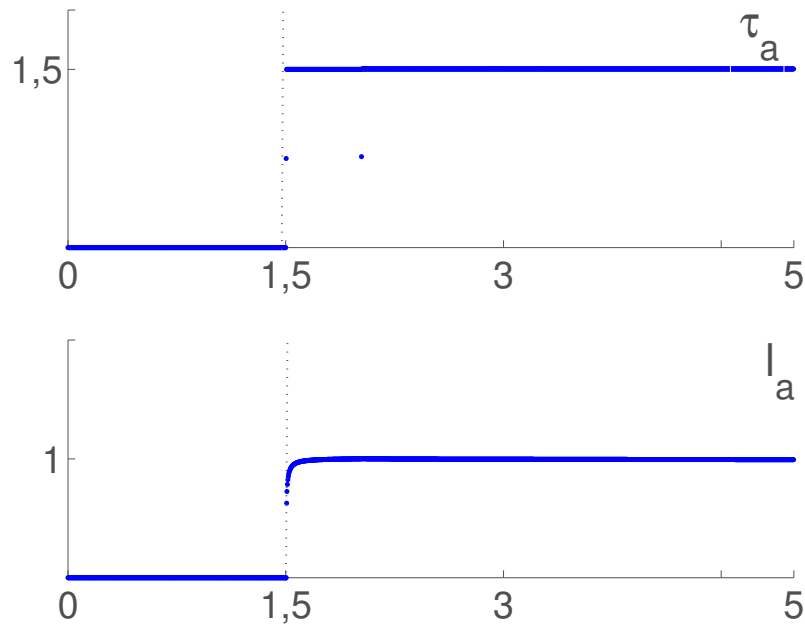
Les figures (2.6)-(2.7) illustrent les résultats de simulation dans le cas sans bruit⁷.

Le système est commandé en boucle fermée à l'aide d'un correcteur PI. L'entrée et la sortie obtenues sans défaut (U_{sd} , Y_{sd}) et avec défaut (U , Y) sont présentées sur les figures 2.6-(a) et 2.6-(b). Le défaut actionneur d'amplitude constante $l_a = 1$ apparaît à l'instant $\tau_a = 1.5$. Le défaut simulé est bien détecté à travers l'évolution temporelle des estimées de τ_a et l_a (figure 2.7). Lorsque les quantités estimées sont des valeurs aberrantes, c'est-à-dire déviant nettement du comportement de stationnarité (fluctuations par exemple), nous considérons que le défaut n'est pas apparu et fixons les valeurs estimées à zéro.

2.5 Diagnostic des électrocardiogrammes : thèse de S. Rezk

Ces travaux de thèse traitent de la détection des complexes QRS (noms des trois ondes accolées) qui composent un électrocardiogramme (ou ECG). Nombreux sont les travaux en traitement du

⁷. Le bruit est bien évidemment considéré dans la thèse en question.

FIGURE 2.7: τ_a (en haut) et l_a (en bas)

signal qui s'intéressent à ce problème. Sans être exhaustif, citons les trois principales méthodes à base

- de réseaux de neurones artificielles [188],
- de transformées en ondelettes [137],
- de bancs de filtres [73].

2.5.1 Principe

Avec S. Rezk⁸, nous appréhendons ce problème avec une démarche très proche de celle du diagnostic. En effet, l'approche développée fonctionne en temps réel, détecte et localise précisément l'instant d'apparition de l'onde R. Sur le schéma 2.8, l'enchaînement des différentes étapes est montré. Comme on peut le voir, les outils algébriques, via la dérivation numérique du § 1.3, jouent

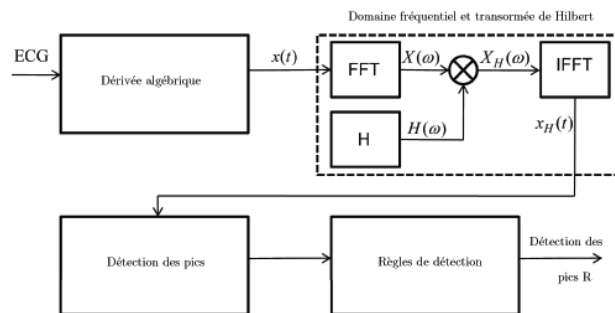


FIGURE 2.8: Schématisation de la méthode

8. Cette thèse est co-encadrée avec S. El Asmi, SUPCOM, Tunis.

un rôle important. Notons que d'autres techniques algébriques sont actuellement développées visant la détection de spikes dans des signaux neurophysiologiques (voir [174, 175]). La dérivation possède l'avantage de mettre en exergue la forte dynamique liée à l'onde R tout en éliminant ou amenuisant les défauts de ligne de base. Ce dernier défaut se traduit par exemple par un biais, dérive, ... en l'absence de complexe sur le signal ECG.

A la robustesse des techniques algébriques de dérivation face à de nombreux type de bruits, on associe la transformée de Hilbert. Cette transformation bien connue en traitement du signal a pour particularité de transformer un passage par zéro en un maximum (et inversement) de la transformée de Fourier d'un signal.

Cette propriété est particulièrement intéressante ici car suite à la dérivation du signal les maxima (dont certains correspondent à l'onde R) deviennent des zéros. Or la recherche de zéros (ou zeros crossing, en anglais) en milieu bruité est particulièrement complexe⁹ (voir l'article [26] et ses références).

Deux autres modules complètent l'algorithme et intègrent des données classiques connues *a priori*. Citons par exemple la distance temporelle moyenne séparant deux complexes. Cette distance, initialisée à 200ms, est mise à jour à chaque nouvelle détection. Dans le cas d'un algorithme non-causal, une recherche en arrière lorsque que cette distance est dépassée pour moitié et qu'aucune détection n'a été réalisée.

L'ensemble de ces étapes peut être suivi figure 2.9 dans le cas d'un signal non bruité.

Le détail de cet algorithme ainsi que ses réglages ont été publiés au congrès EUSIPCO 2011, [66].

2.5.2 Résultats

Les performances de l'algorithme sont évaluées au moyen de 46 enregistrements provenant de la base MIT-BIH dans laquelle chaque onde R est annotée manuellement et séparément par des experts cardiologues. Chaque enregistrement est échantillonné à 360 Hz.

Afin d'évaluer précisément les performances d'un détecteur de l'onde R, définissons le

(**TP**) : nombre de bonnes détections de l'onde R,

(**FP**) : nombre de mauvaises détections de l'onde R,

(**FN**) : nombre de non-détections de l'onde R.

A partir de ces grandeurs, on peut définir les mesures classiques suivantes :

$$Se(\%) = 1 - \frac{FN}{TP + FN} = \frac{TP}{TP + FN} \%, \quad (2.13)$$

$$+P(\%) = 1 - \frac{FP}{TP + FP} = \frac{TP}{TP + FP} \%, \quad (2.14)$$

9. Une approche algébrique visant la résolution de ce problème a d'ailleurs été développée dans le cadre du séjour d'un mois à Nancy de G. Fedele.

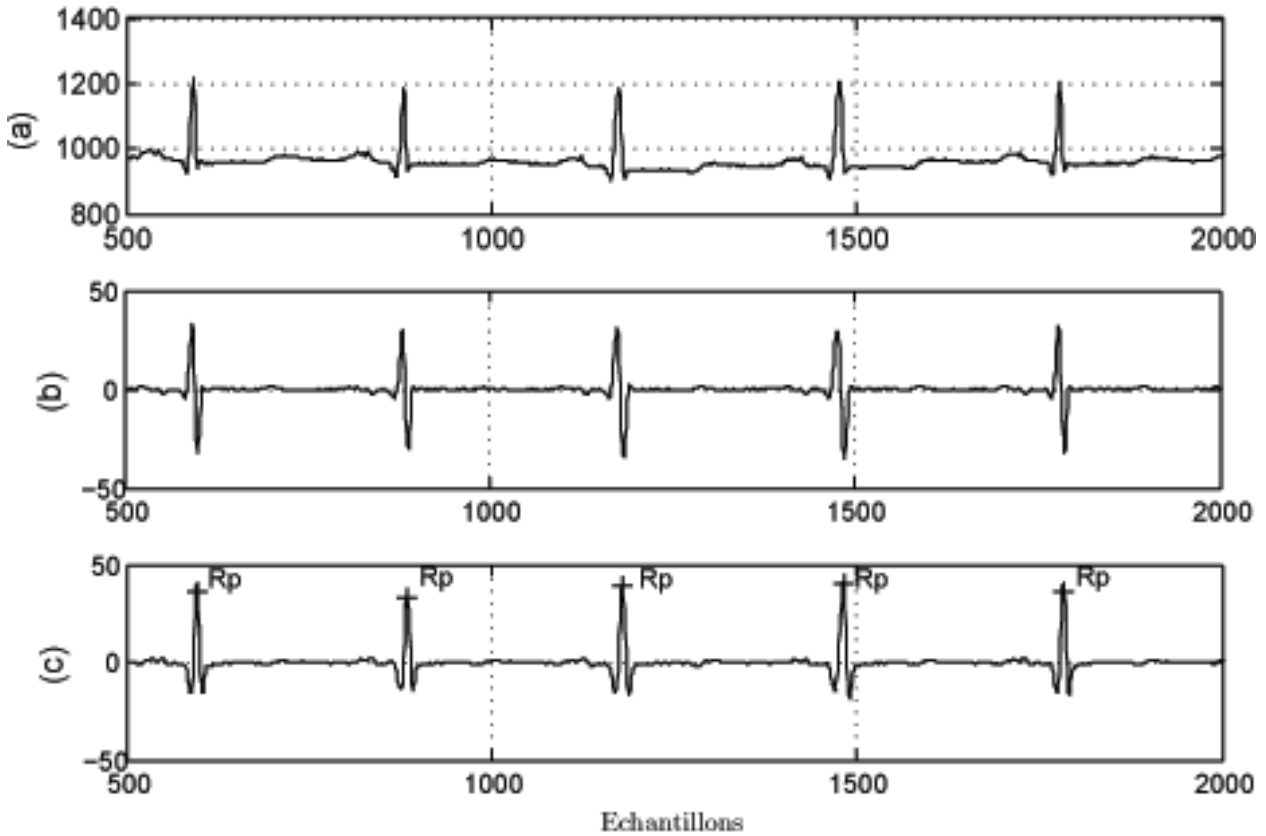


FIGURE 2.9: ECG courbe (a), dérivée courbe (b), transformée de Hilbert courbe (c), Onde R détectée en (+)

Nb de complexes	TP	FN	FP	Se(%)	+P(%)	DER
17658	17610	48	20	99.76	89.89	0.34

TABLE 2.1: Résultats récapitulatifs pour des enregistrements de 5mn (sans inclure les enregistrements 107 et 108)

$$DER(\%) = \frac{FP + FN}{\text{Nombre total de complexes}} \% \quad (2.15)$$

$$\text{Erreur moyenne de localisation temporelle(ms)} = \frac{\sum_{i=1}^{TP} |\text{Instant de détection} - \text{Instant d'apparition réel}|}{TP} \quad (2.16)$$

La robustesse aux bruits est quantifiée grâce à des enregistrements issus de la base MIT-BIH Noise Stress Database (<http://physionet.org/physiobank/>). Le SNR de chaque enregistrement varie entre 6 et 24 dB. Nous avons étudié des enregistrements de 5mn de la base d'arythmie MIT-BIH. Le tableau 2.1 en résume les résultats.

Dans une deuxième phase, l'algorithme est testé sur l'enregistrement 105 de 30 mn car cet enregistrement est connu pour être le plus contaminé par le bruit. La comparaison avec les algorithmes cités dans la littérature est menée. Les principaux résultats sont reportés dans les tableaux 2.2 et 2.3. Cette étude montre que notre proposition assure les meilleures performances.

Méthode	DER	Se(%)	+P(%)
Détecteur proposé	1.05	99.38	99.45
Seuil adaptatif combiné [94]	1.44	99.92	98.64
Transformée en ondelettes [137]	1.09	99.50	99.42
Filtre linéaire adaptatif [188]	2.41	99.15	98.47
Filtre passe-bande et recherche en arrière [124]	2.91	99.15	97.98
Filtre passe-bande [152]	3.46	99.15	97.58
Banc de filtres [73]	3.22	99.26	97.58

TABLE 2.2: Détection de l'onde R 105

Méthode	Retard moyen (ms)
Détecteur proposé	5.58
Transformée de Hilbert et double seuillage [79]	7.08
Fonction carrée et seuillage automatique [79]	7.90
Dérivée seconde et seuillage automatique [79]	6.5
Banc de filtres [73]	266

TABLE 2.3: Retard de détection

Ref_{ECG}	SNR	DER	Se(%)	+P(%)
118 e24	24	0	100	100
118 e18	18	0	100	100
118 e12	12	1.27	99.73	98.99
118 e06	06	13.26	94.23	92.60
119 e24	24	0	100	100
119 e18	18	0	100	100
119 e12	12	1.16	99.90	88.84
119 e06	06	14.64	97.58	88.84

TABLE 2.4: Tolérance aux bruits pour les enregistrements 118 et 119

En effet, elle réduit le taux de fausses détections et le retard de détection.

Tableau 2.4, l'algorithme est aussi testé face à divers niveaux de bruit et cette fois encore les résultats sont prometteurs.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre l'étendue des possibilités d'applications des méthodes algébriques développées au chapitre précédent est entrevue.

Dans un cadre linéaire et donc avec des écritures dans le domaine opérationnel, les manipulations algébriques assurent la génération de résidus robustes aux incertitudes et aux hautes fréquences.

Les outils de dérivation assurent quant à eux le passage au non linéaire et l'application directe des formulations classiques d'observabilité, d'identifiabilité et diagnosticabilité. La synthèse d'observateurs non linéaires, jamais simple, est ainsi évitée.

La première thèse que j'ai co-encadré a proposé, peut être pour la première fois, une approche intégrée visant le diagnostic sans avoir à déterminer explicitement les paramètres du système.

La seconde thèse traite de la détection et la localisation des complexes QRS. Les premiers résultats montrent une robustesse importante de l'algorithme.

Enfin, j'ajoute qu'un projet PEPS CNRS portant sur le diagnostic des systèmes non linéaires est en cours. L'objet est d'associer des dérivateurs algébriques pour la génération des résidus et des détecteurs algébriques de ruptures pour leur évaluation. Des résultats préliminaires sur des signaux réels sont très prometteurs.

Chapitre 3

Commande sans modèle

Fruit d'une collaboration intensive avec Michel Fliess durant plusieurs années, la commande sans modèle (CSM) donne une vision nouvelle à la commande des procédés. Les objectifs résident en l'établissement d'une commande avancée garantissant d'excellentes performances tout en étant facile à mettre en oeuvre.

3.1 Introduction

Tous les automaticiens le savent, la commande par correcteur PID (Proportionnel Intégral Dérivé) est la plus utilisée dans l'industrie. Deux raisons principales l'expliquent.

D'une part, cette commande est simple à mettre en oeuvre et, d'autre part, elle ne requiert pas nécessairement une connaissance précise du modèle du système.

Cependant, les performances associées peuvent se dégrader :

- en présence de non linéarités (dus à des frottements, des phénomènes d'hystérésis, ...),
- lorsque les caractéristiques du système évoluent (phénomène de vieillissement, défauts, ...),
- si le système est de grande dimension (système complexe, à dérivées partielles, ...).

Aujourd'hui, la commande des systèmes complexes reste un problème ouvert et les solutions qui y sont apportées ne sont que souvent partielles et de complexité importante. Cette dernière résulte de la nécessité de connaître un modèle précis du système. En effet, si l'on s'intéresse à la synthèse d'une commande avancée (hors PID), la part dédiée à l'étape de modélisation approche les 80%¹ du temps global nécessaire à l'industrialisation. C'est sans doute ce qui explique que bien peu de ces lois de commande soient appliquées, en dehors de quelques exceptions.

3.2 Fondements théoriques

3.2.1 Modèle ultra-local

On se restreint, pour simplifier les notations, à un système monovarié, d'entrée u et de sortie y . Dans l'ignorance d'un modèle mathématique global, on introduit le modèle dit *ultra-local*, valable sur un court laps de temps,

$$y^{(\nu)} = F + \alpha u \quad (3.1)$$

où

- l'ordre de dérivation ν , en général 1, choisi par l'opérateur, est étranger à l'ordre de dérivation maximum de y , inconnu, dans le système ;
- le paramètre constant α , fixé par l'opérateur afin que les valeurs numériques de αu et $y^{(\nu)}$ aient même ordre de grandeur, n'a pas *a priori* de valeur précise ;
- F , qui contient toutes les informations « structurelles », dépend de toutes les autres variables du système, y compris des perturbations, et de leurs dérivées.

L'estimation en temps réel de la valeur numérique de F , traitée au § 3.2.3, permet de réactualiser (3.1) à chaque instant.

1. C'est la quantification utilisée par les industriels.

3.2.2 Correcteurs PI intelligents

Pour $\nu = 1$ en (3.1), on obtient le comportement désiré avec le correcteur *proportionnel-intégral intelligent*, ou *iPI*,

$$u = -\frac{F - \dot{y}^* + K_P e + K_I \int e}{\alpha} \quad (3.2)$$

où

- y^* est la trajectoire de référence de la sortie,
- $e = y - y^*$ est l'erreur de poursuite,
- K_P, K_I sont les gains usuels.

$K_I = 0$ conduit au correcteur *proportionnel intelligent*, ou *iP*,

$$u = -\frac{F - \dot{y}^* + K_P e}{\alpha} \quad (3.3)$$

Remarque 3.1 Si $\nu = 1$ en (3.1), on se ramène avec (3.2) ou (3.3) à la stabilisation d'un intégrateur pur. D'où le réglage facile des gains.

3.2.3 Estimation de F

Récrivons (3.1) sous la forme

$$F = y^{(\nu)} - \alpha u$$

Puisque ν n'a jamais excédé 2 dans l'ensemble de nos applications et que nous utilisons la dérivation algébriques, les bruits entachant les mesures sont largement atténués ainsi

$$[F]_e = [y^{(\nu)}]_e - \alpha u$$

où $[F]_e$ est une approximation de F . Cet estimateur s'implante facilement sous la forme d'un filtre linéaire discret.

Remarque 3.2 Il existe quelques situations où il peut être intéressant d'estimer α en (3.1). Voir, à ce sujet, [23, 68, 148].

Remarque 3.3 Une dernière avancée permet de simplifier encore l'estimation de F voir [41, 68, 70].

3.2.4 Trajectoire de référence pour la sortie

On suppose le système d'entrée u et de sortie y à déphasage minimal². On peut alors choisir une trajectoire de référence pour y satisfaisant les contraintes du système. Il s'agit d'ailleurs généralement de satisfaire des contraintes en termes de temps de réponse, temps de montée, dépassements, imposées par les industriels dans le cahier des charges.

2. L'ignorance des équations gouvernant le système interdit toute vérification mathématique de la nature du déphasage. L'appréciation de cette nature repose donc sur une bonne connaissance expérimentale du comportement. Voir [67] pour une première approche du déphasage non minimal dans le cadre de la CSM.

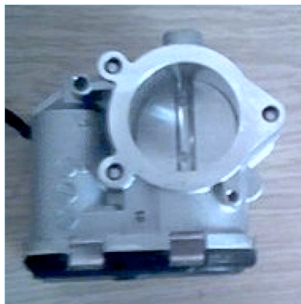


FIGURE 3.1: Papillon

3.3 Principales applications

Nombreux sont les universitaires qui collaborent avec nous sur ce sujet, en particulier B. d'Andréa-Novel (Mines-ParisTech, Paris, applications touchant à l'automobile), E. Delaleau (ENIB, Brest, commande d'acier à mémoire de forme), O. Gibaru (ENSAM, Lille, commande d'axes de microscope à force atomique), L. Michel (Université du Québec, Québec, commande d'un onduleur) et S. Riachy (ENSEA, Paris, beaucoup d'exemples universitaires).

Non exhaustive et surtout en constante évolution, citons ces travaux déjà publiés traitant tous d'applications concrètes de la CSM [6, 8, 53, 54, 61, 18, 77, 92, 114, 181, 182, 183, 184].

Depuis la publication des premiers travaux sur la CSM en 2006, dans le cadre de contrats industriels, nous avons implanté cette commande sur divers procédés. D'après notre expérience, ce qui intéresse les industriels, c'est tant les performances obtenues avec simplicité que le caractère novateur de l'approche. Il est clair que lorsqu'un chef de projet thermicien de PSA règle une commande de vanne en très peu de temps, convaincre devient facile.

3.3.1 Commande d'une vanne pour PSA

Ce travail a été réalisé en collaborant avec John Masse de l'entreprise Appedge.

3.3.1.1 Problématique

Les *papillons*, *throttles* en anglais (voir la photographie 3.1) sont des dispositifs essentiels pour l'alimentation en air des moteurs à explosions, comme les moteurs à essence. Leur commande a fait l'objet de nombreuses publications (voir, par exemple, [78, 80, 88, 93, 100, 130, 153, 159, 160, 171, 179, 185, 187, 189], et leurs bibliographies), selon des techniques diverses, nécessitant le plus souvent des modélisations globales, aussi précises que possible, à l'exception de quelques études, comme celle utilisant la logique floue [150].

Dès les premières rencontres avec les ingénieurs de PSA, les problématiques se sont dégagées avec pour point central la difficulté d'obtenir un modèle de comportement fiable. Diverses

Dynamique	Petits créneaux ($< 20^\circ$)	Grands créneaux
montante	$t_{90} < 35ms$ $t_{eb} < 150ms$ <i>Dépassements</i> $< 50\%$ <i>Retard pur</i> $< 5ms$	$t_{90} < 110ms$ $t_{eb} < 250ms$ <i>Dépassements</i> $< 20\%$ <i>Retard pur</i> $< 20ms$
déscendante	$t_{90} < 35ms$ $t_{eb} < 150ms$ <i>Dépassements</i> $< 0\%$ <i>Retard pur</i> $< 5ms$	$t_{90} < 110ms$ $t_{eb} < 250ms$ <i>Dépassements</i> $< 0\%$ <i>Retard pur</i> $< 20ms$

t_{90} et t_{eb} sont, respectivement, les temps de réponse, à 90%, et d'établissement de la consigne, à 0.2° près.

TABLE 3.1: Performances désirées.

causes à ceci :

- système mécanique complexe avec de fortes non linéarités (appelés points durs), frottements, ...
- éléments produits en série et donc une importante disparité de comportements dynamiques d'un produit à l'autre (la réduction des coûts recherchée en relâchant les contraintes de production n'arrange rien),
- présence de phénomènes de vieillissement importants et exacerbés par l'environnement (on pense au grippage progressif des éléments mécaniques).

Ces phénomènes rendent l'utilisation de PID et/ou multi-PID complexe de part le caractère conservatif des réglages.

Suite à la multiplication du nombre de paramètres, on peut espérer, au prix d'un fastidieux et long travail de réglage, obtenir de bonnes performances pour une vanne donnée et à un moment donné mais cela ne répond que partiellement au problème et est particulièrement onéreux.

A la table 3.1 sont rassemblées les performances attendues par PSA lors de la commande de ce type de vanne. Elles sont particulièrement élevées d'autant plus qu'elles sont définies pour une période d'échantillonnage de 3ms alors que l'on nous a imposé une période de commande 5ms.

3.3.1.2 Résultats expérimentaux sur banc moteur

La CSM a été implantée sur une vanne réelle seule puis sur un banc moteur. Il s'agissait d'une vanne Bosh pilotée par ECU (Engine Control Unit), voir figure 3.2. L'implantation n'a posé aucun problème du fait du faible coût de calcul nécessaire au codage de la CSM. La table 3.2 en détaille les opérations.

Les figures 3.3, ..., 3.8, présentent les expérimentations qui ont convaincu les ingénieurs de PSA. La commande est évaluée à l'aide d'échelons de consigne de diverses amplitudes et présentent de très faibles dépassements en sortie.

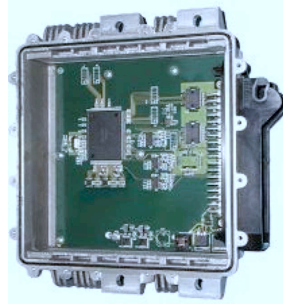


FIGURE 3.2: Calculateur

Types d'opération	Nombre d'opérations	Nombre d'opérations conditionnées (<i>If then else</i>)
Additions	20	3
Divisions	4	
Multiplications	19	2
Assignements	55	12

TABLE 3.2: Opérations nécessaires à la commande

De plus lors d'une expérimentation chez PSA, en quelques minutes, nous sommes passés d'une vanne avec un robinet papillon à une vanne avec un robinet piston. Ce changement de technologie d'actionneur sans modification, ou presque, de la loi de commande est la preuve par la pratique du côté "sans modèle" de notre proposition.

Pour conclure, les figures 3.9 à 3.11 sont extraites d'une présentation de la CSM donnée par les ingénieurs de PSA lors d'une conférence dédiée aux industriels. Elles présentent de manière synthétique les nombreux essais réalisés sur le banc moteur par PSA. Leur conclusion, figures 3.12, est éloquente.

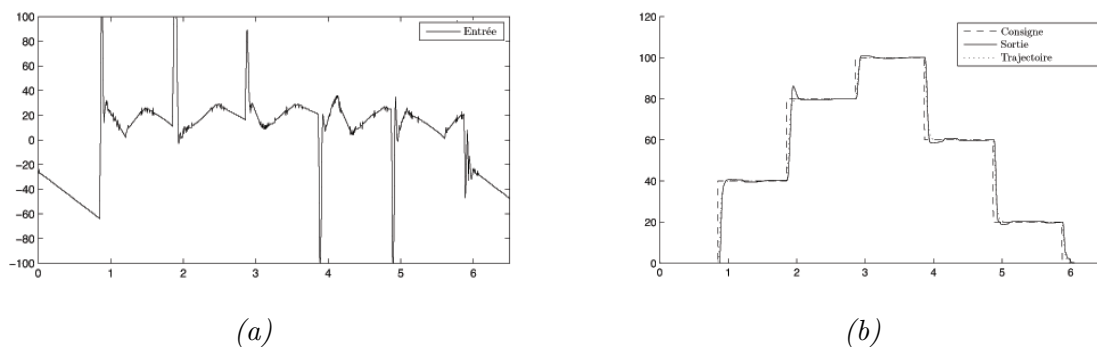


FIGURE 3.3: Résultats expérimentaux

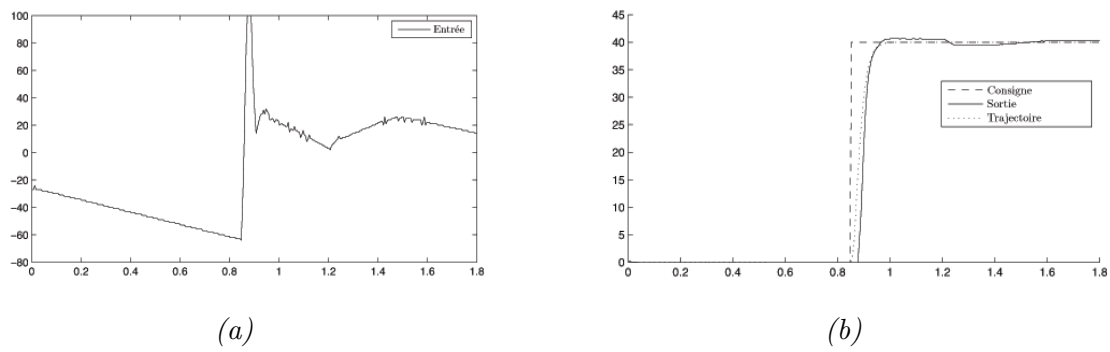


FIGURE 3.4: Zoom de 3.3

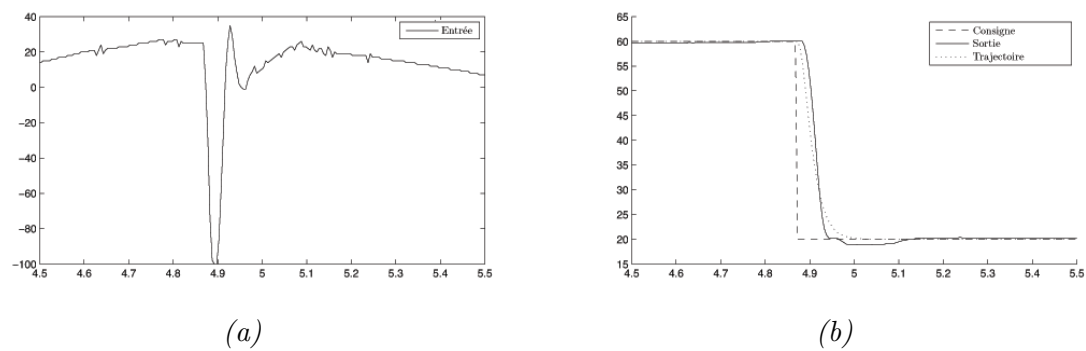


FIGURE 3.5: Zoom de 3.3

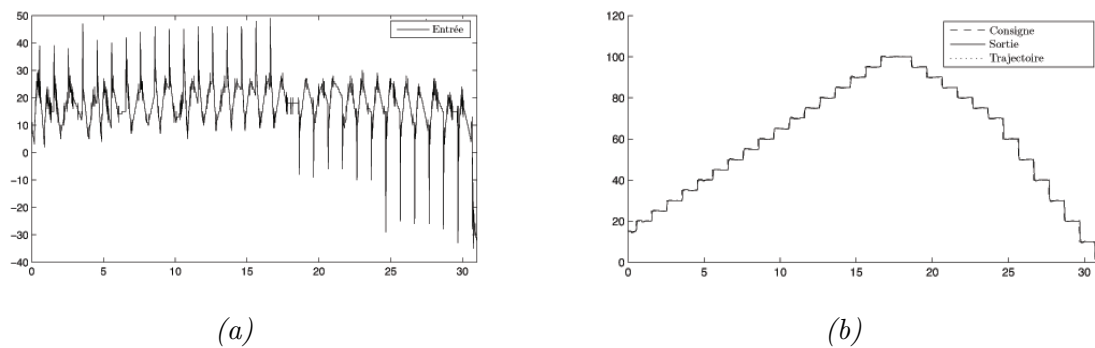


FIGURE 3.6: Résultats expérimentaux

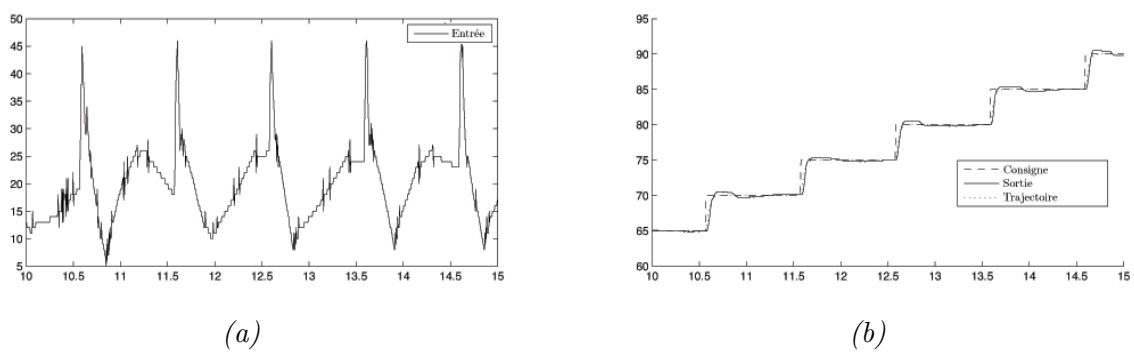


FIGURE 3.7: Zoom de 3.6

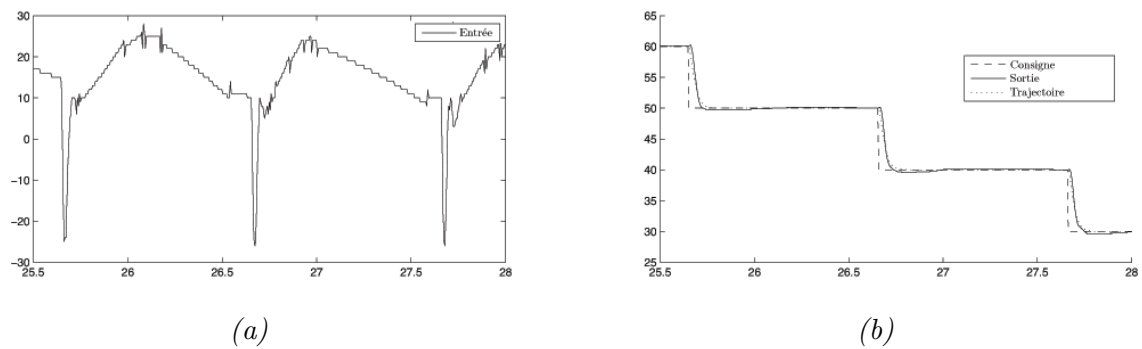


FIGURE 3.8: Zoom de 3.6

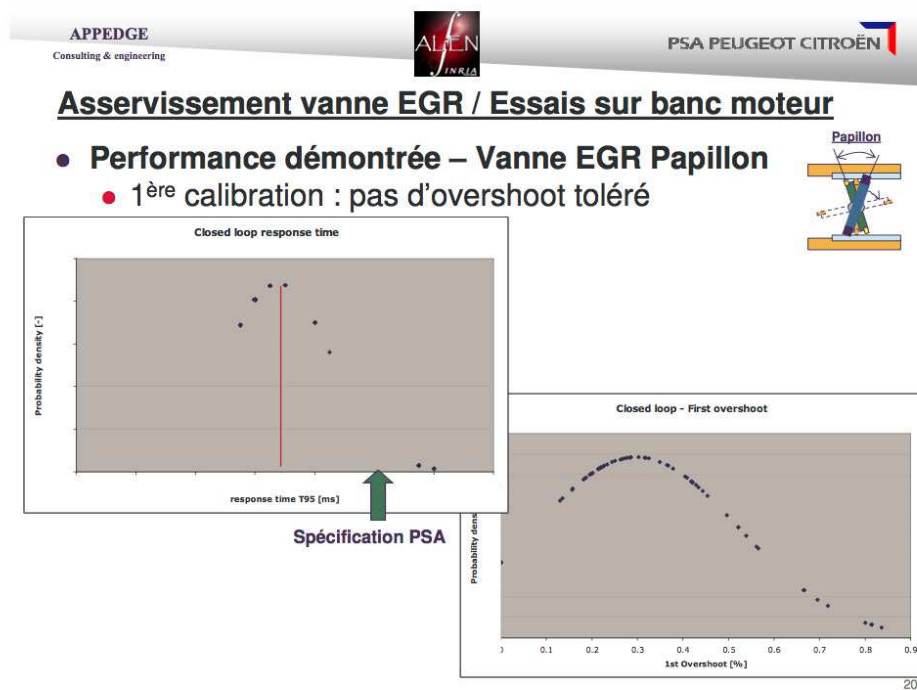


FIGURE 3.9: Extrait de la présentation des ingénieurs PSA lors de LMCS'2008

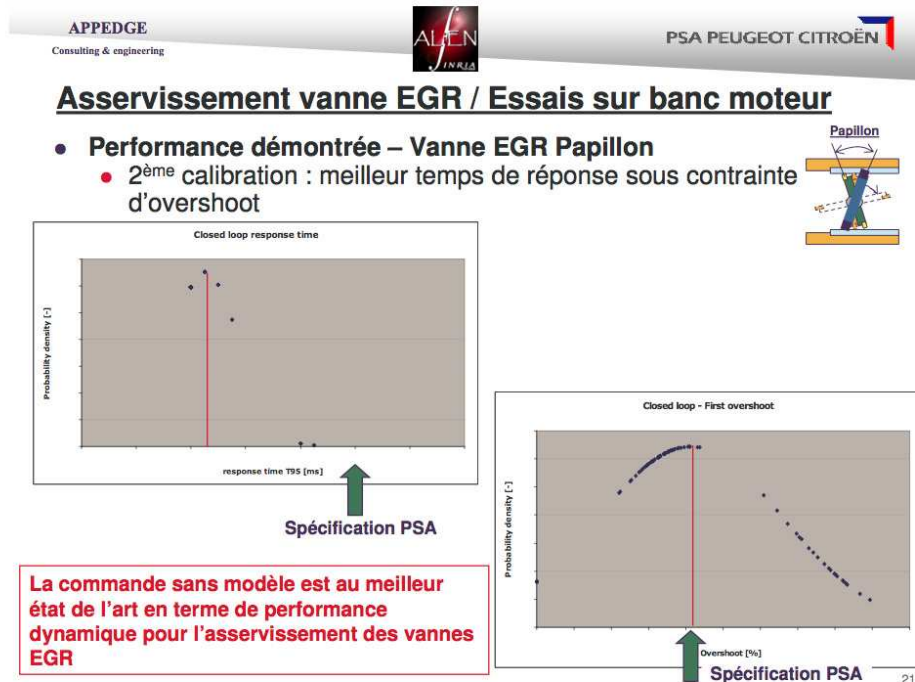


FIGURE 3.10: Extrait de la présentation des ingénieurs PSA lors de LMCS'2008

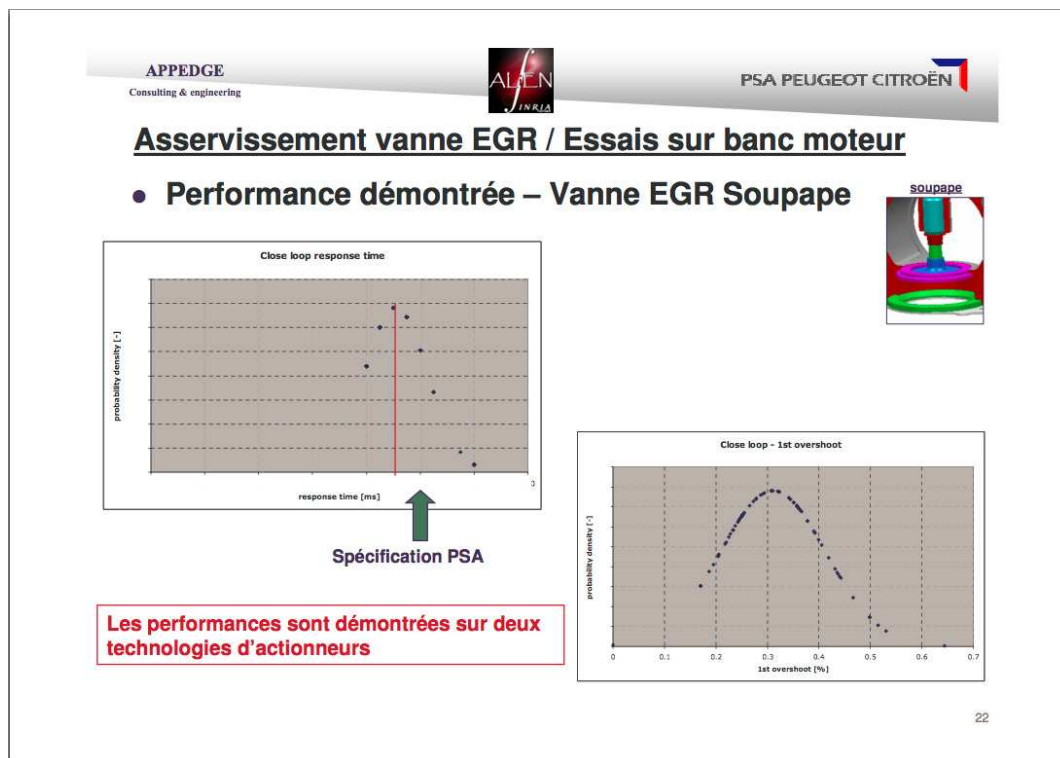


FIGURE 3.11: Extrait de la présentation des ingénieurs PSA lors de LMCS'2008



Conclusions

- **La commande sans modèle**
 - Technique particulière de calcul en temps réel des paramètres du régulateur
 - **sans connaissance à priori du modèle mathématique de l'actionneur**
 - Par l'utilisation de **méthodes de dérivées numériques**
 - Permet de se libérer de l'identification des paramètres
 - Permet de décorrélérer la solution de contrôle des performances de l'actionneur
- **Les premiers résultats avec essais moteur sont prometteurs. Elle permet un gain de performance et de temps de mise en œuvre considérable.**

23

FIGURE 3.12: Conclusion de la présentation des ingénieurs PSA lors de LMCS'2008

3.3.2 Régulation d'aménagements hydroélectriques pour EdF

Ce travail couvre plusieurs contrats industriels pour EdF³. Un brevet (référéncé, FR 0858532) a été publié et a remporté le prix de l'innovation de l'école polytechnique en 2010. Ces travaux ont par ailleurs été publiés [53, 54].

3.3.2.1 Problématique

La régulation du niveau d'eau dans un aménagement hydraulique (barrages, retenues, rivières, canaux, ...), importante pour la production d'électricité, la navigation, l'irrigation, et bien d'autres usages, a reçu une attention considérable, selon des points de vue les plus variés, dans la littérature automatique récente : voir, par exemple, [82, 85, 87, 95, 98, 105, 106, 107, 116, 123, 125, 136, 156, 157, 173], et les récents tours d'horizon [117, 139, 142] et [192]. La difficulté tient à la nature même du procédé :

- c'est un système hydraulique d'écoulement à surface libre, enchaîné (voir Fig. 3.13) ou non, avec géométrie quelconque du volume d'eau ;
- sa taille est grande (plusieurs kilomètres de long) ;
- il est non linéaire, multivariable et distribué dans l'espace (équation aux dérivées partielles de Saint-Venant) ;
- il existe des perturbations aléatoires dont l'amplitude peut être importante, mais inconnue, dues à des apports ou prélèvements d'eau.

3. J'en profite d'ailleurs pour remercier G. Robert et A. Libaux pour leur réactivité lors de nos échanges.

La difficulté croît encore si

- le niveau d'eau à réguler z_r est éloigné de l'organe réglant (une vanne, par exemple), compte-tenu des retards variables mais aussi de phénomènes hydrauliques complexes de basculement des plans d'eau, en fonction du débit ;
- le cahier des charges exige une robustesse des performances sur toute la plage de fonctionnement et vis-à-vis des variations des caractéristiques de l'aménagement (retard variable, superficie du réservoir variable en fonction du niveau et de l'envasement, usure des organes réglants, ...).

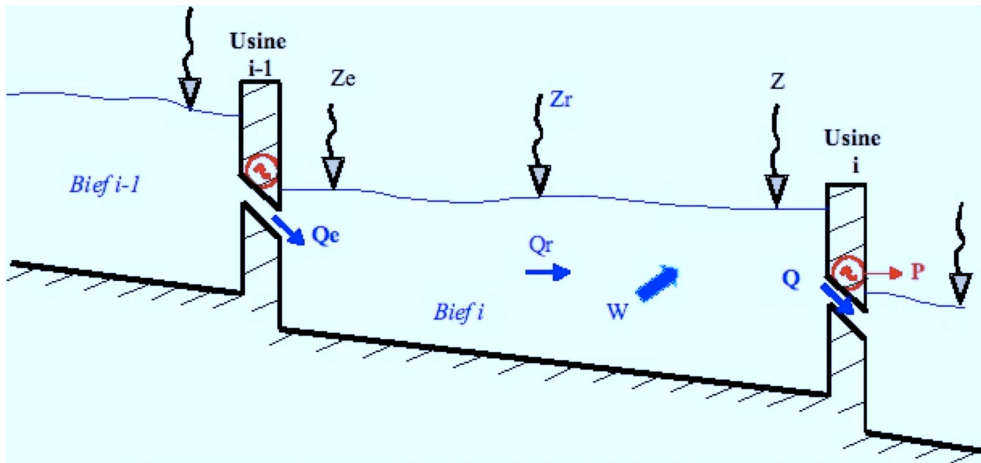


FIGURE 3.13: Schéma d'un bief

Nul doute que l'obtention d'un modèle intégrant ces difficultés n'est pas aisé mais en déduire une loi de commande ne l'est pas plus. Ce travail ne peut être réalisé que par des spécialistes et nécessite une connaissance du procédé très pointue.

Nous visons la maîtrise des niveaux d'eau z et z_r dans un bief de rivière (voir schéma 3.13). A cette fin nous agissons soit sur le débit de sortie du canal soit sur la puissance fournie par la génératrice i . Cette commande doit être directement implantable et donc discrète.

Deux entrées exogènes principales, Q_e et W , perturbent le système :

1. Q_e , le débit entrant dans la section i du canal, est mesuré. Ces mesures sont fournies par EdF et définissent d'ailleurs plusieurs scénarios.
2. W est une perturbation inconnue, non mesurée. Elle se justifie par
 - une connaissance imparfaite de Q_e ;
 - la présence d'écluses dans le canal provoquant des sassées modélisées par des branches de sinusoïde de période 30 min ; ces dernières sont particulièrement brutales car ces "pics" n'ont qu'une durée de 3 périodes d'échantillonnage.

Enfin, tout organe de commande réel est saturé en position et vitesse. Cette contrainte doit être prise en considération.

La commande est implantée dans un ordinateur, elle est bloquée à 5 min.

La loi de commande doit permettre d'assurer un suivi de consigne z_r^* (en rampe) et un rejet de perturbation sur le niveau régulé z_r , de sorte qu'il soit toujours dans une bande autour du niveau de référence $[z_r^* - 10cm, z_r^* + 10cm]$, pour tout point de fonctionnement (z_r, Q_e) avec les contraintes d'exploitation décrites précédemment.

De la même manière, le niveau z doit évoluer dans l'intervalle $[213.9cm, 215.1cm]$.

3.3.2.2 Solutions proposées

Les figures 3.14 et 3.15 présentent les schémas de commande proposés. Ces schémas ressemblent à

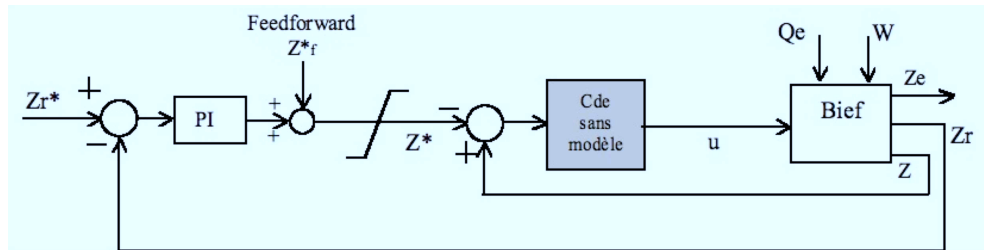


FIGURE 3.14: Schéma bloc de la commande en débit

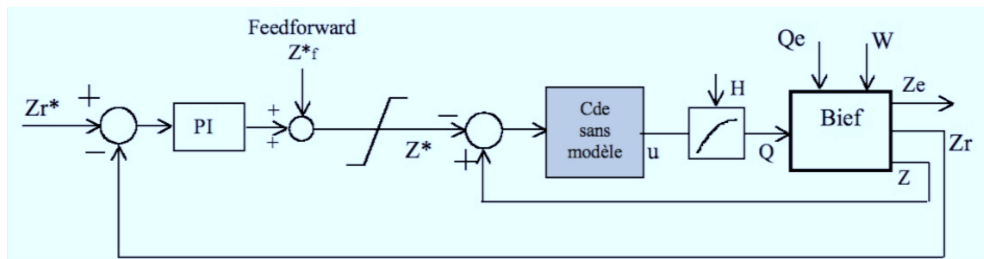


FIGURE 3.15: Schéma bloc de la commande en puissance

une régulation en cascade classique, avec pourtant des innovations majeures :

- la boucle interne est fermée à l'aide d'une CSM.
- la consigne de cette boucle est engendrée *a priori* grâce à des lois empiriques, et ajustée à chaque instant avec une boucle externe.

Boucle interne : commande sans modèle

La boucle interne est réalisée à l'aide d'une CSM telle que nous l'avons précédemment définie. Là encore, elle possède l'avantage majeur de contourner la difficulté essentielle que rencontrent la plupart des techniques modernes d'automatique, à savoir la nécessité d'un modèle mathématique précis, mais pas trop complexe.

Traitement du retard

Le niveau z_r , éloigné de l'usine, n'est pas immédiatement influencé par le débit Q . Evidemment, cela pose de nombreux problèmes en commande classique car l'influence de Q sur z_r n'est visible

qu'après un certain laps de temps⁴. Ce retard, dont la durée est *a priori* non constante, n'est pas négligeable. C'est un problème délicat et ouvert dans le cadre de la commande des systèmes linéaires. La difficulté croît encore ici, avec des équations non linéaires.

Lors d'une réunion de travail, nous avons proposé à EdF d'utiliser des équations explicites afin de reconstruire, cette fois sans retard, la sortie z grâce aux mesures disponibles. Ainsi en fonction du niveau z_r désiré, un niveau z proche de l'usine est reconstruit, ou *planifié*. Cette idée s'approche de ce qui est réalisé lorsque

- l'on cherche à commander un système par platitude,
- l'une des sorties plates n'est pas mesurée.

C'est pourquoi nous préférons parler, contrairement à ce qui est indiqué dans la figure 3.14, de trajectoire de référence plutôt que de *feedforward*.

Ainsi, EdF propose de tester deux lois de reconstruction, pour l'usine i ,

- l'une se fondant sur la connaissance de niveaux

$$z_f^* = (z_r^* - c_e z_e)/c \quad (3.4)$$

- l'autre sur celle du débit entrant

$$z_f^* = \text{Abaque}(Q_e) \quad (3.5)$$

Cette trajectoire de référence intermédiaire z_f^* est complétée par la sortie d'un correcteur⁵ sur l'erreur de poursuite de z_r et devient la consigne d'une boucle interne dont la commande est sans modèle.

Boucle externe

Ainsi nous réalisons une *replanification* en ligne automatique de la trajectoire de référence. C'est donc le rôle joué par la boucle externe. Nous avons rencontré des difficultés à régler le correcteur de cette boucle car, contrairement au cas de la commande sans modèle, où l'on s'appuie sur un modèle équivalent pour en déduire le correcteur, seule, ici, une méthode empirique est applicable. Précisons qu'en tant que correcteur de la boucle externe, la règle classique est de lui imposer une dynamique moins rapide que la boucle interne. Nous l'avons respectée.

Discrétisation

La commande implantée est composée d'éléments simples à dynamiques « raisonnables ». Nous utilisons des opérations basiques : additions, multiplications et comparaisons, soit :

- 55 affectations,
- 35 additions ou soustractions,
- 35 multiplications ou divisions,
- 9 comparaisons (*if then else*),
- 4 autres (évaluation de la fonction exponentielle liée à la discrétisation).

La fonction exponentielle peut être évaluée pour les deux valeurs fixes utilisées lors de l'initialisation. Cette complexité relative se réduit, ainsi, à de simples multiplications.

4. On parle, alors, de *retard*.

5. Il est noté *boucle externe*.

Le total des opérations réalisées s'élève à 138, avec la phase d'initialisation. Ce type de programme s'effectue aujourd'hui sans problème sur un ordinateur toutes les ms.

3.3.2.3 Validations numériques

Des tests directs sur les installations réelles sont absolument impossibles. Seul un service habilité au transfert et au codage des algorithmes des bureaux R&D d'EdF peut s'en charger. Cette phase est actuellement en cours.

Ceci justifie donc le travail en simulation qui suit. Bien que la commande a été évaluée à l'aide de nombreux scénarios, j'ai choisi de ne présenter ici que le plus complexe correspondant à une précrue. C'est pourquoi le débit réel entrant Q_e présente des dynamiques violentes.

La figure 3.16 illustre les performances de la commande en débit. Il subsiste quelques dépassements d'amplitude raisonnables.

Suite à la simple modification du paramètre α lors de l'établissement de la CSM, une commande en puissance est réalisée. Là encore les résultats sont bons (figure 3.17).

Nous montrons aussi qu'en réduisant la période de commande (cette fois égale à 2 min), les performances attendues sont totalement réalisées, voir figure 3.18.

3.3.3 Régulation du trafic routier pour la DIRIF

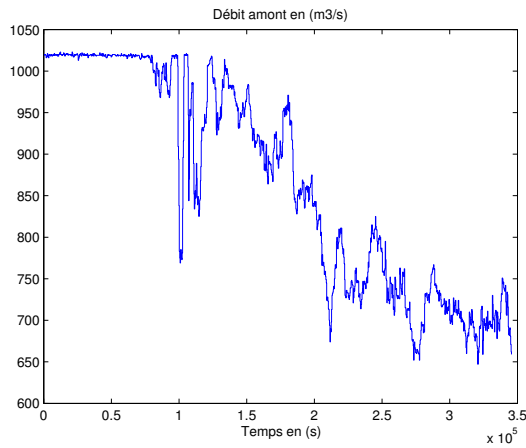
Ce travail en cours, fait l'objet d'un contrat industriel avec la DIRIF (Direction Interdépartementale des Routes d'Ile de France). Un brevet a été déposé fin février 2011 (FR11/51604). C'est d'ailleurs ce brevet qui justifie la non publication de ces travaux jusqu'à aujourd'hui. Ce contrat est articulé en plusieurs phases durant deux années. Aujourd'hui seule la première phase, concernant la preuve de concept, est validée. J'expose donc cette dernière.

Je tiens à remercier chaleureusement, Hassane Abouaissa (Université d'Artois), spécialiste de la commande et modélisation du trafic routier pour son aide précieuse lors du développement de la CSM dans ce domaine.

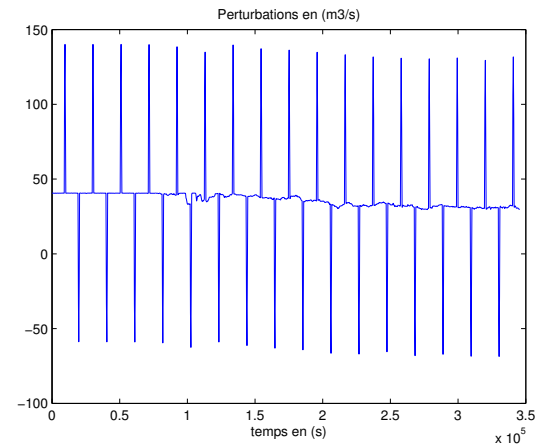
3.3.3.1 Problématique

Indépendamment de la stratégie utilisée, la régulation d'accès consiste à agir sur le débit de la rampe (via les feux de signalisation) afin de maintenir la densité ρ_s sur la section aval de cette rampe (appelée aussi, convergent) à un seuil proche de sa capacité maximale (figure 3.19). La valeur du seuil choisie est sensiblement inférieure à la densité critique ρ_{cr} . En se basant sur le diagramme fondamental (figure 3.20), cette valeur correspond au débit maximal q_{max} . Il en découle une utilisation optimale de la capacité offerte par la section autoroutière étudiée.

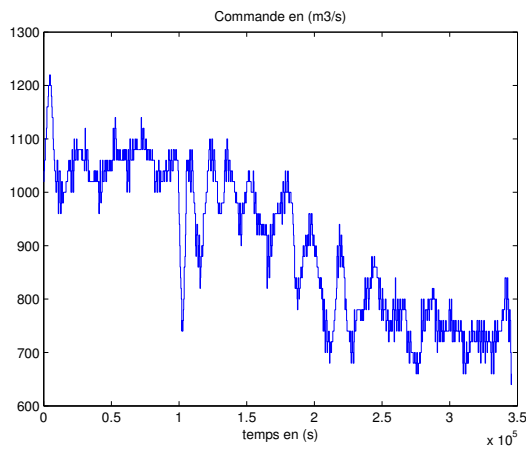
L'objet principal de cette première phase est de comparer les aptitudes de la CSM à contrôler



(a) Débit amont



(b) Perturbations : biais et sassesés



(c) Commande

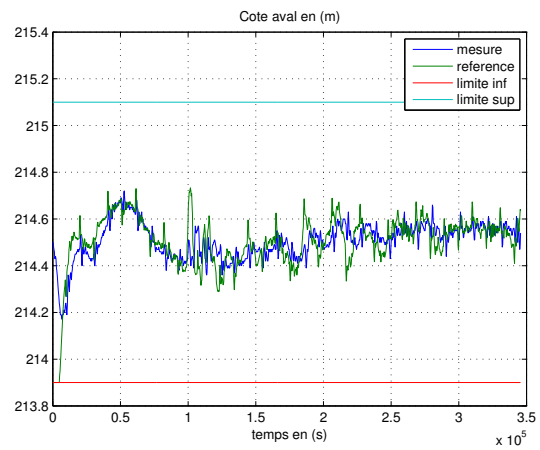
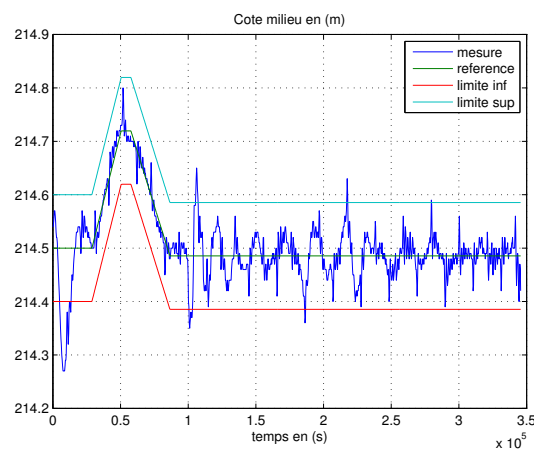
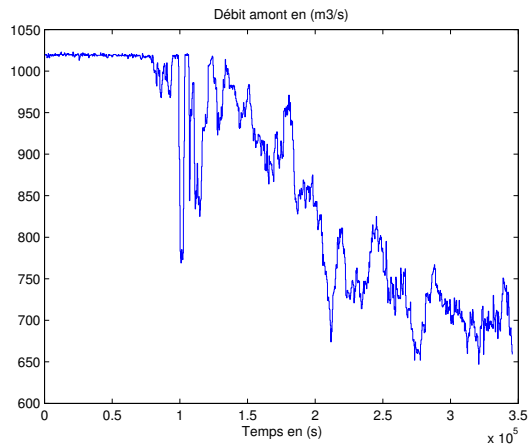
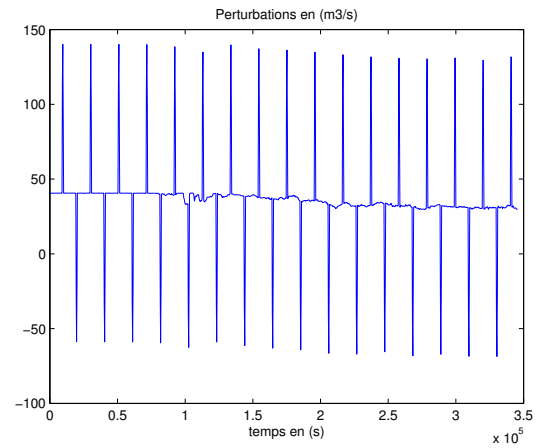
(d) Poursuite de z (e) Poursuite de z_r

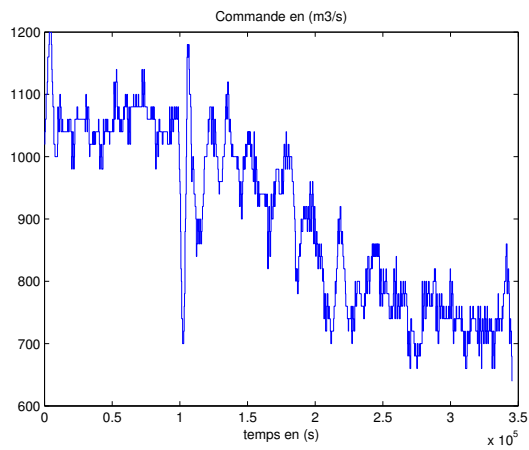
FIGURE 3.16: Commande en débit.- période de 5min



(a) Débit amont



(b) Perturbations : biais et saccées



(c) Commande

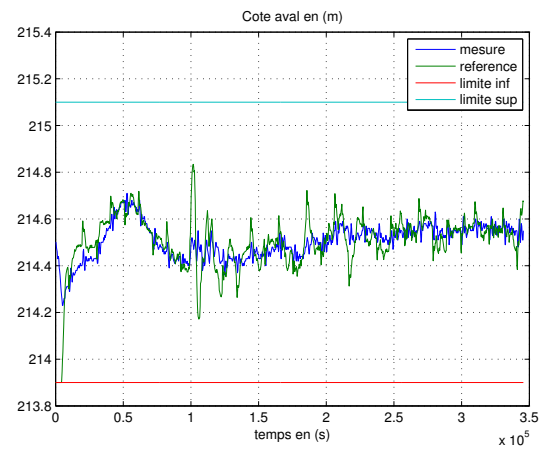
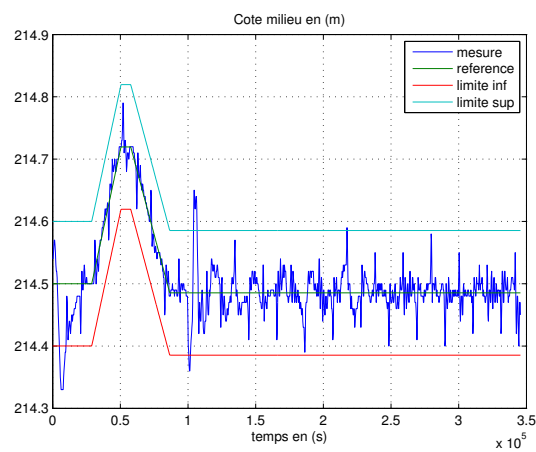
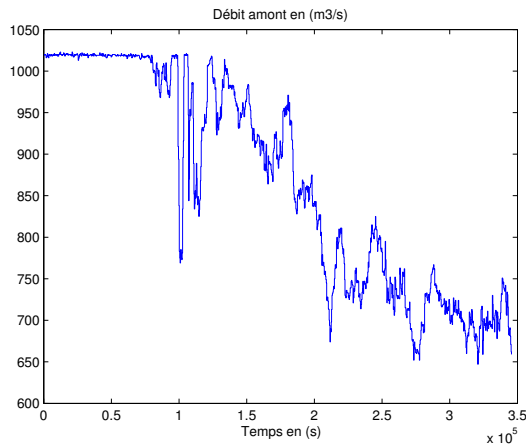
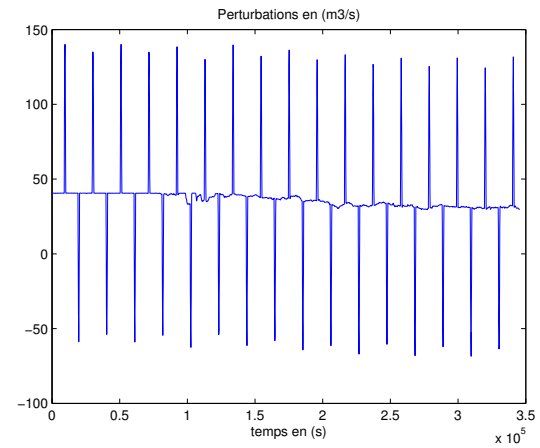
(d) Poursuite de z (e) Poursuite de z_r

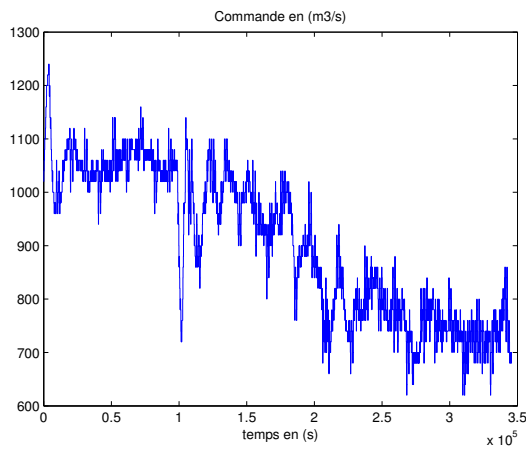
FIGURE 3.17: Commande en puissance.- période de 5min



(a) Débit amont



(b) Perturbations : biais et sasses



(c) Commande

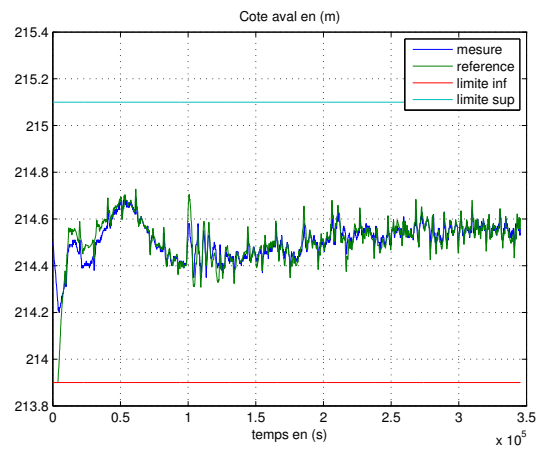
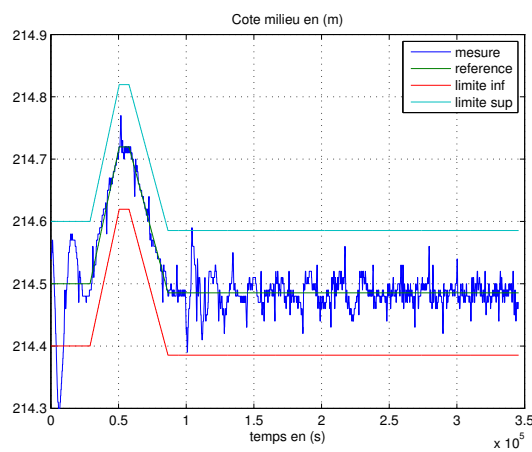
(d) Poursuite de z (e) Poursuite de z_r

FIGURE 3.18: Commande en débit.- période de 2min

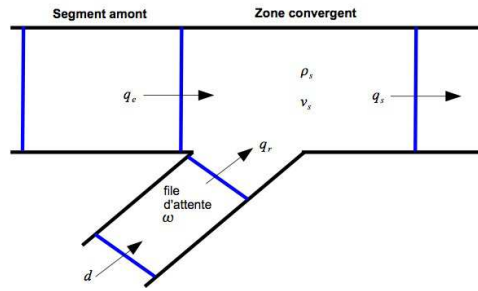


FIGURE 3.19: Représentation schématique d'une section autoroutière

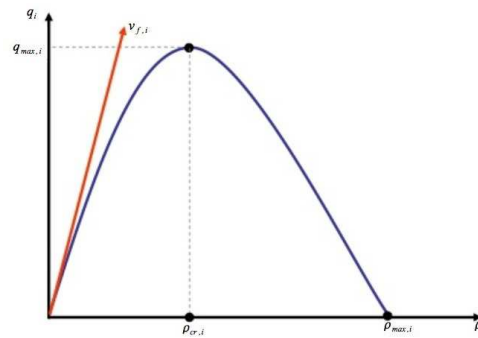


FIGURE 3.20: Diagramme fondamental

les accès d'une autoroute à celle d'ALINEA (Asservissement Linéaire des Entrées Autoroutières). ALINEA [122]⁶ est une stratégie de contrôle d'accès local ou isolé. Cette technique, basée sur la théorie des asservissements linéaires, utilise un modèle d'écoulement du trafic qui est linéaire et un régulateur intégral. Le débit de la rampe est considéré comme variable de commande alors que le taux d'occupation (la densité) de la section en aval de la rampe, représente la variable d'entrée.

3.3.3.2 Critères d'évaluation

Les critères d'évaluation sont utilisés et imposés par les exploitants :

- Distance parcourue DP
- Temps total passé TTS
- Vitesse moyemme V_{moy}
- Temps de parcours TP
- Cartographie des congestions
- Consommation d'énergie (de carburants)
- Émission de polluants : Monoxyde de carbone (CO) et Hydrocarbure (HC)

3.3.3.3 Évaluation en simulation

L'étude porte sur l'évaluation de la CSM appliquée aux 4 accès de l'autoroute A4. La figure 3.21 montre le type d'accès contrôlé. Pour une comparaison réaliste avec ALINEA, nous reprenons les mêmes hypothèses de travail ainsi que les mêmes conditions de simulation.

6. Le lecteur pourra se référer à l'article détaillant cet algorithme.



FIGURE 3.21: Exemple d'accès

Critères	Sans CA	ALINEA	CSM	Gain
DP <i>veh km</i>	146250	144860	146250	0%
TTS <i>veh h</i>	3443	2108	1801	14.6%
V_{moy} <i>km/h</i>	43	69	81	17%
CO <i>kg</i>	1404	987	895	9.3%
HC <i>kg</i>	382	329	284	13.7%
Consom <i>veh l</i>	20387	16377	15770	3.7%

TABLE 3.3: Axe de référence A4 – W/07 + 0500

Notons que les données utilisées ont été fournies par la DIRIF. Ces données, mesurées toutes les 20 secondes, portent sur les cinq jours du 14 juin 2010 au 18 juin 2010. Les simulations ont été réalisées entre 5h et 22h afin de couvrir toutes les congestions. Une courbe comparative pour l'un des accès est présentée figure 3.22. Elle compare, les résultats d'occupation sans contrôle d'accès, avec le contrôle ALINEA et avec la CSM. Cette dernière améliore nettement les résultats. C'est d'ailleurs aussi important table 3.3.

3.4 Conclusion

En résumé, la CSM possède de nombreux avantages et c'est sans doute ce qui explique le succès industriel qu'elle connaît aujourd'hui :

- 1) Elle est simple à mettre en oeuvre, quelques lignes suffisent à en exposer les principes.
- 2) Le nombre de paramètres de synthèse est très réduit.
- 3) De par ses propriétés intrinsèques, elle permet de découpler la dynamique de poursuite (imposée par la trajectoire de référence) de la dynamique de régulation (imposée par le correcteur).
- 4) Quel que soit le système considéré (linéaire ou non), la CSM se ramène à la commande d'un intégrateur pur dont les propriétés sympathiques sont bien connues en commande.
- 5) Dans le terme estimé en ligne se trouve rassemblé l'ensemble des erreurs de modèles, les perturbations, les défauts, ... et tous sont rejetés «en bloc». Nous ne cherchons pas à distinguer leurs effets grâce à différents modèles.

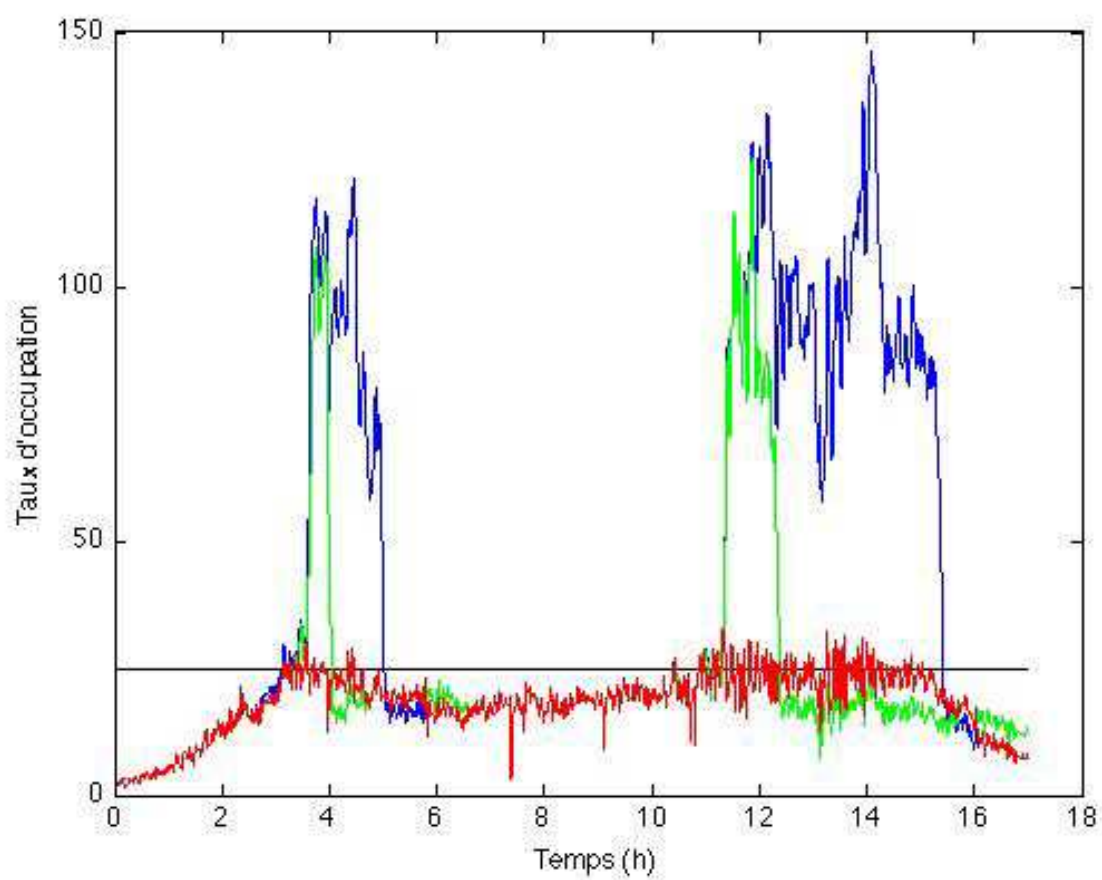


FIGURE 3.22: Evolution du taux d'occupation : Sans CA (bleu), ALINEA (vert) et CSM (rouge)

C'est devant la diversité des applications et l'engouement industriel que Michel Fliess et moi-même avons décidé de réfléchir à la création d'une entreprise. Cette réflexion est d'ailleurs accompagnée par l'incubateur lorrain.

Pour conclure ce chapitre,

Rien de plus pratique qu'une bonne théorie : la commande sans modèle,

c'est le titre de l'article [70] paru lors des dernières JD/JN du GdR MACS.

Chapitre 4

Projet de recherche et perspectives

4.1 Ouverture : Vers une approche algébrique de la finance

Les problématiques scientifiques de haut niveau inhérentes aux mathématiques financières rendent ce domaine de recherche très attractif.

Ce chapitre d'ouverture expose les pistes d'application envisagées avec mes outils et pose ainsi les fondements de travaux futurs à court terme.

En tant qu'automaticien, tous les concepts¹ propres au domaine de la finance sont à apprendre. Je tiens d'ailleurs à remercier très chaleureusement Frédéric Hatt et Fabrice Rey de Lucid Capital Management. Tous deux professionnels de la finance, ils m'ont aidé à comprendre les problèmes pratiques auxquels sont confrontés tous les jours les traders. Loin d'être aujourd'hui spécialiste, j'ai pour perspective de continuer d'une part mon apprentissage dans ce domaine très vaste et varié et d'autre part le développement d'outils algébriques pour la finance.

4.1.1 Introduction aux problématiques financières

Le problème qui m'intéresse ici est le développement d'outils d'aide à la décision systématiques visant la gestion de fonds.

Il s'agit d'un problème incontournable en finance, on peut citer la théorie bien connue de Markowitz² [143, 144] et le passage à la gestion dynamique promue par des célébrités de la finance mathématique, telles Samuelson³ [168] et Merton⁴ [147].

Rappelons que, dans ce contexte, les équations différentielles stochastiques sont un pilier de la mathématique financière depuis quarante ans (voir, par exemple, [97, 129, 147, 158, 186])⁵.

D'une manière générale, la gestion de portefeuille consiste à gérer plusieurs actifs de manière à maximiser le rendement (ou plutôt les gains) tout en minimisant les risques. Ainsi le gestionnaire répartit son argent en engageant une somme, qui varie dans le temps, sur chaque actif. Naturellement, se pose la question de la manière avec laquelle évaluer la performance d'un portefeuille, la plus populaire étant le ratio de Sharpe⁶ [169, 170] défini par

$$r = \frac{\text{Rendement}}{\text{Volatilité}}$$

La volatilité est vue comme une mesure du risque car plus la chronique présente de fluctuations, plus la volatilité est importante et plus le risque l'est aussi ; quant au rendement, il s'agit du gain engendré par unité de temps.

Il existe un grand nombre de méthodes permettant d'évaluer chacune de ces grandeurs. Ce qui rend la pratique de ce critère particulièrement difficile.

1. Et je ne considère pas ici le « jargon » propre aux professionnels.

2. Prix Nobel d'économie, 1990.

3. Prix Nobel d'économie, 1970.

4. Prix Nobel d'économie, 1997.

5. Signalons d'autres tentatives, « moins théoriques », comme, par exemple, les réseaux de neurones [140].

6. Prix Nobel d'économie, 1990.

Sur la base de nos avancées théoriques en estimation, Michel Fliess et moi-même définissons une nouvelle vision déterministe de la finance [28, 29, 31, 32, 33, 69].

4.1.2 Principales pistes

Commentons la figure 4.1 qui donne une vision globale des éléments menant à la gestion dynamique d'un portefeuille. A cette fin, nous disposons de la chronique des prix de n actifs.

Dans le cadre d'une stratégie systématique, le gérant du portefeuille doit prendre un certain nombre de décisions sur la base d'indicateurs (calcul de tendance, dérivée, volatilité, ...). Ces indicateurs sont donc interprétés comme des signaux d'achat et/ou de vente des actifs, i.e. on prend ou on arrête une position.

Ces indicateurs peuvent aussi aider au choix du type de position, i.e. on parie sur la hausse ou la baisse du prix de l'actif.

Cet ensemble de choix définit une stratégie minimaliste sur un actif.

Le gérant doit encore choisir la manière avec laquelle il répartit la somme dont il dispose sur les divers actifs et/ou stratégies composant son portefeuille. Puisque cette somme est susceptible d'évoluer au cours du temps, on parle alors de gestion dynamique. Ainsi, toujours sur la base d'indicateurs (le ratio de Sharpe en étant un), l'ensemble des poids $W_1, \dots, W_p$ est déterminé avec pour objectif principal : le plus grand gain possible avec le moins de risque possible. Evidemment, il s'agit en réalité d'un compromis.

On comprend aisément, d'après les explications qui précèdent, que mes travaux de recherche pourraient intervenir au niveau d'une part de la synthèse des indicateurs associés à des stratégies et d'autre part la gestion même du portefeuille.

4.1.3 De nouveaux indicateurs

Avec l'analyse non-standard [166] (ou de manière « plus digeste » [101, 102, 165]) et le théorème de Cartier-Perrin [89] (voir aussi [141]), un cadre mathématique extrêmement précis est donné à la décomposition

$$X(t) = E(X)(t) + X_{\text{fluctuation}}(t) \quad (4.1)$$

où

- $E(X)(t)$, qui est Lebesgue-intégrable, est l'*espérance*, aussi appelée *tendance*, ou encore, en suivant la terminologie américaine, *trend* ;
- $X_{\text{fluctuation}}(t)$ est à fluctuations rapides.

La décomposition (4.1) est unique à un infiniment petit additif près.

L'association de ce théorème aux méthodes nouvelles d'estimation a déjà permis le développement de nouveaux indicateurs dont les performances pourraient encore être accrues. Mais à la lumière de ces résultats très partiels, la réduction des retards d'estimation, comme expliqué dans le chapitre 1, semble être d'une importance capitale lors de la synthèse de tels indicateurs.

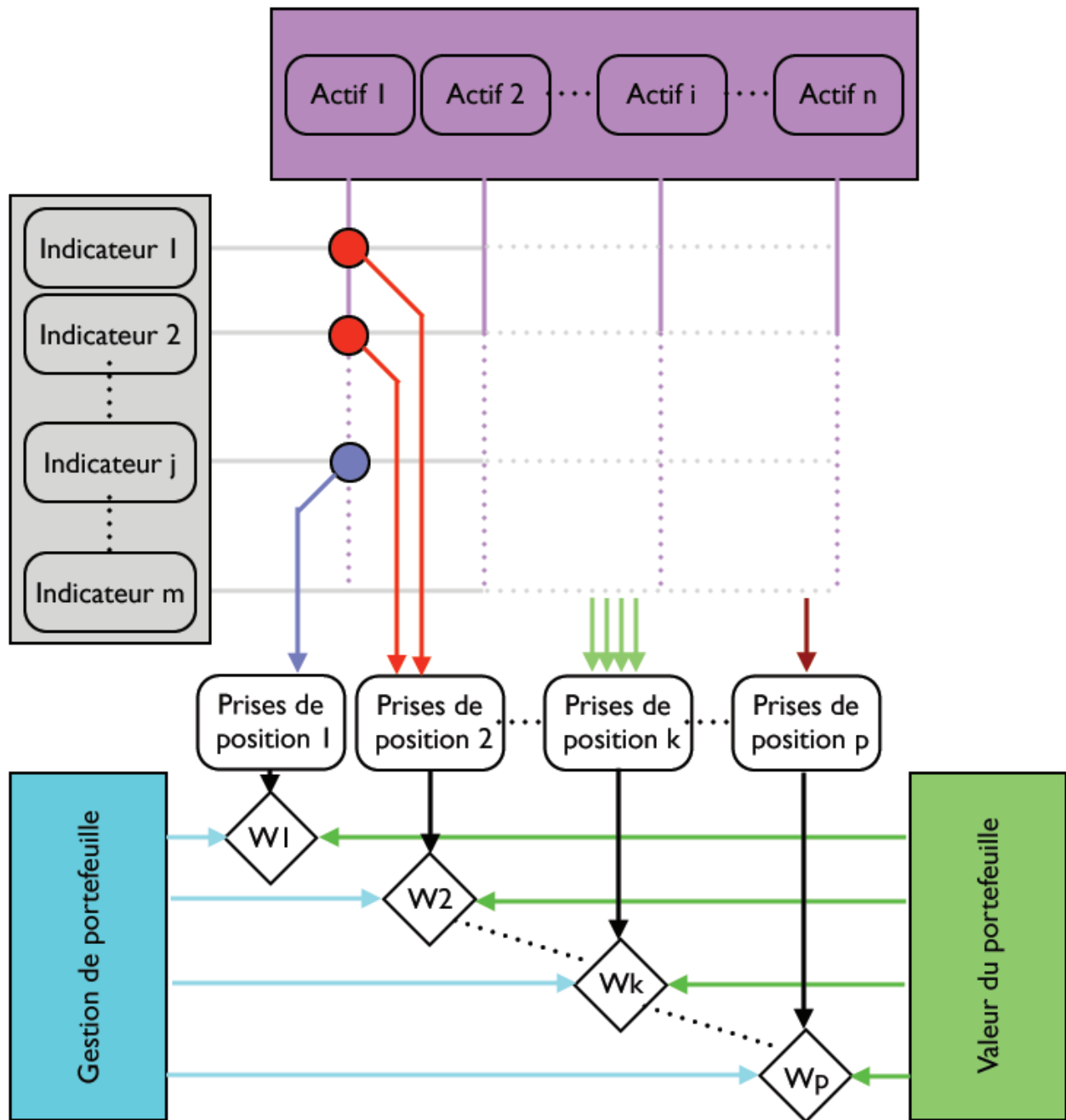


FIGURE 4.1: Schéma de gestion d'un portefeuille

4.1.4 Réduction des risques et gestion d'un portefeuille

Dans ce qui suit, nous ne considérons pas l'effet de levier qui fait appel à des capitaux de la part de tiers et que l'on distingue des capitaux propres.

Là encore, l'idée est de développer une approche locale déterministe et non asymptotique visant la réduction du ratio de Sharpe. Cette approche continue ne serait pas le fruit d'une recherche d'optimum global rapidement complexe avec les espaces de grande dimension mis en jeux.

Afin d'étayer cette piste, et à titre d'exemple, considérons, du 28 janvier 1997 au 7 décembre 2010, un portefeuille composé de 38 futurs, SPX, Dax, Hsi, Nky, Ndx, Kospi, EUR, GBP, AUD, NZD, CHF, Cl1, NG1, HO1, Golds, Silver, LMCADS03, C1, W1, S1, RR1, TY1, RX1, OE1, DU1, JPY, US1, FV1, TU1, LC1, SMI, UKX, G1, SPTSX, Pall, CC1, CT1, SB1.

Ici, $n = 38$, $m = 4$ et l'espace de configuration est de dimension 152. Les graphiques 4.2-(a) et 4.2-(b) indiquent, respectivement, l'évolution de ces nouveaux poids et l'évolution des gains, qui sont de 15% par an en moyenne, avec un ratio de Sharpe de 1.5 par an en moyenne. Les baisses⁷ n'excèdent pas 10%.

Ces résultats sont déjà compétitifs. Qu'en serait il alors d'un travail équivalent à plus haute fréquence ? Travail envisageable avec mes outils.

4.1.5 Conclusion

Dans l'ensemble de ce manuscrit, je montre qu'il est possible d'estimer, de diagnostiquer et de commander sans modèle ou presque. Or quoi de plus difficile que de modéliser le comportement humain, si important en finance ?

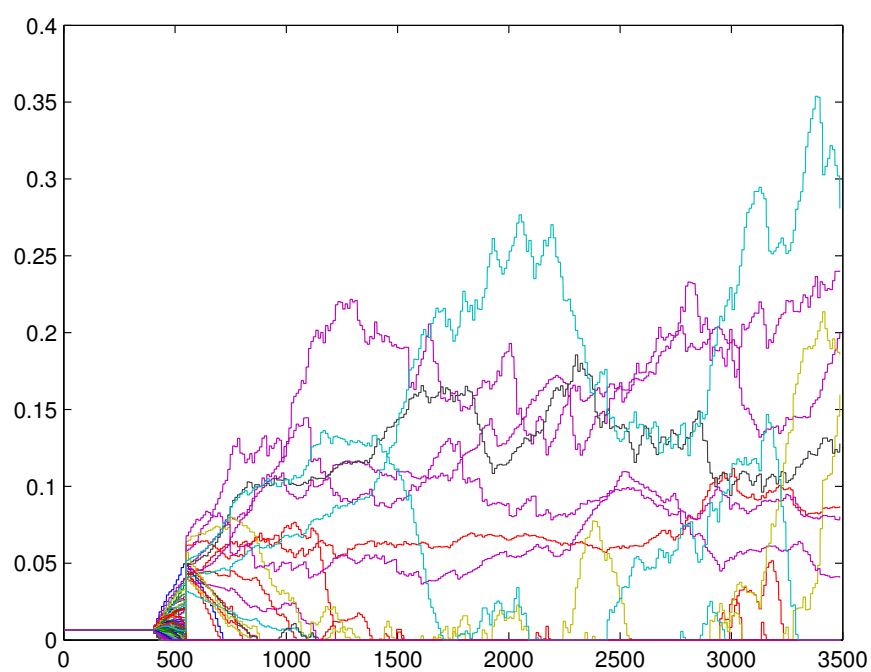
En ce qui concerne les mathématiques financières, l'avenir nous dira si cette vision sans modèle, ou en tous cas sans modèle probabiliste complexe, est raisonnable.

4.2 Perspectives à plus long terme

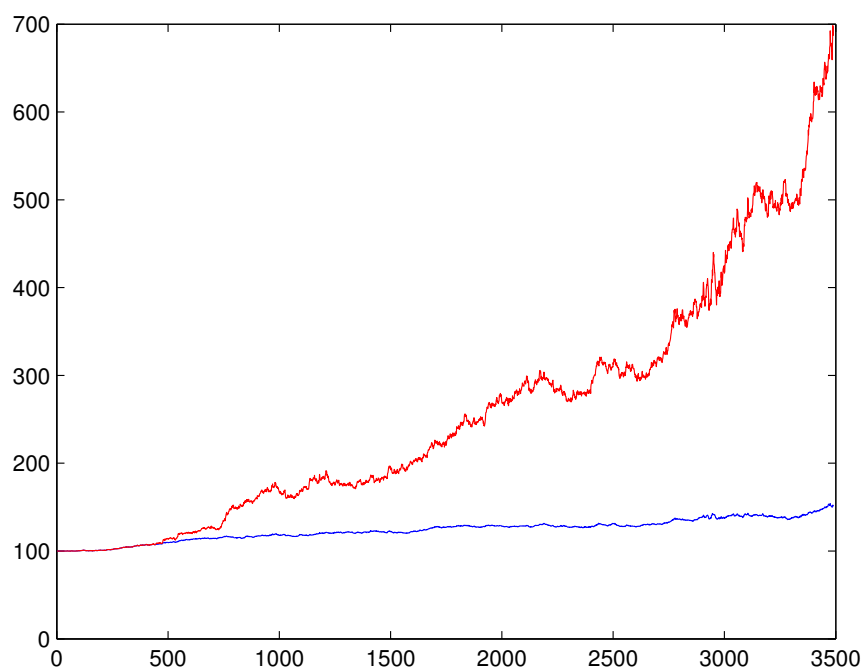
J'ai choisi, dans un premier temps, d'expliquer précisément mes travaux actuels et mes premiers résultats en mathématiques financières. Comme je le précise, il subsiste un travail important à réaliser et ceci constitue donc ma perspective principale à court terme.

D'un point de vue théorique, et plus précisément en ce qui concerne les approches algébriques développées, certains points nécessitent d'être approfondis. Je pense en particulier au choix d'estimateurs pour un problème donné parmi une classe d'estimateurs. Aujourd'hui, nous choisissons d'employer les estimateurs les plus simples (estimateurs minimaux) mais il est clair que cela mériterait de véritables justifications. L'une de mes perspectives est donc d'étudier ces

7. *Drawdowns*, en anglais.



(a) Evolution des poids



(b) Valeur du portefeuille avec et sans gestion dynamique

FIGURE 4.2: Gestion d'un portefeuille de 38 futurs

classes d'estimateurs et d'y intégrer des critères de choix. Ils pourraient, par exemple, intégrer des connaissances *a priori* sur les dynamiques des signaux. Parmi ces connaissances, je pense naturellement aux caractéristiques du bruit entachant d'erreurs les signaux.

Par manque de temps et malgré de premiers résultats prometteurs, j'ai mis entre parenthèses l'application de ces méthodes au traitement de l'image. Une collaboration avec Antoine Tabbone (responsable scientifique du projet QGAR-INRIA) est établie et m'a déjà permis le développement d'un nouvel estimateur de courbure réalisé sur la base des dérivées algébriques. Lors de présentations en conférences dédiées à l'image, ces outils nouveaux avaient beaucoup intéressé l'auditoire. Ces estimations peuvent être utilisées dans un cadre multi-dimensionnel et de premiers travaux au sein du groupe NON-A de l'INRIA viennent d'être publiés. J'ai donc initié ces travaux en image dans ce groupe INRIA et pouvoir m'y investir à nouveau est une autre de mes perspectives.

Je suis toujours intéressé par la découverte de problèmes particuliers en commande, estimation et signal et je souhaite poursuivre avec cette ouverture. Je pense par exemple au traitement des signaux géophysiques (magnétiques et diagraphiques). J'ai déjà rencontré une spécialiste du domaine, Dr Zahia Benaïssa Hameg, Directrice de recherche, Faculté des Sciences de la Terre, Dpt de Géophysique, El Allia, Bab-Ezzouar, Alger, Algérie. Le débruitage, la dérivation, la détection de ruptures sont des problèmes intéressants et ouverts dans ce domaine.

Pour conclure, une part non négligeable de mon temps est dédiée à la réalisation de contrats industriels et je souhaite poursuivre ces transferts technologiques qui représentent pour moi les seules preuves irréfutables de concepts. Pour une science appliquée telle que l'automatique, l'interaction avec les industriels est sans doute le meilleur moyen de découvrir des problèmes intellectuellement intéressants avec un réel sens pratique. Pour moi, la résolution de ces problèmes a toujours rimé avec développements théoriques nouveaux et pointus.

Aujourd'hui, un contrat industriel avec la Direction Interdépartementale des Routes d'Ile de France est en cours. Il devrait durer encore une année. D'autres industriels sont intéressés par ma manière d'approcher les problèmes et j'espère que cela se soldera par d'autres contrats. J'inclus donc ces aspects en perspectives.

Depuis la soutenance de ma thèse, mon activité de recherche s'est largement diversifiée avec non seulement la poursuite de mes recherches en diagnostic mais aussi le développement de nouvelles techniques en commande et en estimation. C'est pourquoi, il s'avère particulièrement difficile de projeter précisément à moyen et/ou long terme mon activité de recherche. Les perspectives précédemment élaborées seront donc, peut être, obsolètes dans quelques mois.

Références bibliographiques

Rappel des références dont je suis
co-auteur

- [1] Michel Fliess , Cédric Join. Commande sans modèle et commande à modèle restreint. *e-STA*, 5 :1–23, 2008.
- [2] Michel Fliess, Cédric Join, Mamadou Mboup. Algebraic change-point detection. *Applicable Algebra in Engineering, Communication and Computing*, 21 :131–143, 2010.
- [3] Michel Fliess, Cédric Join, Mamadou Mboup, Hebertt Sira Ramirez. Compression différentielle de transitoires bruités. *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, 339 :821–826, 2004.
- [4] Michel Fliess, Cédric Join, Hebertt Sira Ramirez. Robust residual generation for linear fault diagnosis : an algebraic setting with examples. *International Journal of Control*, 77 :1223–1242, 2004.
- [5] Michel Fliess, Cédric Join, Hebertt Sira Ramirez. Non-linear estimation is easy. *Int. J. Modelling Identification and Control*, 4 :12–27, 2008.
- [6] Pierre-Antoine Gédouin, Emmanuel Delaleau, Jean-Matthieu Bourgeot, Cédric Join, Shabnam Arab-Chirani, Sylvain Calloch. Experimental comparison of classical pid and model-free control: position control of a shape memory alloy active spring. *Control Eng. Practice*, t. 19, 2011.
- [7] Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter. Diagnostic des systèmes non linéaires. Contribution aux méthodes de découplage. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, 37 :1323–1327, 2003.
- [8] Cédric Join, John Masse, Michel Fliess. Etude préliminaire d'une commande sans modèle pour papillon de moteur. A model-free control for an engine throttle : a preliminary study. *Journal européen des systèmes automatisés (JESA)*, 42 :337–354, 2008.
- [9] Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter, Didier Theilliol. Nonlinear filter design for fault diagnosis. application to the three-tank system. *IEE Control Theory and Applications*, 152 :55–64, 2005.
- [10] Mamadou Mboup, Cédric Join, Michel Fliess. Numerical differentiation with annihilators in noisy environment. *Numerical Algorithms*, 50 :439–467, 2009.
- [11] Abdouramane Moussa Ali, Cédric Join, Frédéric Hamelin. Diagnostic des systèmes dynamiques linéaires sans modèle explicite. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, 45 :339–362, 2011.
- [12] Abdouramane Moussa Ali, Cédric Join, Frédéric Hamelin. Fault diagnosis without a priori model. *Systems and Control Letters*, 61 :316–321, 2012.
- [13] Sonia Rezk, Cédric Join, Sadok El Asmi, Mohamed Dogui, Mohamed Hédi Bedoui. Frequency Change-Point Detection in physiological Signals : an Algebraic Approach. *International Journal on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering*, 2 :456–468, 2008.
- [14] Didier Theilliol, Jean-Christophe Ponsart, Jérôme Harmand, Cédric Join, Pascal. Gras. On-line estimation of unmeasured inputs for anaerobic wastewater treatment processes. *Control Engineering Practice*, 11 :1007–1019, 2003.
- [15] Didier Theilliol, Cédric Join, Youmin Zhang. Actuator fault-tolerant control design ba-

- sed on reconfigurable reference input. *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, 18(4) :553–560, 2008.
- [16] Michel Fliess, Cédric Join, Hugues Mounier. An introduction to nonlinear fault diagnosis with an application to a congested internet router. In J. Chiasson C.T. Abdallah S. Tarbouriech, editors, *in the series Lecture Notes in Control and Inform. Sci.*, volume 322 of *Lecture Notes in Control and Inform. Sci.*, Stuttgart Allemagne, Springer, 2004.
 - [17] Michel Fliess, Cédric Join, Hebertt Sira Ramirez. Closed-loop fault-tolerant control for uncertain nonlinear systems. In E.D. Gilles T. Meurer, K. Graichen, editor, *in the series Lecture Notes in Control and Inform. Sci.*, volume 322 of *Lecture Notes in Control and Inform. Sci.*, pages 217–233, Stuttgart Allemagne, Springer, 2005.
 - [18] Hassane Abouaïssa, Michel Fliess, Violina Iordanova, Cédric Join. Prolégomènes à une régulation sans modèle du trafic autoroutier, *Conf. médit. ingénierie sûre systèmes complexes*. Agadir Maroc, 2011.
 - [19] Hassane Abouaïssa, Michel Fliess, Cédric Join. Fast parametric estimation for macroscopic traffic flow model. *17th IFAC World Congress*, Seoul République de Corée, 2008.
 - [20] Hassane Abouaïssa, Cédric Join. Modélisation macroscopique du flux de trafic basé sur l'estimation paramétrique des modèles bond graphs. *7ème Conférence Internationale de Modélisation, Optimisation et Simulation des Systèmes, MOSIM 08*, Paris France, 2008.
 - [21] Christophe Aubrun, Cédric Join, Kamel Menighed. Multi-red controller for router fault accommodation. *6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, Safeprocess 2006*, Beijing Chine, 2006.
 - [22] Taha Boukhobza, Frédéric Hamelin, Cédric Join, Dominique Sauter. Input and state functional observability for descriptor systems. *17th IFAC World Congress*, Prague République Tchèque, 2005.
 - [23] Romain Bourdais, Michel Fliess, Cédric Join, Wilfrid Perruquetti. Towards a model-free output tracking of switched nonlinear systems. *NOLCOS 2007 - 7th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems*, Pretoria Afrique du sud, 2007.
 - [24] Abbas Chamsedine, Cédric Join, Didier Theilliol. Actuator fault-tolerant control for satellites in rendez-vous mission. *9th Diagnosis of Processes and Systems*, Gdańsk Pologne, 2009.
 - [25] Brigitte D'Andrea Novel, Michel Fliess, Cédric Join, Hugues Mounier, Bruno Steux. A mathematical explanation via "intelligent" PID controllers of the strange ubiquity of PIDs. *18th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED'10*, Marrakech Maroc, 2010.
 - [26] Giuseppe Fedele, Francesco Chiaravalloti, Cédric Join. An algebraic derivative-based approach for the zero-crossings estimation. *17th European Signal Processing Conference, EUSIPCO 2009*, Glasgow Royaume-Uni, 2009.
 - [27] Michel Fliess, Cédric Join. Intelligent PID controllers. *16th Mediterrean Conference on Control and Automation*, Ajaccio France, 2008.
 - [28] Michel Fliess, Cédric Join. Time Series Technical Analysis via New Fast Estimation Methods : A Preliminary Study in Mathematical Finance. *IAR-ACD08 (23rd IAR Workshop on Advanced Control and Diagnosis)*, Coventry Royaume-Uni, 2008.

- [29] Michel Fliess, Cédric Join. A mathematical proof of the existence of trends in financial time series. *Systems Theory : Modelling, Analysis and Control*, Fes Maroc, 2009.
- [30] Michel Fliess, Cédric Join. Model-free control and intelligent PID controllers : towards a possible trivialization of nonlinear control ? *15th IFAC Symposium on System Identification (SYSID 2009)*, Saint-Malo France, 2009.
- [31] Michel Fliess, Cédric Join. Systematic risk analysis : first steps towards a new definition of beta. *Cognitive Systems with Interactive Sensors (COGIS'09)*, Paris France, 2009.
- [32] Michel Fliess, Cédric Join. Towards New Technical Indicators for Trading Systems and Risk Management. *15th IFAC Symposium on System Identification (SYSID 2009)*, Saint-Malo France, 2009.
- [33] Michel Fliess, Cédric Join. Delta Hedging in Financial Engineering : Towards a Model-Free Approach. *18th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED'10*, Marrakech Maroc, 2010.
- [34] Michel Fliess, Cédric Join, Mamadou Mboup, Alexandre Sedoglavic. Estimation des dérivées d'un signal multidimensionnel avec applications aux images et aux vidéos. *GRETSI*, Louvain-la-Neuve Belgique, 2005.
- [35] Michel Fliess, Cédric Join, Mamadou Mboup, Hebertt Sira Ramirez. Analyse et représentation de signaux transitoires : application à la compression, au débruitage et à la détection de ruptures. *GRETSI*, Louvain-la-Neuve Belgique, 2005.
- [36] Michel Fliess, Cédric Join, Mamadou Mboup, Hebertt Sira Ramirez. Vers une commande multivariable sans modèle. *Conférence internationale francophone d'automatique (CIFA 2006)*, Bordeaux France, 2006.
- [37] Michel Fliess, Cédric Join, Wilfrid Perruquetti. Real-time estimation for switched linear systems. *47th IEEE Conference on Decision and Control*, Cancun Mexique, 2008.
- [38] Michel Fliess, Cédric Join, Wilfrid Perruquetti. Real-time estimation of the switching signal for perturbed switched linear systems. *3rd IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems, ADHS'09 3rd IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems, ADHS'09*, Zaragoza Espagne, 2009.
- [39] Michel Fliess, Cédric Join, Hebertt Sira Ramirez. Fault diagnosis of closed loop linear systems with parametric uncertainties. *15th International Workshop on Principles of Diagnosis*, Carcassonne France, 2004.
- [40] Michel Fliess, Cédric Join, Hebertt Sira Ramirez. Complex Continuous Nonlinear Systems : Their Black Box Identification And Their Control. *Proc. 14th IFAC Symposium on System Identification (SYSID 2006)*, Newcastle Australia, 2006.
- [41] Michel Fliess, Cédric Join, Samer Riachy. Revisiting some practical issues in the implementation of model-free control. *18th IFAC World Congress*, Milan Italie, 2011.
- [42] Pierre-Antoine Gédouin, Cédric Join, Emmanuel Delaleau, Jean-Matthieu Bourgeot, Shabnam Arbab Chirani, Sylvain Calloch. Model-Free Control of Shape Memory Alloys Antagonistic Actuators. *17th IFAC World Congress*, Seoul République de Corée, 2008.
- [43] Pierre-Antoine Gédouin, Cédric Join, Emmanuel Delaleau, Jean-Matthieu Bourgeot, Shabnam Arbab Chirani, Sylvain Calloch. A new control strategy for shape memory alloys

- actuators. *8th European Symposium on Martensitic Transformations 8th European Symposium on Martensitic Transformations*, Prague République Tchèque, 2009.
- [44] Fateh Guenab, Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter, Didier Theilliol, and Philippe Weber. A reliability approach to reconfiguration strategy : application to the ifatis benchmark problem. *2nd IFAC Symposium on System, Structure and Control*, Oaxaca Mexico, 2004.
 - [45] Frédéric Hamelin, Taha Boukhobza, Hicham Jamouli, Cédric Join. An integrated way to design FD/FTC modules via parity space and model following. *6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, Safeprocess 2006*, Beijing Chine, 2006.
 - [46] Frédéric Hamelin, Cédric Join, Dominique Sauter. Faul diagnosis and fault accommodation using redundancy relations. *18th Workshop de l'institut franco-allemand pour les applications de la recherche IAR*, Duisburg Allemagne, 2003.
 - [47] Cédric Join, Michel Fliess. An algebraic approach to fault diagnosis for linear systems. *Computational Engineering in Systems Applications*, Lille France, 2003.
 - [48] Cédric Join, Jérôme Jouffroy, Jean-Christophe Ponsart, Jacques Lottin. Synthèse d'un filtre isolateur de défauts à l'aide de la théorie de la contraction. *Conférence internationale francophone d'automatique (CIFA 2002)*, Nantes France, 2002.
 - [49] Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter. Fault detection and isolation via nonlinear filters. *15th IFAC World Congress on Automatic Control*, Barcelona Espagne, 2002.
 - [50] Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter. Sufficient conditions to fault isolation in nonlinear systems : a geometric approach. *15th IFAC World Congress on Automatic Control*, Barcelona Espagne, 2002.
 - [51] Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter. Nonlinear filters bank for f.d.i : an alternative to the fundamental problem of residual generation. *5th IFAC Symposium on Fault Detection Supervision and Safety for Technical Processes SAFEPROCESS*, Washington États-Unis, 2003.
 - [52] Cédric Join, Jean-Christophe Ponsart, Dominique Sauter, Hicham Jamouli. Fault decoupling via generalized output injection. *7th European Control Conference*, Cambridge Angleterre, 2003.
 - [53] Cédric Join, Gérard Robert, Michel Fliess. Model-free based water level control for hydroelectric power plants. *IFAC Conference on Control Methodologies and Tecnologies for Energy Efficiency, CMTEE*, Vilamoura Portugal, 2010.
 - [54] Cédric Join, Gérard Robert, Michel Fliess. Vers une commande sans modèle pour aménagements hydroélectriques en cascade. *Sixième Conférence Internationale Francophone d'Automatique, CIFA 2010*, Nancy France, 2010.
 - [55] Cédric Join, Hebertt Sira Ramirez, Michel Fliess. Control of an uncertain three-tank-system via on-line parameter identification and fault detection. *17th IFAC World Congress*, Prague République Tchèque, 2005.

- [56] Cédric Join, Salvatore Tabbone. Robust curvature extrema detection based on new numerical derivation. *Advanced Concepts for Intelligent Vision Systems, ACIVS 2008*, Juan-les-Pins France, 2008.
- [57] Philipp Mai, Cédric Join, Johan Reger. An exemple of flatness based fault tolerant control using algebraic derivative estimation. *IAR-ACD06 (22rd IAR Workshop on Advanced Control and Diagnosis)*, Nancy France, 2006.
- [58] Philipp Mai, Cédric Join, Johan Reger. Flatness-based fault tolerant control of a nonlinear MIMO system using algebraic derivative estimation. In *3rd IFAC Symposium on System, Structure and Control, SSC'07*, Foz do Iguaçu Brésil, 2007.
- [59] Mamadou Mboup, Cédric Join, Michel Fliess. A revised look at numerical differentiation with an application to nonlinear feedback control. *The 15th Mediterrean Conference on Control and Automation - MED'2007*, Athènes Grèce, 2007.
- [60] Mamadou Mboup, Cedric Join, Michel Fliess. A delay estimation approach to change-point detection. *16th Mediterrean Conference on Control and Automation*, Ajaccio France, 2008.
- [61] Loïc Michel, Cédric Join, Michel Fliess, Pierre Sicard, Ahmed Chériti. Model-free control of dc/dc converters. *12th IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Boulder, Colorado États-Unis, 2010.
- [62] Abdouramane Moussa Ali, Cédric Join, Frédéric Hamelin. Fault diagnosis of uncertain linear system using structural knowledge. *7th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, Safeprocess 2009*, Barcelone Espagne, 2009.
- [63] Abdouramane Moussa Ali, Cédric Join, Frédéric Hamelin. A robust algebraic approach to fault diagnosis of uncertain linear systems. *50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference, CDC-ECC 2011*, Orlando USA, 2011.
- [64] Jean-Christophe Ponsart, Cédric Join, Didier Theilliol, Dominique Sauter. Actuator and sensor fault diagnosis by decoupling method for nonlinear systems. *2nd NonLinear Control Network Workshop : nonlinear control in the year 2000*, Paris France, 2000.
- [65] Jean-Christophe Ponsart, Cédric Join, Didier Theilliol, Dominique Sauter. Sensor fault diagnosis and accommodation in nonlinear system. *European Control Conference*, Porto Portugal, 2001.
- [66] Sonia Rezk, Cédric Join, Sadok El Asmi. An algebraic derivative-based method for R wave detection. *19th European Signal Processing Conference, EUSIPCO 2011*, Barcelone Espagne, 2011.
- [67] Samer Riachy, Michel Fliess, Cédric Join, Jean-Pierre Barbot. Vers une simplification de la commande non linéaire : l'exemple d'un avion à décollage vertical. *Sixième Conférence Internationale Francophone d'Automatique, CIFA 2010*, Nancy France, 2010.
- [68] Samer Riachy, Michel Fliess, Cédric Join. High-order sliding modes and intelligent PID controllers: First steps toward a practical comparison. *18th IFAC World Congress*, Milan Italie, 2011.
- [69] Michel Fliess, Cédric Join. A model-free approach to delta hedging. Research report, 2010.
- [70] Michel Fliess, Cédric Join, Samer Riachy. Rien de plus utile qu'une bonne théorie : la

- commande sans modèle. *4èmes Journées Doctorales / Journées Nationales MACS, JD-JN-MACS 2011*, Marseille France, 2011.
- [71] Cédric Join, John Masse, Michel Fliess. Commande sans modèle pour l'alimentation de moteurs : résultats préliminaires et comparaisons. *2èmes Journées Identification et Modélisation Expérimentale - JIME'2006*, Poitiers France, 2006.
- [72] Abdouramane Moussa Ali, Cédric Join, Frédéric Hamelin. Une méthode algébrique de diagnostic de défauts. *3èmes Journées Doctorales / Journées Nationales MACS, JD-JN-MACS 2009*, Angers France, 2009.

Références complémentaires

- [73] V. X. Afonso, W. J. Tompkins, T. Q. Nguyen, S. Luo. ECG beat detection using filter banks. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 46 :192–201, 1999.
- [74] A. Akhenak, M. Chadli, D. Maquin, J. Ragot. State estimation via multiple observer the three tank system. *Proc. 5th IFAC SAFEPROCESS*, Washington DC, 2003.
- [75] S. Albeverio, J.E. Fenstad, R. Hoegh-Krøhn, T. Lindström. *Nonstandard Methods in Stochastic Analysis and Mathematical Physics*, Academic Press, 1986.
- [76] AMIRA-DTS2000. Laboratory setup three tank system. *Amira Gmbh*, Duisburg, 1996.
- [77] B. d'Andréa-Novel, C. Boussard, M. Fliess, O. el Hamzaoui, H. Mounier, B. Steux. Commande sans modèle de vitesse longitudinale d'un véhicule électrique. *6^e Conf. Internat. Francoph. Automatique*, Nancy, 2010.
- [78] T. Aono, T. Kowatari. Throttle-control algorithm for improving engine response based on air-intake model and throttle-response model. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 53 :915–921, 2006.
- [79] N. M. Arzeno, Z. Deng, C. Poon. Analysis of first-derivative based QRS detection algorithms. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 55(2) :478–484, 2008.
- [80] M. Barić, I. Petrović, N. Perić. Neural network-based sliding mode control of electronic throttle. *Engineering Appl. Artificial Intelligence*, 18 :951–961, 2005.
- [81] M. Basseville, I. V. Nikiforov. *Detection of Abrupt Changes : Theory and Application*. Prentice-Hall, 1993.
- [82] G. Bastin, J.-M. Coron, B. d'Andréa-Novel. On Lyapunov stability of linearised Saint-Venant equations for a sloping channel. *Networks Heterogeneous Media*, 4 :177–187, 2009.
- [83] G. Battail. Théorie de l'information - Application aux techniques de communication, Masson, 1997.
- [84] L. Belkoura. Identifiability and algebraic identification of time delay systems. *9th IFAC Workshop on Time Delay System*, Prague, Tchéque, 2010.
- [85] G. Besançon, D. Georges, Z. Benayache. Towards nonlinear delay-based control for convection-like distributed systems: The example of water flow control in open channel systems. *Networks Heterogeneous Media*, 4 :211–221, 2009.
- [86] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze, M. Staroswiecki. *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*, Springer, Berlin, 2003.
- [87] M. Cantoni, E. Weyer, Y. Li, S.K. Ooi, I. Mareels, M. Ryan. Control of large-scale irrigation networks. *Proc. IEEE*, 95 :75–91, 2007.
- [88] C. Canudas de Wit, I. Kolmanovsky, J. Sung. Adaptive pulse control of electronic throttle. *Proc. Amer. Control Conf.*, Arlington, VA, 2001.
- [89] P. Cartier, Y. Perrin. Integration over finite sets. *Nonstandard Analysis in Practice*, F. & M. Diener (Eds), Springer, 1995, pp. 195–204.
- [90] A. Chambert-Loir. *Algèbre corporelle*, Éditions École Polytechnique, 2005. English translation: *A Field Guide to Algebra*, Springer, 2005.
- [91] J. Chen, R. Patton. *Robust Model-Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems*, Kluwer, Boston, 1999.

- [92] S. Choi, B. d'Andréa-Novel, M. Fliess, H. Mounier, J. Villagra. Model-free control of automotive engine and brake for Stop-and-Go scenarios. *10th Europ. Control Conf.*, Budapest, 2009.
- [93] S.-B. Choi, J.K. Hedrick. Robust throttle control of automatic engines: theory and experiments. *J. Dynamic Syst. Measur. Control*, 118 :92–98, 1996.
- [94] I. Christov. Real time electrocardiogram qrs detection using combined adaptive threshold. *Biomed. Eng. Online*, 3(1) :28, 2004.
- [95] J.-M. Coron, B. d'Andréa-Novel, G. Bastin. Les équations de Saint-Venant pour le contrôle des canaux et des voies navigables : Penser globalement, observer et agir localement. *La Recherche*, 417 :82–83, 2008.
- [96] T.M. Cover, J.A. Thomas. Elements of Information Theory, Wiley, 1991.
- [97] R.-A. Dana, M. Jeanblanc-Picqué. Marchés financiers en temps continu. (2^e éd.), Economica, 1998. English translation: *Financial Markets in Continupus Time*, Springer, 2003.
- [98] H. Dang Van Mien. *Automatisation des systèmes industriels*, Eyrolles, 1999.
- [99] F. Désobry, M. Davy, C. Doncarli. An online kernel change detection algorithm. *IEEE Trans Signal Processing*, 53(8) :2961–2974, 2005.
- [100] J. Deur, D. Pavković, N. Perić, M. Jansz, D. Hrovat. An electronic throttle control strategy including compensation of friction and limp-home effects. *IEEE Trans. Industr. Appl.*, 40 :821–834, 2004.
- [101] F. Diener, M. Diener. Tutorial. F. & M. Diener (Eds): *Nonstandard Analysis in Practice*. Springer, pp. 1–21, 1995.
- [102] F. Diener, G. Reeb. *Analyse non standard*, Hermann, 1989.
- [103] S. Diop, M. Fliess. On nonlinear observability. *Proc. 1st Europ. Control Conf.*, Hermès, pp. 152–157, 1991.
- [104] S. Diop, M. Fliess. Nonlinear observability, identifiability and persistent trajectories. *Proc. 36th IEEE Conf. Decision Control*, Brighton, pp. 714–719, 1991.
- [105] V. Dos Santos, G. Bastin, J.-M. Coron, B. d'Andréa-Novel. Boundary control with integral action for hyperbolic systems of conservation laws: Stability and experiments. *Automatica*, 44 :1310–1318, 2008.
- [106] J.-F. Dulhoste, G. Besançon, D. Georges. Nonlinear observer based feedback for open channel level control. *ASCE J. Hydraulic Eng.*, 134 :1267–1274, 2008.
- [107] D. Dumur, A. Libaux, P. Boucher. Robust RST control for Basse-Isère run-of-river cascaded hydro-electric plants. *Proc. IEEE Internat. Conf. Control Applications*, Mexico City, 2001.
- [108] T-H. Fan, K-C. Chang, C-B Lee. Bayesian estimation of the number of change points in simple linear regression models. *Communications in Statistics-Theory and Methods*, 35 : 689–71, 2006.
- [109] M. Fliess. Réflexions sur la question fréquentielle en traitement du signal. *Manuscrit*, 2005.
- [110] M. Fliess. Analyse non standard du bruit. *C.R. Acad. Sci. Paris Ser. I*, 342 :797–802, 2006.
- [111] M. Fliess, H. Sira-Ramírez. An algebraic framework for linear identification. *ESAIM Control Optimiz. Calc. Variat.*, 9 :151–168, 2003.

- [112] M. Fliess, H. Sira-Ramírez. Closed-loop parametric identification for continuous-time linear systems via new algebraic techniques. *in* H. Garnier, L. Wang (Eds.): *Identification of Continuous-time Models from Sampled Data*, pp. 363–391, Springer, 2008.
- [113] M. Fliess, M. Mboup, H. Mounier, H. Sira-Ramírez. Questioning some paradigms of signal processing via concrete examples. *in* H. Sira-Ramírez, G. Silva-Navarro (Eds.): *Algebraic Methods in Flatness, Signal Processing and State Estimation*, pp. 1–21, Editorial Lagares, 2003.
- [114] S. Formentin, P. de Filippi, M. Tanelli, S. Savaresi. Model-free control for active braking systems in sport motorcycles. *8th IFAC Symp. Nonlinear Control Systems*, Bologne, 2010.
- [115] H. Garnier, L. Wang. Closed-loop parametric identification for continuous-time linear systems via new algebraic techniques. *Identification of Continuous-time Models from Sampled Data*, Springer, 2008.
- [116] D. Georges. Infinite-dimensional nonlinear predictive control design for open-channel hydraulic systems. *Networks Heterogeneous Media*, 4 :267–285, 2009.
- [117] D. Georges, X. Litrico. *Automatique pour la gestion des ressources en eau*, Hermès, 2002.
- [118] J. Gertler. *Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems*, Marcel Dekker, New York, 1998.
- [119] I. Gijbels, P. Hall, A. Kneip. On the estimation of jump points in smooth curves. *Ann. Inst. Statist. Math.*, 51 :231–251, 1999.
- [120] G. Goodwin, D. Mayne. A parameter estimation perspective to continuous time model reference adaptive control. *Automatica*, 23 :57–70, 1987.
- [121] I.N. Guelfand, N.Y. Vilenkin. *Les distributions*, t. 4 : *Applications de l'analyse harmonique* (traduit du russe), Dunod, 1967.
- [122] H. Haj-Salem, N. Blosseville, M. Papageorgiou. ALINEA - A Local Feedback Control Law for on-ramp metering : A real life study. *3rd IEE Intern. Conf. on Road Traffic Control*, London, U.K., p. 194–198, 1990.
- [123] J. de Halleux, C. Prieur, J.-M. Coron, B. d'Andréa-Novel, G. Bastin. Boundary feedback control in networks of open channels. *Automatica*, 39 :1365–1376, 2003.
- [124] P. Hamilton, W. Tompkins. Quantitative investigation of QRS detection rules using the MIT-BIH arrhythmia database. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, BME-33 :1157–1165, 1986.
- [125] B. Hamroun, L. Lefèvre, E. Mendes. Port-based modelling for open channel irrigation systems. *WSEAS Trans. Fluid. Mechanics*, 1 :995–1008, 2006.
- [126] D. Henry, A. Zolghadri, M. Monsion, S. Ygorra. Off-line robust fault diagnosis using the generalized structured singular value. *Automatica*, 38 :1347–1358, 2002.
- [127] T. Hida, H.-H. Kuo, J. Potthof, L. Streit. *White Noise: An Infinite Dimensional Calculus*, Kluwer, 1993.
- [128] P. van den Hof. Closed-loop issues in system identification. *Annals Reviews Control*, 22 :173–1186, 1998.
- [129] J.C. Hull. Options, Futures, and Other Derivatives. (7th ed.), Prentice Hall, 2009. Traduction française de la 6^e édit. : *Options, futures et autres actifs dérivés*, Pearson, 2007.

- [130] D. Kim, H. Peng, S. Bai, J.M. Maguire. Control of integrated powertrain with electronic throttle and automatic transmission. *IEEE Trans. Control Systems Technology*, 15 :474–482, 2007.
- [131] D. Koenig, S. Nowakowski, T. Cecchin. An original approach for actuator and component fault detection and isolation. *Proc. 3th IFAC SAFEPROCESS*, Kingston Upon Hull, 1997.
- [132] J. Koscielny. Application of fuzzy logic for fault isolation in a three-tank system. *Proc. 14th IFAC World Congress on Automatic Control*, Beijing, 1999.
- [133] S. Lang. *Algebra* (3rd rev. ed.), Springer, 2002. Traduction française : *Algèbre*, Dunod, 2004.
- [134] E.K. Larsson, M. Mossberg, T. Söderstrom. An overview of important practical aspects of continuous-time arma system identification. *J. Circuits Systems Signal Proc.*, 25 :17–46, 2006.
- [135] M. Lavielle. Using penalized contrasts for change-point problem. *Signal Processing*, 85 :1501–1510, 2005.
- [136] J.M. Lemos, F. Machado, N. Nogueira, L. Rato, M. Rijo. Adaptive and non-adaptive model predictive control of an irrigation channel. *Networks Heterogeneous Media*, 4 :303–324, 2009.
- [137] C. Li, C. Zheng, C. Tai. Detection of ECG characteristic points using wavelet transforms. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 42 :21–28, 1995.
- [138] L. Li, D. Zhou. Fast and Robust Fault Diagnosis for a Class of Nonlinear Systems. *Computers and Chemical Engineering*, 18 :2635–2646, 2004.
- [139] X. Litrico, V. Fromion. *Modeling and Control of Hydrosystems*, Springer, 2009.
- [140] Y. Liu, X. Yu, J. Han. Sharpe ratio-oriented active trading : a learning approach. Coello Coello C.A., de Albornoz A., Sucar L.E., Battistutti O.C. (Eds.): *MICAI 2002: Advances in Artificial Intelligence*, Lect. Notes Artif. Intel., 2313 :331–339, Springer, 2002.
- [141] C. Lobry, T. Sari. Nonstandard analysis and representation of reality. *Int. J. Control*, 81 :517–534, 2008.
- [142] I. Mareels, E. Weyer, S.K. Ooi, M. Cantoni, Y. Li, G. Nair. Systems engineering for irrigation systems: Successes and challenges. *Annual Reviews Control*, 29 :191–204, 2005.
- [143] H.M. Markowitz. Portfolio selection. *J. Finance*, 7 :77–91, 1952.
- [144] H.M. Markowitz. *Portfolio Selection: Efficient Diversification of Investments*, Wiley, 1959.
- [145] M. Mboup. Parameter estimation for signals described by differential equations Algebraic change-point detection. *Applicable Analysis, Engin. Communic. Comput.*, 88 :29–52, 2009.
- [146] J. McConnell, J. Robson. *Noncommutative Noetherian Rings*, Amer. Math. Soc., 2000.
- [147] R. Merton. *Continuous-Time Finance* (rev. ed.), Blackwell, 1992.
- [148] L. Michel. Variational and symplectic approach of the model-free control. manuscrit, 2010 (accessible sur <http://arxiv.org/abs/1011.4237>).
- [149] J. Mikusiński, T. Boehme. *Operational Calculus*, volume 1. PWN, Varsovie & Oxford University Press, Oxford, 1987.
- [150] J.E. Naranjo, C. González, R. García, T. de Pedro. Cooperative throttle and brake fuzzy control for acc+stop&go maneuvers. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, 56 :1623–1630, 2007.

- [151] E. Nelson. *Radically Elementary Probability Theory*, Princeton University Press, 1987.
- [152] J. Pan, W. Tompkins. A real time QRS detection algorithm. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 32 :230–236, 1985.
- [153] D. Pavković, J. Deur, M. Jansz, N. Perić. Adaptive control of automotive electronic throttle. *Control Engineering Practice*, 14 :121–136, 2006.
- [154] J.G. Proakis. *Digital Communications* (4th ed.), McGraw-Hill, 2001.
- [155] J.G. Proakis, M. Salehi. *Communication Systems Engineering* (2nd ed.), Prentice Hall, 2002.
- [156] T. Rabbani, F. Di Meglio, X. Litrico, A.M. Bayen. Feedforward control of open channel flow using differential flatness. *IEEE Trans. Control Systems Technology*, 18 :213–221, 2009.
- [157] T. Rabbani, S. Munier, D. Dorchie, P.-O. Malaterre, A. Bayen, X. Litrico. Flatness-based control of open channel flow in an irrigation canal using SCADA. *IEEE Control Systems Magaz.*, 29 :22–30, 2009.
- [158] T. Roncalli. *La gestion d’actifs quantitative*, Economica, 2010.
- [159] C. Rossi, A. Tilli, A. Tonielli. Robust control of a throttle body for drive by wire operation of automotive engines. *IEEE Trans. Control Systems Technology*, 8 :993–1002, 2000.
- [160] R. Rothfuß, H.-M. Heinkel, R. Sedlmeyer, H. Schmidt, S. Stoll, J. Winkelhake. Flatness based control of a throttle plate. *Proc. 14th Internat.Symp. Math. Theory Networks Systems – MTNS 2000*, Perpignan, 2000.
- [161] M. A. Sainz, J. Armengolb, J. Veh. Fault detection and isolation of the three-tank system using the modal interval analysis. *Journal of Process Control*, 12 :325–338, 2002.
- [162] D. Shields, S. Du. An assessment of fault detection methods for a benchmark system. *Proc. 4th IFAC SAFEPROCESS*, Budapest, 2000.
- [163] M. van der Put, M.F. Singer. *Galois Theory of Linear Differential Equations*, Springer, 2003.
- [164] M. Raimondo, N. Tajvidi. A peaks over threshold model for change-point detection by wavelets. *Statistica Sinica*, 14 :395–412, 2004.
- [165] A. Robert. *Analyse non standard*, Presses polytechniques romandes, 1985. Traduction anglaise : *Nonstandard Analysis*, Wiley, 1988.
- [166] A. Robinson. *Non-standard Analysis* (revised ed.), Princeton University Press, 1996.
- [167] F. Rotella, G. Dauphin-Tanguy. Non-linear systems : identification and optimal control. *Int. J. Control*, 48 : 525–544, 1988.
- [168] P. Samuelson. Lifetime portfolio selection by dynamic stochastic programming. *Review Economics Statistics*, 51 :239–246, 1969.
- [169] W.F. Sharpe. Mutual fund performance. *J. Business*, 39 :119–138, 1966.
- [170] W.F. Sharpe. The Sharpe ratio. *J. Portfolio Management*, 21 :49–58, 1994.
- [171] P. Stewart, P.J. Fleming. Drive-by-wire control of automotive driveline oscillations by response surface methodology. *IEEE Trans. Control Systems Technology*, 12 :737–741, 2004.

- [172] D. Theilliol, H. Noura, J.-C. Ponsart. Fault diagnosis and accommodation of a three-tank system based on analytical redundancy. *ISA Transactions*, 41, 2002.
- [173] M. Thomassin, T. Bastogne, A. Richard. Identification of a managed river reach by a Bayesian approach. *IEEE Trans. Control Systems Technology*, 17 :353–365, 2009.
- [174] Z. Tiganj, M. Mboup. Spike detection and sorting : combining algebraic differentiations with ICA. *ICA*, Paraty Brésil, 2009.
- [175] Z. Tiganj, M. Mboup, C. Pouzat, L. Bouchra. An algebraic method for eye blink artifacts detection in single channel EEG recordings. *17th International Conference On Biomagnetism Advances ? BIOMAG 2010*, Dubrovnik Croatie, 2010.
- [176] J.R. Trapero, H. Sira-Ramírez, V. Feliu Battle. An algebraic frequency estimator for a biased and noisy sinusoidal signal. *Signal Processing*, 87 :1188–1201, 2007.
- [177] J.R. Trapero, H. Sira-Ramírez, V. Feliu Battle. A fast on-line frequency estimator of lightly damped vibrations in flexible structures. *J. Sound Vibration*, 307 :365–378, 2007.
- [178] J.R. Trapero, H. Sira-Ramírez, V. Feliu Battle. On the algebraic identification of the frequencies, amplitudes and phases of two sinusoidal signals from their noisy sums. *Int. J. Control*, 81 :505–516, 2008.
- [179] M. Vašak, M. Baotic, M. Morari, I. Petrovic, N. Peric. optimal control of an electronic throttle. *Internat. J. Control*, 79 :465–478, 2006.
- [180] N. Vaswani. Additive change detection in nonlinear systems with unknown change parameters. *IEEE Trans. Signal Processing*, 55(3), 2007.
- [181] J. Villagra, B. d’Andréa-Novet, S. Choi, M. Fliess, H. Mounier. Robust stop-and-go control strategy : an algebraic approach for nonlinear estimation and control. *Int. J. Vehicle Autonomous Systems*, 7 :270–291, 2009.
- [182] J. Villagra, C. Balaguer. A model-free approach for accurate joint motion control in humanoid locomotion. *Int. J. Humanoid Robotics*, 8, 2011.
- [183] J. Villagra, D. Herrero-Perez, M. Abderrahim. Robust flatness-based control of an AGV under varying load and friction conditions. *Int. Conf. Control Automation*, Christchurch, 2009.
- [184] J. Villagra, V. Milanés, J. Pérez, T. de Pedro. Control basado en PID inteligentes: aplicación al control de cruceo de un vehículo a bajas velocidades. *Rev. Iberoamericana Automática Informática Industrial*, 7 :44–52, 2010.
- [185] S.W. Wang, D.L. Yu, J.B. Gomm, G.F. Page, S.S. Douglas. Adaptive neural network model based predictive control for air-fuel ratio of SI engines. *Engineering Appl. Artificial Intelligence*, 19 :189–200, 2006.
- [186] P. Wilmott. *Paul Wilmott on Quantitative Finance*, 3 volumes (2nd ed.), Wiley, 2006.
- [187] M. Won, S.B. Choi, J.K. Hedrick. Air-to-fuel ratio control of spark ignition engines using Gaussian network sliding control. *IEEE Trans. Control Systems Technology*, 6 :678–687, 1998.
- [188] Q. Xue, Y. Hu, and W. Tompkins. Neural-network-based adaptive matched filtering for QRS detection. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 39 :317–329, 1992.

- [189] C. Yang. Model-based analysis and tuning of electronic throttle controllers. *Proc. SAE World Congress*, Detroit, MI, 2004.
- [190] K. Yosida. *Operational Calculus: A Theory of Hyperfunctions* (translated from the Japanese), Springer, 1984.
- [191] P.C. Young. Parameter estimation for continuous-time models - a survey. *Automatica*, 17 :23–39, 1981.
- [192] X. Zhuan, X. Xia. Models and control methodologies in open water flow dynamics: A survey. *IEEE Africon*, Windhoek, Namibia, 2007.
- [193] D. Zhou, P.M. Frank. Nonlinear adaptive observer based component fault diagnosis of nonlinear in closed-loops. *Proc. 14th IFAC World Congress on Automatic Control*, Beijing, 1999.
- [194] D. Zhou, G. Wang, S. Ding. Sensor fault tolerant control of nonlinear systems with application to a three-tank-systems. *Proc. 4th IFAC SAFEPROCESS*, Budapest, 2000.
- [195] A. Zolghadri, D. Henry, M. Monsion. Design of nonlinear observers for fault diagnosis : a case study. *Control Engineering Practice*, 4 :1535–1544, 1996.

Articles

