



HAL
open science

Contribution à la Commande Tolérante aux Défauts pour la Maitrise des Comportements Transitoires liés à une Accommodation

Jérôme Cieslak

► **To cite this version:**

Jérôme Cieslak. Contribution à la Commande Tolérante aux Défauts pour la Maitrise des Comportements Transitoires liés à une Accommodation : Des systèmes volants vers des dispositifs biomédicaux. Automatique. Université de Bordeaux, 2019. tel-02291436v2

HAL Id: tel-02291436

<https://hal.science/tel-02291436v2>

Submitted on 10 Oct 2022

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.

TRAVAUX SCIENTIFIQUES

PRÉSENTÉS POUR OBTENIR

L'HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR
SPÉCIALITÉ : AUTOMATIQUE, PRODUCTIQUE, SIGNAL ET IMAGE

PAR

M. Jérôme CIESLAK

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE BORDEAUX
MAITRE DE CONFERENCES A L'IUT DE BORDEAUX

Contribution à la Commande Tolérante aux Défauts pour la Maitrise des Comportements Transitoires liés à une Accommodation

DES SYSTEMES VOLANTS VERS DES DISPOSITIFS BIOMEDICAUX

Soutenue le : 10 juillet 2019

Après avis de :

M.	Vincent COCQUEMPOT	Prof. des Universités, Université de Lille
M.	Vicenç PUIG	Prof. des Universités, ETSEIB de Barcelona
M.	Didier THEILLIOL	Prof. des Universités, Université Henri Poincaré, Nancy

Devant le jury d'examen formée de :

M.	Vincent COCQUEMPOT	Prof. des Universités, Université de Lille
M.	Philippe GOUPIL	Expert R&D, diagnostic et reconfiguration, Airbus
M.	David HENRY	Prof. des Universités, Université de Bordeaux
M.	Vicenç PUIG	Prof. des Universités, ETSEIB de Barcelona
Mme	Sylvie RENAUD	Prof. des Universités, Bordeaux INP
M.	Didier THEILLIOL	Prof. des Universités, Université Henri Poincaré, Nancy
M.	Ali ZOLGHADRI	Prof. des Universités, Université de Bordeaux

- - - - -

*Au courage de mes grands-parents paternels,
A la confiance accordée par mes grands-parents maternels,
A la ténacité et la bienveillance de mes parents,
Au soutien de mon épouse et de mes enfants,
C'est en se fixant des objectifs, qu'on se donne une chance de pouvoir les atteindre...*

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du groupe de recherche *Approche Robuste et Intégré de l'Automatique* (ARIA) de l'équipe de recherche en automatique du laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système (IMS, CNRS UMR 5218).

Je remercie chaleureusement Ali ZOLGHADRI et David HENRY, Professeurs à l'Université de Bordeaux, d'avoir cru et soutenu les directions de recherche que j'ai pu mener durant leur période de direction de l'équipe ARIA. Je profite de ces derniers mots pour mettre en avant une politique de soutien aux jeunes maitre de conférences indéniable qui m'a permis de côtoyer des collègues possédant d'autres compétences que les miennes. Je pense à Denis EFIMOV pour les systèmes de commande à commutation, à Jorge DAVILA, Alejandra FERREIRA DE LOZA et Leonid FRIDMAN pour la théorie des modes glissants, à Denis BERDJAG, Nizar CHATTI et Mariem SAHNOUN pour leur soutien sur des problématiques aéronautiques. Je tiens également à remercier David GUCIK-DERIGNY et Christophe COMBASTEL, maitres de conférences à l'Université de Bordeaux, pour les échanges scientifiques que nous avons pu avoir. Ces dernières ont d'ailleurs permis de dresser une perspective de recherche relevant du domaine du pronostic et laisse la porte ouverte à une étude comparative dédiée à la recouvrabilité d'un défaut entre une approche polytopique et zonotopyque.

Dans un monde où l'implication dans des tâches administratives grignote chaque jour un peu plus le temps accordé à la recherche, je tiens à adresser ma plus profonde gratitude aux professeurs Vincent COCQUEMPOT, Vicenç PUIG et Didier THEILLIOL pour m'avoir fait l'honneur de rapporter et examiner ce document scientifique. Je remercie également Monsieur Philippe GOUPIL et Sylvie RENAUD pour leur disponibilité et leur participation à ce jury pour l'obtention de mon habilitation à diriger des recherches.

Mes remerciements s'adressent également aux doctorants que j'ai pu encadrer jusqu'à présent. Je pense à Anca GHEORGHE, Jing CHANG et Valentin PREDA. Ils s'adressent aussi à tous ceux, collègues chercheurs du laboratoire, collègues et chercheurs étrangers, stagiaires, ... qui ont, de façon continue ou ponctuelle, contribué à ce mémoire.

Je ne pourrai clore ces remerciements sans une pensée très personnelle aux membres de ma famille. Je remercie donc très chaleureusement mes parents qui m'ont toujours fait confiance. Une pensée très particulière va également à ma femme et mes filles qui me donnent constamment l'envie de me donner les moyens de réussir, tout en restant humble. J'adresse enfin une pensée à mes amis, présents ou non le jour de la soutenance orale. C'est une force indéniable qui permet d'aborder, de façon parfois excessive, les problèmes sociétaux, techniques, de santé publiques et environnementaux d'aujourd'hui et de demain pour mettre en avant la place des enseignants chercheurs dans notre société.

Table des matières

Table des matières	i
Liste des figures	v
Liste des tableaux	ix
Acronymes	xi
Introduction générale	1
Chapitre 1	5
Notice d'activités	5
1.1. Informations civiles.....	7
1.2. Fonctions précédemment occupées et diplômes.....	7
1.3. Résumé des activités de recherche.....	8
1.4. Encadrement scientifique	9
1.4.1. Thèse en cours	9
1.4.2. Thèses soutenues.....	10
1.4.3. Encadrement Post-doctorat et Master.....	12
1.5. Rayonnement scientifique	15
1.5.1. Membre d'un comité éditorial.....	15
1.5.2. Membre du comité de programme d'un congrès	15
1.5.3. Séjours scientifiques dans une université étrangère.....	15
1.5.4. Organisation de sessions dans des conférences internationales	16
1.5.5. Chair / co-chair dans des congrès internationaux.....	16
1.5.6. Implication dans la communauté nationale	17
1.5.7. Evalueur de revues et congrès internationaux	17
1.5.8. Prix et distinctions	18
1.5.9. Membre de commissions scientifiques.....	19
1.5.10. Membre de comité de recrutement.....	19
1.6. Implication dans des projets de recherche et de transfert de technologies	19
1.6.1. Collaborations universitaires	19
1.6.2. Projets de recherche et de transfert de technologies.....	21
1.7. Synthèse de mes activités scientifiques.....	24
1.8. Résumé des activités et responsabilités pédagogiques.....	26
1.8.1. Activités d'enseignement – niveau local.....	27
1.8.2. Activités d'enseignement – niveau international.....	29
1.8.3. Responsabilités pédagogiques à l'IUT de Bordeaux.....	30
1.8.4. Relation partenariale	31
1.8.5. Appel à projets pour l'établissement.....	31
1.8.6. Perspectives	32
1.9. Production scientifique.....	32
1.9.1. Revues internationales avec comité de lecture.....	33
1.9.2. Ouvrage scientifique	35
1.9.3. Chapitres d'ouvrage collectif	35
1.9.4. Communications internationales avec actes et comité de lecture	36
1.9.5. Brevets.....	39

Chapitre 2	41
Contribution à la maîtrise des transitoires causés par l'activation de méthodes d'accommodation de défauts	41
2.1. Introduction	43
2.2. Positionnement du contexte : retour en l'an 2008.....	43
2.3. Méthode d'accommodation à base de normes	46
2.3.1. Synthèse d'une famille FDI/FTC admissible.....	49
2.3.2. Procédure d'extraction du meilleur couple FDI/FTC.....	50
2.3.3. Exemple académique.....	53
2.3.4. Discussion	57
2.4. Commande supervisée pour l'accommodation de défauts	58
2.4.1. Positionnement du problème	60
2.4.2. Stabilité de l'architecture de commande supervisée.....	62
2.4.3. Optimisation mutuelle des algorithmes FDD/FTC.....	68
2.4.4. Exemple académique.....	70
2.4.5. Etouffement des transitoires d'accommodation.....	74
2.4.6. Exemple académique.....	79
2.4.7. Discussion	83
2.5. Dissimulation de défauts à travers un banc d'actionneurs virtuels	83
2.5.1. Concept de base de la dissimulation de fautes	84
2.5.2. Une vue d'ensemble des approches FTC basées sur la dissimulation de fautes	85
2.5.3. Commande supervisée basée sur un banc d'actionneurs virtuels.....	86
2.5.4. Exemple académique.....	92
2.5.5. Discussion	95
2.6. Accommodation de défauts basée sur la théorie des modes glissants..	96
2.6.1. Principe.....	96
2.6.2. Commande par retour de sortie via une approche de type « backstepping »	97
2.6.3. Exemple académique.....	103
2.6.4. Discussion	107
2.7. Conclusion.....	108
Chapitre 3	111
Actions de transfert de technologie sur différents systèmes volants	111
3.1. Introduction	113
3.2. Mise en place d'une méthode « Triplex » améliorée.....	114
3.2.1. Module de détection et localisation d'une panne OFC	118
3.2.2. Module de consolidation.....	121
3.2.3. Résultats de simulation exploitant des données	123
3.2.4. Discussion	129
3.3. Une détection précoce à l'aide des méthodes de diagnostic à base de modèles.....	129
3.3.1. Du maintien des surveillances existantes... ..	132
3.3.2. ... à la dépendance d'un modèle défaillant de l'actionneur.....	143
3.3.3. ... à la prise en compte du comportement des signaux du système de comande de vol ..	144
3.3.4. Discussion	158
3.4. Une procédure en deux temps pour une estimation améliorée des angles d'attitude d'un drone.....	159
3.4.1. Modélisation du quadrotor.....	160
3.4.2. Synthèse de la solution.....	161
3.4.3. Analyse de la qualité de l'estimation.....	165
3.4.4. Résultats de simulations.....	168
3.4.5. Discussion	169
3.5. Vers une solution alternative aux campagnes de Monte Carlo	169
3.5.1. Modélisation d'une plateforme satellitaire.....	170
3.5.2. Synthèse d'un correcteur.....	175
3.5.3. Analyse de stabilité et du niveau de performance.....	180
3.5.4. Discussion	185
3.6. Conclusion.....	185

Chapitre 4	187
Décloisonner le travail de l'automaticien pour répondre aux enjeux de demain	187
4.1. Introduction	189
4.2. Pour un cadre méthodologique permettant d'anticiper, de détecter et d'accommoder un défaut	190
4.2.1. <i>Etude préliminaire</i>	192
4.2.2. <i>Exemple académique</i>	198
4.2.3. <i>Discussion</i>	201
4.3. Vers l'amélioration du traitement des patients diabétiques de type 1	204
4.3.1. <i>Obtention d'un modèle artificiel inspiré du vivant</i>	205
4.3.2. <i>Régulation de la glycémie robuste aux variabilités</i>	207
4.3.3. <i>Discussion</i>	208
4.4. Explorer la théorie des modes glissants pour maintenir la loi de commande dynamique en place.....	208
4.5. Introduire la recouvrabilité d'un défaut dès les premières phases de conception	209
4.6. Conclusion.....	210
Conclusions générales	213
Annexes	217
Bibliographie	231

Liste des figures

Figure 0.1– Fréquence des accidents majeurs dans le monde causés par l’industrialisation	1
Figure 0.2 – Accidents de Tchernobyl et crash d’avions	1

Figure 1.1 – Lettre d’invitation	15
Figure 1.2 – Attestations d’activités de reviewing	18
Figure 1.3 – Invitation de l’université NPU de Xi’an	21
Figure 1.4 – Fiche de synthèse des activités scientifiques	25
Figure 1.5 – Résumé schématique de mes activités de commande et diagnostic avant l’ouverture vers le biomédical.....	26
Figure 1.6 – Animation d’une formation lors du congrès d’IFAC SAFEPROCESS’12	29

Figure 2.1 - Défauts affectant un système commandé	44
Figure 2.2 – Boucle de commande conventionnelle	46
Figure 2.3 – a) Première architecture FTC retenue b) famille de modèle G.....	47
Figure 2.4 – a) Schéma de synthèse de la famille \bar{K} b) Standardisation du problème	50
Figure 2.5 Schéma d’analyse de performances FDI	52
Figure 2.6 Analyse de la contrainte de sensibilité $\inf_{\omega \in \Omega} \sigma(G_2(j\omega)) > \gamma_2$	55
Figure 2.7 – a) signaux de sortie b) signaux de commande	57
Figure 2.8 – Signal indicateur de défaut	57
Figure 2.9 – Défaut de type intermittent	58
Figure 2.10 – Architecture tolérante aux défauts par une approche de type superviseur.....	59
Figure 2.11 – Cartographie du dwell-time en fonction des pôles des filtres FDI et FTC	72
Figure 2.12 – Signal de sortie et mode identifié pour les deux solutions	73
Figure 2.13 – Signaux d’erreurs des 3 observateurs pour les deux solutions	74
Figure 2.14 – Architecture FTC avec un dispositif d’étouffement des transitoires	75
Figure 2.15 – Sélection des pondérations w_u et w_e de la stratégie d’étouffement des transitoires.....	80
Figure 2.16 – Comportement des signaux de sorties	81
Figure 2.17 – Comportement des signaux d’erreurs e_i et modes identifiés.....	82
Figure 2.18 – Comparaison des résultats en agissant sur le paramètre h	82
Figure 2.19 – Le paradigme de dissimulation de fautes.....	83
Figure 2.20 – Principe des solutions anti-saturation	86
Figure 2.21 – Architecture FTC via une approche de dissimulation de fautes	87
Figure 2.22 – Comportement temporel des signaux de sorties	94
Figure 2.23 – Comportement des signaux d’erreurs e_i et modes identifiés.....	95
Figure 2.24 – Comportement temporel des signaux de commande	95
Figure 2.25 – Diagramme fonctionnel d’un hélicoptère à 3 degrés de liberté	103

Figure 2.26 – Signal contrôlé pour (A) les solutions de [FCHZ15] (B) des solutions commutées	106
Figure 2.27 – Signaux de commande : (A) les solutions de [FCHZ15] (B) des solutions commutées	106
Figure 2.28 – Signal contrôlé pour différentes fréquences d'échantillonnage.....	107

Figure 3.1 – Echelle de maturité technologique.....	113
Figure 3.2 – Fonctionnement d'une commande de vol	114
Figure 3.3 – Trajectoire de vol du Boeing 737 MAX 8	115
Figure 3.4 – Principe de fonctionnement de la méthode Triplex	116
Figure 3.5 – Structure d'une méthode Triplex améliorée.....	117
Figure 3.6 – Module FDI dédié aux pannes OFCs.....	118
Figure 3.7 – Calcul de degré de confiance	121
Figure 3.8 – Architecture de vote lisse.....	122
Figure 3.9 – Exemple – détection d'une OFC à partir du module de consolidation	123
Figure 3.10 – Exemple – détection d'une OFC à partir du module de consolidation.....	123
Figure 3.11 – Résultats de simulation du module de consolidation pour une seule OFC.....	126
Figure 3.12 – Résultats de simulation du module de consolidation pour OFCs simultanées	127
Figure 3.13 – Résultats du module FDI pour OFCs simultanées.....	127
Figure 3.14 – Résultats du module FDI pour une anomalie de type dérive.....	128
Figure 3.15 – Résultats du module de consolidation pour une anomalie de type dérive	128
Figure 3.16 – Principe d'asservissement d'une gouverne.....	130
Figure 3.17 – Evolution de la gouverne lors d'un embarquement et d'un blocage	131
Figure 3.18 – Méthode FDD pour déclarer un embarquement e/out un blocage.....	131
Figure 3.19 – Position réelle normalisée d'une gouverne de profondeur	135
Figure 3.20 – Réponse (non dimensionnée) désirée et du filtre pour un embarquement donné	136
Figure 3.21 – Comportement des résidus (non dimensionnés) sur le jeu de données (résidu actuel et filtré avec le filtre stationnaire de 2 nd ordre).....	137
Figure 3.22 – Comportement des résidus (non dimensionnés) sur le jeu de données en fonctionnement défaillant (résidu actuel et filtré avec le filtre (3.23))	137
Figure 3.23 – Simulateur de bureau OCASIME	139
Figure 3.24 – Banc d'intégration système couplé au banc actionneur	140
Figure 3.25 – Ordre (non dimensionné) injecté lors du balayage fréquentiel [Gh13]	141
Figure 3.26 – Simulateur de vol de l'A380 et représentation Iron Bird [Gh13].....	142
Figure 3.27 – Comportement des résidus (non dimensionnés) pour la détection d'un embarquement pendant les essais en vol [Gh13].....	142
Figure 3.28 – Comportements de l'ordre des lois de pilotage et du capteur LVDT	145
Figure 3.29 – Résultat comparatif des différentes méthodes de différentiation.....	151
Figure 3.30 – Architecture FDD pour la détection d'un embarquement.....	153
Figure 3.31 – Module de prise de décision pour déclarer un embarquement	153
Figure 3.32 – Validation de la méthode FDD avec les moyens d'Airbus.....	154
Figure 3.33 – Résultats obtenus sur le benchmark non-linéaire – Détection d'un embarquement.....	156
Figure 3.33 – Schéma basique pour réaliser le MAF	157
Figure 3.34 – Ordre du pilote généré pour l'évaluation de la robustesse de la méthode FDD	158
Figure 3.35 – Signaux réels (traits pleins) et estimations (traits pointillés).....	168

Figure 3.36 – Signaux réels (traits pleins) et estimations (traits pointillés)	169
Figure 3.37 – Plateforme satellitaire	170
Figure 3.38 – Vue schématique de la plateforme satellitaire	171
Figure 3.39 – Schéma fonctionnel du système avec la représentation LFT associée aux dynamiques structurelles	173
Figure 3.40 – Pour différentes vitesses Ω : (a) Valeurs singulières de u_w vers $p(1)$, (b) modes fréquentiels de la structure	174
Figure 3.41 – Modélisation LFT complète de la plateforme satellitaire	174
Figure 3.42 – Diagramme du système en boucle fermée pondéré	176
Figure 3.43 – Valeurs singulières de modèle nominal VS modèle réduit	177
Figure 3.45 – Valeurs singulières des transferts des perturbations vers les erreurs de pointages et les signaux de commande pour différentes valeurs de Ω	180
Figure 3.46 – (A) Pour différentes vitesses Ω , contributions des perturbations sur l'erreur de pointage, (B) gains λ_2 du transfert de $d \rightarrow e$ vers chaque signaux objectivés pondérés	181
Figure 3.47 – Formulation du problème pour l'utilisation des IQCs	182
Figure 3.48 – Analyse des performances via IQC	183
Figure 3.49 – Résultats de simulations temporelles (A) et (B) / Densité spectrales (C)	184
Figure 3.50 – Analyse de la robustesse pour $\Omega = 14.71$ Hz	184

Figure 4.1 – Tweet du 5 décembre 2018 d'Elon Musk	190
Figure 4.2 – Architecture pour Anticiper, Détecter et Accommoder (ADAcOm) un défaut ..	191
Figure 4.3 – Détails de l'architecture ADAcom	194
Figure 4.4 – Résultats de simulation avec l'architecture ADAcom	200
Figure 4.5 – Résultats de simulation – signaux de commande	201
Figure 4.6 – Activer/passiver une surface de commande de vol [Gou11]	202
Figure 4.7 – Schéma fonctionnel sur l'origine du diabète de type 2 [LCCS15]	203
Figure 4.8 – Schéma fonctionnel sur la rémission du diabète de type 2 [LCCS15]	203
Figure 4.8 – Fonctionnement du capteur bioélectronique [LRC11]	206
Figure 4.9 – Réponse électrique biphasique des potentiels lents (PLs) à du glucose	206
Figure 4.10 – Espace atteignable suite au blocage d'une tuyère en position fermée	210

Liste des tableaux

Tableau 1.1 – Service d’enseignement pour l’année universitaire 2008-2009	28
Tableau 1.2 – Service d’enseignement pour l’année universitaire 2016-2017	28
Tableau 1.3 – Responsabilités pédagogiques et administratives.....	30
Tableau 1.4 – Synthèse de l’activité de publication depuis 2008	33

Tableau 2.1 Analyse de la contrainte de sensibilité $\inf_{\omega \in \Omega} \underline{\sigma}(G_2(j\omega)) > \gamma_2$	55
Tableau 2.2 Performances de commande du système tolérant.....	56

Tableau 3.1 Procédure de surveillance vote lisse	122
Tableau 3.2 Influence de K et α sur les performances FDI.....	124
Tableau 3.3 Retards à la détection obtenus avec la méthode de consolidation.....	125
Tableau 3.4 Retards à la détection obtenus avec la méthode FDI.....	125
Tableau 3.5 Retards à la détection obtenus avec la méthode FDI.....	126
Tableau 3.6 Indicateur d’amélioration de la méthode proposée	138
Tableau 3.7 Indicateurs de performances pour les différentes méthodes de différentiation ..	152
Tableau 3.8 Evaluation de la solution FDD pour la détection d’un embarquement	155
Tableau 3.9 Coût calculatoire des solutions FDD avec les 4 méthodes de différentiations pour la détection d’un grippage et d’un embarquement.....	157

Acronymes

ADAcOm	Architecture pour Anticiper, Détecter et Accommoder (ADAcOm)
ADIRS	Air Data / Inertial Reference System
AME	Erreur absolue moyenne (Absolute Mean Error)
BA	Banc Actionneur
BIBO	Entrées bornées / sorties bornées (Bounded Inputs / Bounded Outputs)
BIS	Banc d'Intégration Système
CDV	Commandes De Vol
CF	Filtre complémentaire (complementary filter)
CGM	Continuous Glucose Monitoring
DOF	Dégré de liberté (Degree Of Freedom)
DT1	Diabète de type 1
DT2	Diabète de type 2
DTP	Indice de performance en détection (Detection Time Performance)
DUT	Diplôme Universitaire de Technologie
EKF	Filtre de Kalman étendu (Extended Kalman Filter)
ESA	Agence Spatiale Européenne (European Space Agency)
FDA	Food and Drug Administration
FDD	Fault Detection and Diagnosis
FDI	Fault Detection and Isolation
FTC	Fault Tolerant Control (Commande Tolérante aux Fautes)
HDR	Habilitation à Diriger des Recherches
HiMAT	Highly Manoeuvrable Aircraft Technologie
IoA	Taux d'accord ou de « concordance » (Index of Agreement).
IQC	Contrainte quadratique intégrale (Integral Quadratic Constraint)
IUT	Institut Universitaire de Technologie
LFT	Linear Fractional Transformation (Transformation Linéaire Fractionnaire)
LMI	Linear Matrix Inequality (Inégalité Matricielle Linéaire)

LQG	Linear Quadratic Gaussian
LTI	Linear Time Invariant (Linéaire Invariant dans le Temps)
LPV	Linear Parameter Varying (Linéaire à Paramètres Variants)
LVDT	Capteur linéaire différentiel (Linear Variable Differential Transducer)
MAF	Filtre à moyenne glissante (Moving Average Filter)
MIMO	Entrées multiples / sortie multiples (Multiple Inputs / Multiple Outputs)
MP	Mesures Physiques
MPC	Commande prédictive à base de modèle (Model Predictive Control)
NHD	Différentiateur non homogène (Non-Homogeneous Differentiator)
NSE	Estimateur d'état non-linéaire (Nonlinear State Estimator)
OCASIME	Outil de Conception Assistée par Simulation Multi-Equipements
OFC	Panne oscillatoire (Oscillatory Failure Case)
PA	Potentiel d'action
PID	Proportionnel-Intégral-Dérivé (Proportional-Integral-Derivative)
PL	Potentiel lent
RVDT	Capteur rotatif différentiel (Rotary Variable Differential Transducer)
RUL	Temps de vie restant (Remaining Useful Life)
SCADE	Safety-Critical Application Development Environment
SDP	Indice de performance en déflexion (Surface Deflection Performance)
SISO	Une seule entrée / une seule sortie (Simple Input / Simple Output)
SMD	Différentiateur de Levant (Sliding Mode Differentiator)
SSM	Modes glissants lisse (Smooth Sliding Mode)
TRL	Echelle de maturité technologique (Technological Readiness Level)
URED	Différentiateur exact, robuste et uniforme (Uniform Robust Exact Differentiator).
VAF	Indice de variance recensée (Variance Accounted For)
VFM	Mécanisme de défaut virtuel (Virtual Fault Mechanism)

Introduction générale

Les tâches de contrôle/commande des systèmes de production industrielle ont connu un intérêt grandissant après une demande de fabrication croissante des systèmes d'armement, lors de la seconde guerre mondiale. Ces tâches sont généralement réalisées à partir d'un dispositif qui collecte, centralise et traite l'ensemble des informations disponibles à travers les capteurs et les chaînes d'acquisitions, pour élaborer des actions de commande à appliquer au système. Cette course à l'industrialisation s'est poursuivie, sans pour autant prendre en grande considération les aspects environnementaux et humains. Ce constat fut à l'origine du

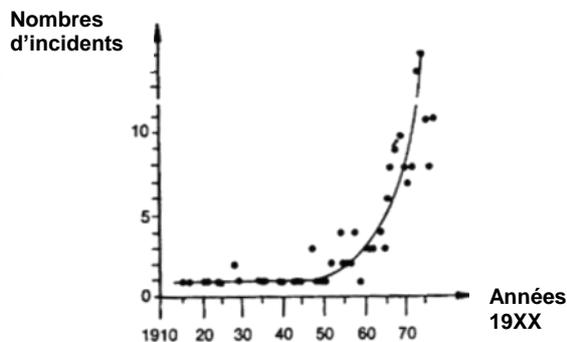
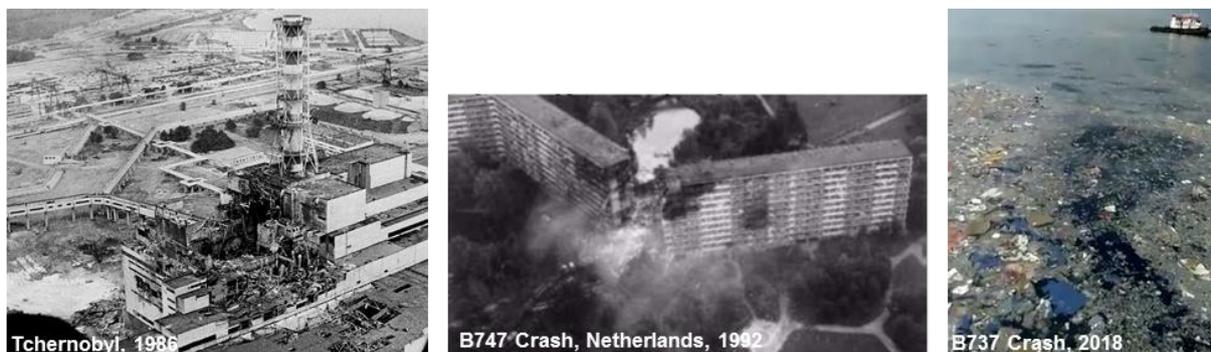


Figure 0.1 Fréquence des accidents majeurs dans le monde causés par l'industrialisation [Ca79]

travail de [Ca79] qui a publié une courbe rappelée par la Figure 0.1. Si cette courbe fut en quelque sorte le premier lanceur d'alerte permettant de mettre en avant le nombre d'incidents majeurs à travers le monde causés par l'industrialisation, elle n'a pas vraiment reçu une attention particulière comme l'atteste, par exemple, l'accident dramatique de la centrale nucléaire de Tchernobyl en 1986, le crash du

Vol 1862 d'un Boeing 747 à Amsterdam au Pays Bas en 1992 et, plus récemment, le crash en mer de Java du Boeing 737 MAX 8 le 29 octobre 2018, après une succession de suffisances qui ont pris leurs sources d'un processus de certification accélérée de l'appareil, à une formation des pilotes déficiente, en passant par une politique de maintenance discutable de la compagnie aérienne pour rester compétitif dans un monde extrêmement concurrentiel.



Pour contrer la fréquence exponentielle de ces incidents, la commande tolérance aux défauts est, petit à petit, devenue l'une des préoccupations majeures prises en compte dans la conception des systèmes automatisés complexes [Pat97], [AAB00], [BKL03], [ZJ08], [NTP09], [YBC10], [ZHC14], [Ro18]. Elle fut dans un premier temps basée sur l'utilisation de la redondance matérielle. Ce type de redondance se caractérise simplement par l'ajout physique de capteurs ou d'actionneurs sur la structure du système pour améliorer sa fiabilité et minimiser ainsi le risque d'accidents.

L'introduction de nouveaux matériaux dans la conception de systèmes, le recours croissant à des dispositifs numériques intelligents pour répondre aux nouveaux défis sociétaux [V18] permettant d'être respectueux de l'environnement tout en restant productif, ont finalement orienté un grand nombre de chercheurs vers le développement de solutions basées sur l'exploitation de la redondance analytique d'un système pour :

- la détection d'anomalies,
- son traitement et la prise de décision,
- l'accommodation d'un défaut (ou une modification de ces objectifs initiaux).

Dans ce contexte, les solutions visent donc à exploiter les liens entre les différentes équations du système qui tiennent compte des caractéristiques techniques des éléments, de leur position sur la structure, ... avant de mettre en place des dispositifs de contrôle/commande et de surveillance permettant de résister à l'apparition d'un défaut.

L'appellation retenue dans la littérature pour définir une stratégie de contrôle/commande des systèmes permettant d'accommoder l'effet d'une défaillance est la commande tolérante aux défauts (l'acronyme anglophone FTC pour *Fault Tolerant Control* sera utilisé dans le manuscrit). Parmi les méthodes FTC, on distingue deux classes : les approches dites *passives* et celles dites *actives*. Les premières s'inspirent des techniques de la commande robuste et consistent à développer un algorithme de commande unique garantissant des performances équivalentes en régime normal de fonctionnement et lors de situations où des éléments sont défaillants. C'est une solution simple mais qui pêche dans le niveau de performance atteignable en situation saine de fonctionnement à cause de cette insensibilité accrue aux défauts. Pour pallier cette insuffisance, les méthodes *actives* intègrent des méthodes de surveillance qui leur permettent de détecter l'apparition d'une panne (l'acronyme anglophone FDD pour *Fault Detection and Diagnosis* sera utilisé par la suite) pour réaliser ensuite les corrections nécessaires à travers un mécanisme d'accommodation et permettre la restauration d'un comportement sain, ou acceptable, du système.

Dans le cadre de mes activités de recherche, je me suis principalement intéressé au développement de méthodes relevant du domaine de la commande tolérante aux défauts *active* et du diagnostic, en s'intéressant particulièrement à l'interaction entre ces deux tâches pour maîtriser les transitoires liés à une accommodation. Ce dernier axe de développement

s'appuie sur le constat suivant : en dépit d'une interaction évidente entre les tâches de diagnostic et les actions correctives pour accommoder l'effet d'un défaut, ces deux domaines de recherche ont souvent été étudiés séparément [ZJ08]. Par exemple, la tâche de diagnostic est supposée parfaite (en d'autres mots, on détecte et localise instantanément la panne) pour une grande majorité des méthodes FTC. Malheureusement, un faible retard à la détection peut affecter irrémédiablement la stabilité et les niveaux de performances du système commandé. C'est dans ce contexte que ce document scientifique de quatre chapitres est présenté en vue de l'obtention de l'habilitation à diriger des recherches (HDR).

Le **chapitre 1** résume mes activités de recherche, d'encadrements, de responsabilités pédagogiques et d'implication dans des tâches d'intérêt collectives depuis ma nomination en tant que maître de conférences à l'IUT de Bordeaux en octobre 2008, rattaché à l'équipe de recherche ARIA (Approche Robuste et Intégrée de l'Automatique) du laboratoire IMS (Intégration du Matériau au Système) de l'Université de Bordeaux.

Le **chapitre 2** est dédié à la mise en avant de mes contributions scientifiques sur la maîtrise des régimes transitoires après l'activation d'une stratégie permettant d'accommoder l'effet d'un défaut. Après la présentation d'une solution à base de normes, la théorie des systèmes commutés et des modes glissants apporteront de nouvelles solutions pour appréhender le problème. Dans un souci de pédagogie évident, les différents développements méthodologiques seront illustrés sur des exemples académiques.

La suite du document portera sur le **chapitre 3** qui permettra de dresser une synthèse de mes actions de transfert de technologie pour répondre à des problématiques complexes et réalistes rencontrées par les acteurs majeurs de l'aéronautique et du spatial en Europe. Outre l'opportunité de créer des liens avec un secteur industriel innovant (Airbus, l'Agence Spatiale européenne (ESA), Airbus Defence & Space,...), ce chapitre mettra en avant mon encadrement doctoral. Il sera également l'occasion de discuter de l'apport des collaborations créées avec deux universités mexicaines (UNAM et IPN de Mexico City) et deux universités chinoises (NPU de Xi'an et Xidian university).

Enfin, le **chapitre 4** présentera des perspectives de recherche dans lesquelles je mets en avant mon parti pris sur le rôle majeur que tiendra l'automaticien dans les défis interdisciplinaires de demain. Ce chapitre aurait pu être rédigé en quelques pages. J'ai préféré opter sur le développement d'un certain nombre d'idées qui me sont chères. Si le travail visant à améliorer le traitement des patients diabétiques de type 1 ou celui dirigé vers l'introduction de la recouvrabilité d'un défaut dès les premières phases de conception d'un système physique ont récemment trouvé des sources de financement (de l'Agence National de la Recherche et d'un industriel respectivement), les deux autres axes méthodologiques portant sur l'introduction d'informations « prédictives » dans une architecture de commande tolérante aux défauts ou la possibilité d'améliorer la théorie des modes glissants en s'inspirant de la théorie des systèmes commutés, restent pour l'heure sans appui. Elles nécessiteront donc un

travail préliminaire à mener avec l'encadrement de Masters avant de se projeter vers la rédaction d'appels d'offres pour financer ces axes de recherche.

Chapitre 1

Notice d'activités

*L'art de diriger consiste à savoir abandonner la baguette pour
ne pas gêner l'orchestre.*

Herbert von Karajan

Sommaire :

Chapitre 1	5
Notice d'activités	5
1.1. Informations civiles.....	7
1.2. Fonctions précédemment occupées et diplômes.....	7
1.3. Résumé des activités de recherche.....	8
1.4. Encadrement scientifique	9
1.5. Rayonnement scientifique	15
1.6. Implication dans des projets de recherche et de transfert de technologies.....	19
1.7. Synthèse de mes activités scientifiques.....	24
1.8. Résumé des activités et responsabilités pédagogiques.....	26
1.9. Production scientifique.....	32

1.1. Informations civiles

<u>Prénom et nom :</u>	Jérôme CIESLAK
<u>Date et lieu de naissance :</u>	Né le 2 août 1981 à Périgueux (24)
<u>Situation civile :</u>	Marié, 2 enfants.
<u>Adresse professionnelle :</u>	IMS (Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système) UMR 5218 CNRS, département P3S, Equipe ARIA 351 cours de la libération, 33405 TALENCE Cedex
<u>Contacts professionnels :</u>	☎ 05.40.00.24.15 e-m@il: jerome.cieslak@ims-bordeaux.fr
<u>Grade et section CNU :</u>	MdC classe normale depuis le 1er octobre 2008 Échelon 6e, depuis le 15/09/2017, <i>Autorisation à Diriger des Thèses</i> depuis le 18/06/2018
<u>Primes :</u>	Prime d'Encadrement Doctoral et Recherche depuis 2015
<u>Responsabilités pédagogiques :</u>	Directeur des études, 2nd année, DUT MP (110 étudiants) Reponsable Licence professionnelle iCi (14 étudiants)
<u>Pages personnelles :</u>	https://jeciesla.wordpress.com/ https://www.researchgate.net/profile/Jerome_Cieslak http://scholar.google.fr/citations?user=jgYq9WYAAAAJ&hl=fr

1.2. Fonctions précédemment occupées et diplômes

Pour une meilleure lisibilité de cette section, les informations sont classifiées en respectant un ordre chronologique.

2007-2008 Poste de demi ATER (Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche) à l'ENSEIRB de Bordeaux.

Vacation pour une activité de recherche pour le projet Stratégies Innovantes et Robustes pour l'Autonomie des Systèmes (SIRASAS) présenté en 1.7.2.

2004-2007 Thèse de Doctorat en Automatique au laboratoire IMS UMR 5218 – Département LAPS de l'université Bordeaux I. (URL : <http://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00178592/fr/>)

Financement : Bourse MENRT associée à trois années de **monitorat**

Soutenance : 20 juillet 2007

Sujet : *Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts – application aux systèmes aéronautiques*, sous la direction de A. Zolghadri et D. Henry devant un jury composé de :

Xavier MOREAU	Professeur, Université Bordeaux I	<i>Président</i>
Philippe GOUPIL	Airbus France, Toulouse	<i>Examineur</i>
David HENRY	Maître de conférences, Université Bordeaux I	<i>Examineur</i>
Marcel STAROSWIECKI	Professeur, Ecole Polytech Universitaire de Lille	<i>Rapporteur</i>
Didier THEILLIOL	Professeur, Université Henri Poincaré, Nancy I	<i>Rapporteur</i>
Ali ZOLGHADRI	Professeur, Université Bordeaux I	<i>Examineur</i>

Mention : Très honorable.

2003-2004 2^{ème} année **MASTER recherche APSI** (Automatique, Productique, Signal et Image), spécialité automatique - LAPS, équipe ARIA, *mention très bien*

2002-2003 **Maîtrise EEA** option Automatique, Université Bordeaux 1, *mention bien*.

2001-2002 **Licence EEA**, Université Bordeaux 1, *mention assez bien*.

1999-2001 **DUT GEII** – option automatique, Université Bordeaux 1, *3^{ème} de promotion*.

1998-1999 **BAC STI** - option électrotechnique, Sarlat La Caneda (24), *mention bien*.

1.3. Résumé des activités de recherche

Mes travaux de recherche (détaillés dans les chapitres 2 et 3 du document) s'articulent autour des thématiques relevant du domaine de la commande tolérante aux défauts, du diagnostic, de l'interaction entre les tâches de surveillance et de commande, et de la maîtrise des transitoires liés à la reconfiguration. Si mes premiers travaux entrepris durant la thèse s'appuyaient essentiellement sur des méthodes linéaires à base de modèles, mes activités de recherche depuis ma nomination en tant que maître de conférences en octobre 2008 se sont portées sur le développement de solutions non-linéaires. Cette nouvelle direction ne doit pas être perçue comme une réorientation thématique de mes activités de recherche, mais plutôt comme une action mise en œuvre pour tirer les leçons des limitations de la solution proposée dans le cadre du projet européen GARTEUR FM-AG(16). Plus précisément, je me suis intéressé :

- aux lois de commande commutée (plus connues sous le nom de *switching control*) qui permettent d'obtenir une preuve de stabilité formelle basée sur une fonction de Lyapunov commune ou l'utilisation de conditions liées au temps de séjour ou *dwell-time*¹ ;
- à la théorie des modes glissants qui présentent l'avantage d'être insensible aux perturbations dites *matched*, celles qui agissent directement sur les canaux des signaux de commande ;

tout en effectuant une veille des techniques à base de normes permettant de traiter les nombreuses contraintes observées sur les systèmes multivariables incertains.

¹ Le *dwell-time* est l'intervalle de temps minimal entre deux commutations à respecter pour maintenir la stabilité de la boucle fermée. En d'autres termes, le système contrôlé est stable si et seulement si l'intervalle de temps entre deux commutations n'est pas plus petit que la valeur du *dwell time*.

Ce travail mené en collaboration avec des collègues industriels et académiques de tout horizon, m'a permis de dresser des perspectives de recherche dont :

- l'une consiste à définir une architecture où les tâches de surveillance, de commande, mais aussi de pronostic² pourraient travailler en harmonie pour contribuer à l'amélioration de l'autonomie des systèmes. L'idée consiste dans un premier temps à définir une preuve de stabilité formelle basée sur les systèmes commutés, tout en garantissant une réduction des transitoires de reconfiguration grâce à l'anticipation de situations à risque ;
- et une autre qui porte sur la mise en place d'une loi de commande multi-entrées (et potentiellement multi-sorties) pour réguler le taux de glycémie des patients atteints de diabète de type 1. Plus précisément, les dispositifs actuels basés sur l'information d'un capteur de glycémie sont limités en termes de réactivité, d'adaptabilité et de prise en compte de la variabilité des patients. Pour contrecarrer ces inconvénients, le mariage entre le biocapteur reproduisant le comportement naturel des îlots pancréatiques développé à l'Université de Bordeaux et les techniques de commande robuste semble parfaitement adapté pour relever un défi interdisciplinaire à haut niveau de transfert technologique dans les années à venir.

1.4. Encadrement scientifique

Le taux d'encadrement cumulé des thèses soutenues et en cours est de 220%. Les attestations sont données dans l'annexe 1 du document.

1.4.1. Thèse en cours

<u>Candidat :</u>	Jazmin ZENTENO TORRES
Doctorat de :	l'Univ. de Bordeaux, EDOC Sciences Physiques de l'Ingénieur
Financement :	Entièrement financée par l'organisme mexicain CONACyT
Titre :	Fault compensability and fault tolerant control using high order sliding modes
Université/Laboratoire :	Univ. Bordeaux /Intégration du Matériau au Système (IMS) Instituto Politecnico Nacional (IPN) de Mexico City
Dates :	1 novembre 2016.
Directeur de thèse :	David HENRY, professeur, IMS, Bordeaux (50% car c'est une thèse en cotutelle).
Co-encadrant :	Jérôme CIESLAK, McF, IMS, Bordeaux (50%, cotutelle) Jorge DAVILA, McF, IPN, Mexico
Productions scientifiques :	2 communications [29, 34], voir section 1.9.

² Le pronostic est un champ disciplinaire qui permet de prédire à l'avance l'apparition d'une défaillance.

Résumé - La thèse proposée vise à explorer de nouvelles directions de recherche dans le domaine de la commande tolérante aux fautes. D'un point de vue théorique, les travaux de recherche visent à développer une méthodologie permettant d'étudier les propriétés de compensabilité d'un système défaillant en utilisant la théorie des espaces d'états atteignables, à concevoir des méthodes non linéaires d'estimation de défauts par modes glissants d'ordre supérieur et à proposer des méthodologies de synthèse d'algorithme de commande tolérante aux défauts. Les méthodologies développées seront appliquées sur une mission spatiale de type *rendez-vous* entre deux satellites sur une orbite circulaire autour de la Terre.

1.4.2. Thèses soutenues

Candidat :	Valentin PREDA
Doctorat de :	l'Univ. de Bordeaux, EDOC Sciences Physiques de l'Ingénieur
Financement :	50% par l'agence spatiale européenne / 50% Région aquitaine
Titre :	Robust Microvibration Control and Worst-case Analysis for High Pointing Stability Space Missions
Université/Laboratoire :	Univ. Bordeaux /Intégration du Matériau au Système (IMS)
Dates et durée :	1 février 2014 – 13 décembre 2017, 3ans et 10mois
Directeur de thèse :	David HENRY, Professeur, IMS, Bordeaux (50%).
Co-encadrant :	Jérôme CIESLAK, McF, IMS, Bordeaux (50%)
Productions scientifiques :	3 revues internationales [1, 5, 13], 4 communications [36, 45, 46, 48], voir section 1.9.

Résumé - Dans une mission satellitaire d'observation terrestre, la qualité des images dépend bien évidemment des instruments de mesure optique (diamètre du miroir, aberrations optiques et qualité du polissage) mais également des performances de la stabilité de la ligne de visée du satellite qui peut s'avérer dégradée à cause de micro-vibrations. La présence de ces micro-vibrations est liée aux divers éléments tournant du satellite tels que les mécanismes de rotation des panneaux solaires ou de contrôle d'orientation du satellite (on parle de contrôle d'attitude réalisé au moyen de roues inertielles ou de tuyères). Le contrôle des micro-vibrations représente donc un défi technologique majeur. L'objectif visé dans cette thèse est de coupler les approches passives³ et actives⁴ afin de rejeter à la fois les micro-vibrations en hautes fréquences (rôle de l'approche passive) et en milieu et basse fréquences (approche active). Après un travail de modélisation d'un satellite de visée à haute précision, une procédure systématique pour la synthèse d'un correcteur H_∞ non lisse permettant de prendre en compte la nature des paramètres variant dans le temps est proposée. Pour éviter le processus long et coûteux d'une campagne de *Monte Carlo*, l'alternative qui consiste à utiliser

³ La stratégie consiste à introduire des dispositions constructives et des matériaux particuliers permettant de minimiser la transmission des vibrations.

⁴ L'idée est cette fois-ci, de bloquer la micro-vibration en exerçant une vibration antagoniste créée par des actionneurs rajoutés sur la structure.

la théorie des IQCs (pour l'acronyme anglo-saxon *Integral Quadratic Constraints*) est considérée.

Devenir de l'étudiant : En position « post-doctoral » pour une durée de 2ans à compter du 1er février 2018 à l'Agence Spatiale Européenne.

Candidat : **Jing CHANG**
Doctorat de : School of Astronautics of Northwestern Polytechnical University (NPU), Xi'an, China
Financement : 2014 China State-Funded Postgraduate Study Program
Titre : Fault diagnosis and Fault tolerant control via sliding mode techniques applied to quadrotor systems
Université/Laboratoire : Univ. Bordeaux /Intégration du Matériau au Système (IMS)
Dates du séjour : 1 octobre 2014 au 15 décembre 2015
Thèse soutenue : le 15 mars 2018 à la NPU de Xi'an
Directeur de thèse : Ali ZOLGHADRI, professeur, IMS, Bordeaux (30%).
Co-encadrant : Jérôme CIESLAK, McF, IMS, Bordeaux (70%)
Productions scientifiques : 3 revues internationales [2, 3, 4], 4 communications internationales [32, 38, 40, 43], voir section 1.9.

Résumé – Le travail entrepris dans le cadre de cette thèse vise à développer des observateurs à modes glissants pour délivrer une estimation viable et robuste aux défauts et conserver *de facto* le contrôle d'un drone quadrotor. Dans un premier temps, les algorithmes lisses et adaptatifs à modes glissants sont étudiés, puis leurs sorties sont utilisées pour reformuler le terme d'innovation d'un filtre complémentaire non-linéaire et permettre une estimation fiable de l'attitude du quadrotor. Les informations délivrées par les observateurs à mode glissant sont également utilisées par une loi de commande adaptative à mode glissant permettant d'accommoder des situations défailtantes. Les méthodes développées ont été validées sur un simulateur développé dans un environnement Matlab/Simulink, et également sur un support applicatif réel. Les résultats expérimentaux ont clairement mis en évidence l'apport des techniques développées par rapport à l'état de l'art.

Devenir de l'étudiant : Chercheur à Xidian university, Chine

Candidat : **Anca GHEORGHE**
Doctorat de : l'Univ. de Bordeaux, EDOC Sciences Physiques de l'Ingénieur
Financement : 100% par AIRBUS (thèse CIFRE)
Titre : Détection robuste et précoce de l'embarquement et du grippage dans le système de commandes de vol
Université/Laboratoire : Univ. Bordeaux /Intégration du Matériau au Système (IMS)
Dates et durée : 15 avril 2010 – 26 juin 2013, 3ans et 2mois
Directeur de thèse : Ali ZOLGHADRI, professeur, IMS, Bordeaux (50%).

Co-encadrant : Jérôme CIESLAK, McF, IMS, Bordeaux (50%)
Productions scientifiques : 3 revues [7, 17, 21], 7 communications internationales [47, 52, 53, 55, 59, 60, 62], 9 brevets [71-79], voir section 1.9.

Résumé - Cette thèse CIFRE est réalisée dans le cadre d'un partenariat entre le laboratoire IMS de l'Université Bordeaux I et Airbus Operations S.A.S de Toulouse. Le thème abordé concerne la détection robuste et précoce de deux types particuliers de pannes dans le système de commandes de vol, à savoir l'embarquement et le grippage des gouvernes de profondeur. Pour contribuer à l'optimisation des charges structurelles de la nouvelle génération d'avions, l'objectif est de proposer des méthodes capables d'améliorer les performances de détection actuelles, tout en garantissant un haut niveau de robustesse. Trois stratégies de surveillance à base de modèle sont présentées. La première solution est basée sur un filtre de Kalman dédié, associé à une procédure d'optimisation de ses paramètres. La seconde technique est basée sur un test de décision appliqué dans l'espace paramétrique. La troisième approche consiste à utiliser un différentiateur à modes glissants pour estimer les dérivées du signal d'entrée et de sortie de la boucle d'asservissement. Les méthodes développées ont été implémentées dans le calculateur de commandes de vol, validées sur les bancs de tests Airbus et ont parfois fait l'objet d'essais en vol. Les résultats expérimentaux ont clairement mis en évidence l'apport des techniques présentées dans cette thèse par rapport à l'état de l'art industriel.

Devenir de l'étudiant : Embauchée dans un des services R&D d'Airbus (Toulouse)

1.4.3. Encadrement Post-doctorat et Master

Chercheuse : **Mariem SAHNOUN**
Période : Novembre 2014 – Juillet 2015
Titre : Validation d'un test paramétrique robuste jusqu'au niveau de maturité technologique 6
Encadrement : Ali ZOLGHADRI, professeur, IMS, Bordeaux (50%)
 Jérôme CIESLAK, McF, IMS, Bordeaux (50%)
Productions scientifiques : Rapports confidentiels

Chercheur : **Nizar CHATTI**
Période : Janvier 2014 – Juin 2014
Titre : Validation d'un différentiateur à mode glissant pour la détection d'un embarquement dans les surfaces de commandes de vol
Encadrement : Ali ZOLGHADRI, professeur, IMS, Bordeaux (50%)
 Jérôme CIESLAK, McF, IMS, Bordeaux (50%)
Productions scientifiques : Rapports confidentiels

Chercheuse : **Alejandra FERREIRA DE LOZA**
Période : Avril 2012 – Mars 2013
Titre : Développement de méthodes de diagnostic et de commande tolérante aux défauts en utilisant la théorie des modes glissants d'ordres élevés
Encadrement : Ali ZOLGHADRI, professeur, IMS, Bordeaux (33%)
 David HENRY, professeur, IMS, Bordeaux (33%)
 Jérôme CIESLAK, McF, IMS, Bordeaux (**33%**)
Productions scientifiques : 2 revues internationales [8, 10], 2 chapitres d'ouvrage collectif [26, 27], 2 communications [49, 50], voir section 1.9.

Chercheur : **Denis BERDJAG**
Période : Octobre 2009 – Juillet 2010
Titre : Détection de défaut et fusion de données dans les systèmes inertiels d'avions
Encadrement : Ali ZOLGHADRI, professeur, IMS, Bordeaux (50%)
 Jérôme CIESLAK, McF, IMS, Bordeaux (**50%**)
Productions scientifiques : 2 revues internationales [16, 20], 2 communications internationales [65, 66], voir section 1.9.

Chercheur : **Denis EFIMOV**
Période : Septembre 2009 – Juillet 2011
Titre : Commande tolérante aux défauts par une approche de type superviseur
Encadrement : David HENRY, professeur, IMS, Bordeaux (50%)
 Jérôme CIESLAK, McF, IMS, Bordeaux (**50%**)
Productions scientifiques : 3 revues internationales [11, 18, 19], 4 communications internationales [51, 52, 54, 57, 63, 68], voir section 1.9.

Pour terminer cette partie dédiée aux activités d'encadrement, je vais brièvement mentionner l'encadrement de 2 groupes d'étudiants en Master 1 (M1) et 5 Master 2 (M2). Outre une exigence scientifique différente, la différence d'encadrement porte aussi sur la durée du stage : 6 semaines pour un M1 contre 4 mois pour un M2.

Stage d'A. ROSAS VILCHIS, taux d'encadrement 50%

Diplôme : M2 de l'Institut Polytechnique National (IPN) de Tijuana, Mexico
Spécialité : Automatique et mécatronique
Dates : Septembre 2017 – Novembre 2017
Titre : Algorithme de commande pour le véhicule "AutoNOMO mini"
Encadrement : David HENRY, IMS (50%), Jérôme CIESLAK, IMS (**50%**)
Production : Une communication soumise, un article journal en préparation

Stage de P. LEWDEN, J. LAWSON MONDJO, M. RUBE, taux d'encadrement 50%

Diplôme : M1 Ingénierie des Systèmes Complexes de l'Université de Bordeaux
Spécialité : Electronique et AM2AS
Dates : 13 février 2017 – 29 mars 2017
Titre : Note de synthèse du modèle glycémique du corps humain
Encadrement : David HENRY, IMS (50%), Jérôme CIESLAK, IMS (50%)

Stage de R. TOUACH, taux d'encadrement 50%

Diplôme : M1 Ingénierie des Systèmes Complexes de l'Université de Bordeaux
Spécialité : Electronique et AM2AS
Dates : 3 janvier 2017 – 9 février 2017
Titre : Etude et modélisation du modèle glycémique du corps humain
Encadrement : David HENRY, IMS (50%), Jérôme CIESLAK, IMS (50%)

Stage de H. DAHER, taux d'encadrement 50%

Diplôme : M2 de l'Université de Bordeaux
Spécialité : Automatique et Mécatronique, Automobile, Aéronautique & Spatial
Dates : Février 2015 – Juin 2015
Titre : Etude comparative des techniques de dérivation numérique pour le diagnostic de pannes dans les systèmes de commandes de vol
Encadrement : Jérôme CIESLAK, IMS (50%), David GUCIK-DERIGNY, IMS (50%)

Stage de M. CHEVRIE, taux d'encadrement 50%

Diplôme : M2 de l'Université de Bordeaux
Spécialité : Automatique et Mécatronique, Automobile, Aéronautique & Spatial
Dates : Février 2012 – Juin 2012
Titre : Analyse de la stabilité des systèmes linéaires commutés
Encadrement : David HENRY, IMS (50%), Jérôme CIESLAK, IMS (50%)

Stage de L. YAN, taux d'encadrement 50%

Diplôme : M2 de l'Université de Bordeaux
Spécialité : Automatique et Mécatronique, Automobile, Aéronautique & Spatial
Dates : Février 2011 – Juin 2011
Titre : Surveillance d'embarquements par des tests de rupture paramétrique
Encadrement : Ali ZOLGHADRI, IMS (50%), Jérôme CIESLAK, IMS (50%)

Stage de M. AIT EL FAQIR, taux d'encadrement 100%

Diplôme : M2 de l'Université de Bordeaux
Spécialité : Automatique et Mécatronique, Automobile, Aéronautique & Spatial
Dates : Février 2010 – Juin 2010
Titre : Etude des performances globales d'une stratégie de commande tolérante aux fautes active
Encadrement : Jérôme CIESLAK, IMS (100%)

1.5. Rayonnement scientifique

1.5.1. Membre d'un comité éditorial

Depuis le 1 janvier 2017, je suis membre du comité d'édition (on parle de *l'editorial board*) du journal : *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, AMCS. Ce journal indexé JCR présente un facteur d'impact de 1.694. Le lien pour se diriger sur la page du journal est : <https://www.amcs.uz.zgora.pl/> .

1.5.2. Membre du comité de programme d'un congrès

JD/JN MACS 2019 et Ecole du GDR MACS 2019

Fonction : Membre du comité d'organisation local

Dates : 3 au 7 juin 2019

4th IFAC International Conference on Intelligent Control and Automation Sciences

Fonction : Membre du comité de programme, session invité

Dates : 1 juin au 3 juin 2016, Reims, France

EU/IEEE Workshop on Industrial and Academic Experience in Aerospace Fault Detection and Diagnosis (FDD) (<http://addsafe.deimos-space.com/Workshops.html>)

Fonction : participation à la demande d'un financement complémentaire IEEE

Dates : 23 au 26 octobre 2012, Airbus Toulouse, France

1.5.3. Séjours scientifiques dans une université étrangère

Dans le cadre d'un projet de coopération bilatérale CONACyT (Mexique) et CNRS (France), j'ai effectué, en mai 2014, un séjour scientifique de 15 jours au Mexique. Deux chercheurs Mexicains ont également effectué des séjours d'un mois au sein de notre équipe (juin/juillet 2014), Dr. Jorge Angel Davila Montoya et Dr. Francisco Bejarano. Cet échange scientifique a donné lieu aux publications [12, 39, 41, 44] qui sont présentées en détail dans la section 1.9.

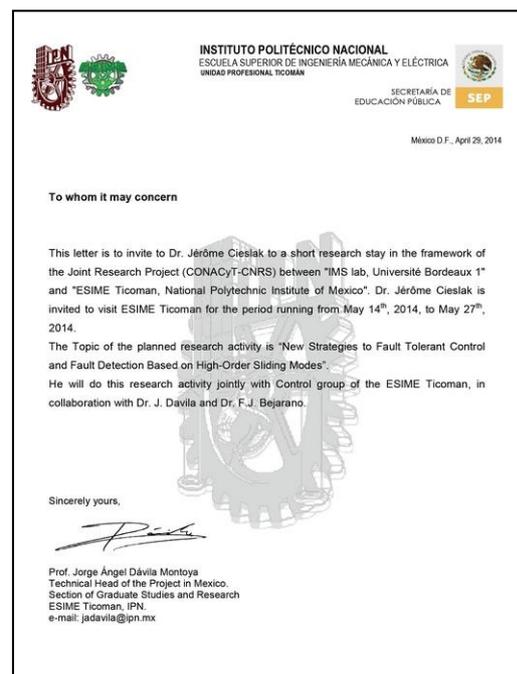


Figure 1.1 – Lettre d'invitation

Plus récemment, j'ai été invité en juin 2018 pour un séjour de 15 jours par *the School of Astronautics of Northwestern Polytechnical University (NPU)* de **Xi'an en Chine**. Au delà des aspects d'enseignement, ce séjour s'inscrit dans une volonté de créer une collaboration durable entre cette université et l'université de Bordeaux. Ce point est développé en détail dans la section 1.6.1 du manuscrit, lettre d'invitation à l'appui.

1.5.4. Organisation de sessions dans des conférences internationales

4th IFAC International Conference on Intelligent Control and Automation Sciences

Nom de la session invitée : Model-Based FDIR Solutions for Flight Systems

Dates de la conférence : 1 juin au 3 juin 2016, Reims, France

20th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace

Nom de la session invitée : FDI/FTC for Aerospace: From Theory to Applications

Dates de la conférence : 21 – 25 aout 2016, Sherbrooke, Quebec, Canada

8th IFAC International Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes

Nom de la session : Active fault tolerant control with guaranteed global stability: Application to space missions

Format de l'intervention : Animation d'une journée de cours / Travaux Pratiques

Dates de la conférence : 29 – 31 aout 2012, Mexico City, Mexico

1.5.5. Chair / co-chair dans des congrès internationaux

A ce jour, j'ai été amené à assurer le rôle de chair d'une session par 2 fois, et de prendre le rôle de Co-chair 7 fois. Ci-après, le détail des sessions concernées.

- **Co-chair** de 3 sessions orientées sur la commande tolérante aux fautes lors du *10th IFAC SAFEPROCESS'18*, août 2018, Warsaw, Pologne
- **Chair** de la session « Model-Based FDIR Solutions for Flight Systems » lors du *4th IFAC ICONS'16*, 1-3 juin 2016, Reims, France
- **Co-chair** de la session « FDI/FTC for Aerospace: From Theory to Applications » lors du *20th IFAC ACA'16*, 21-25 aout 2016, Sherbrooke, Quebec, Canada
- **Co-chair** de la session « Switching Stability and Control » lors du *IFAC WC'14*, aout 2014, Le cap, Afrique du Sud
- **Chair** des sessions « FDI Aeronautics / Aerospace », « Developments in FDI/FTC », « Control Law Synthesis » lors du *IEEE International Conference on Control and Fault-Tolerant Systems'10*, 6-8 octobre 2010, Nice, France

1.5.6. Implication dans la communauté nationale

En plus d'une diffusion de mes travaux dans des congrès internationaux, j'ai également pris part à un certain nombre de séminaires nationaux pour exposer mon travail et pouvoir échanger avec mes confrères. Ces moments d'échanges sont généralement très enrichissant et représentent, de mon point de vue, des instants privilégiés que je me dois de poursuivre. Ci-après, un listing de certains séminaires :

- **2008, Séminaire CCT Système de Commande et automatique** à Toulouse : présentation de *Application à l'accommodation de défauts THS d'un Boeing 747-100/200 (Projet Européen GARTEUR FM-AG(16))*
- **2013, Séminaire du GT S3 (Sûreté, Surveillance et Supervision) du GDR MACS** à Paris : présentation de *Tolérance aux fautes par une approche de type superviseur: gestion du couplage FDI-FTC*
- **2017, Séminaire de présentation à Airbus**, Toulouse : *synthèse des actions effectuées et quelles perspectives pour demain* du Prof. Zolghadri
- **2018, Séminaire CDuSur** à Nancy : présentation de *A Switching Health Management Architecture for an Enhanced Fault Tolerant Control Scheme*
- **2018, Séminaire COMET SCA** à Toulouse : présentation de *A switching FTC scheme based on virtual actuators: from an academic example to ESA's e.Deorbit mission.*

1.5.7. Evalueur de revues et congrès internationaux

Depuis ma nomination en octobre 2008, j'ai été amené à évaluer des travaux provenant des éditeurs classiques *IEEE*, *Elsevier* et *Wiley*. J'ai également pris part à l'évaluation des revues de l'éditeur *SAGE* et des revues internationales de l'éditeur *mdpi* qui sont disponibles gratuitement sur internet. En moyenne, 8 revues internationales et 6 communications internationales sont évaluées par an. La figure 1.2 présente quelques certificats propres à cette activité de reviewing. Outre les certificats, l'activité d'évaluation se retrouve sur le site suivant : <https://publons.com/author/1396787/jerome-cieslak#profile>. Ci-après, un listing non exhaustif des revues et conférences concernées.

Revues internationales :

« Automatica », « European Journal of Control », « International Journal of Robust and Nonlinear Control », « IEEE Transactions on Intelligent Transport Systems », « Int. Journal of applied mathematics and computer science », « International Journal of Adaptive Control and Signal Processing », « IEEE Transactions on Education », « Sensors », « SAGE, Part I: Journal of Systems and Control Engineering », « IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems », « Journal of the Franklin Institute », « Control Engineering Practice », « IEEE Control Systems Letters », « Engineering Applications of Artificial Intelligence », «

SAGE, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science », « Designs », « IEEE Transactions on Control Systems Technology », « Sensors & Actuators: A. Physical », « IET Control Theory and Applications », « Aerospace Science and Technology », « AIAA Journal of Guidance, Control, and Dynamics », « International Journal of Control ».



Figure 1.2 – Attestations d'activités de reviewing

Communications soumises dans des congrès internationaux :

IEEE CDC'09, IFAC SAFEPROCESS'09, IEEE SysTol'10, IFAC ACA'10, Workshop ACD'10, IEEE CDC'11, IFAC World Congress'11, IFAC SAFEPROCESS'12, IEEE MED'12, ECC'13, IEEE MED'13, IEEE SysTol'13, IFAC World Congress'14, IEEE MED'14, IFAC SAFEPROCESS'15, IEEE RED UAS 15, IEEE ACC'16, IFAC ICONS'16, IFAC ACA'16, IEEE CDC'16, IEEE SysTol'16, IFAC WC'17, IEEE ICUAS'17, IEEE ANZCC 2017, ACD'17, IEEE ECC'18, IFAC ACODS 2018, IFAC SAFEPROCESS'18

1.5.8. Prix et distinctions

Depuis ma nomination, j'ai eu l'occasion de recevoir deux distinctions collectives. Le premier porte sur la qualité du travail de thèse de Mme Anca GHEORGHE qui s'est vu attribuer le **prix de thèse Aerospace Valley 2014**. Pour rappel, mon taux d'encadrement pour cette thèse s'élevait à 50%. La seconde distinction porte essentiellement sur l'aboutissement du travail réalisé en partenariat avec l'entreprise Airbus depuis 2008 à travers le papier « *Signal and model-based fault detection for aircraft systems* » gratifié du statut de **meilleur papier applicatif** lors du *9th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes* de 2015.

1.5.9. Membre de commissions scientifiques

Durant ma carrière, j'ai eu l'opportunité de prendre part :

- en tant qu'**Expert** à l'évaluation de projets de recherche pour le Bureau du Moyen-Orient de l'Agence Universitaire de la Francophonie (2013)
- en tant qu'**Evaluateur** pour le concours des meilleurs thèses européennes (2015)
- au **Conseil Scientifique** du laboratoire IMS-CNRS (2015 à ce jour)
- en tant qu'**Expert** à l'évaluation de projets pour le programme ECOS-NORD / CNRS en rapport avec le Mexique (2018)

1.5.10. Membre de comité de recrutement

J'ai eu l'occasion de prendre part à deux commissions scientifiques (2012 et 2015) pour le recrutement de deux maîtres de conférences, section 61. Les postes à pourvoir portaient sur le recrutement de collègues pour l'IUT de Bordeaux et en lien avec les activités de recherche de l'équipe ARIA du laboratoire IMS.

1.6. Implication dans des projets de recherche et de transfert de technologies

1.6.1. Collaborations universitaires

Co-responsable (50%) d'un projet de coopération bilatérale entre le Mexique et la France

Période pour la 1^{er} action : 01/01/2014 -> 31/12/2014

Titre du projet : 218671 Nouvelles stratégies de commande tolérante aux fautes et de diagnostic basées sur les modes glissants d'ordre supérieur

Partenaire mexicain : National Polytechnique Institute, School of Mechanical and Electrical Engineering, San J. Ticoman, Mexico City.

Co-responsable mexicain : Dr. Jorge Davila.

Dotation du CNRS (France) : 1915 euros

Dotation CONACyT (Mexique): 8000 euros

Production scientifique : 1 revue [12] et 3 communications internationales [39, 41, 44], voir section 1.9.

Valorisation de cette action :

Suite à ce projet, nous avons souhaité poursuivre ce partenariat avec le Dr Jorge DAVILA. J'ai pris part à la rédaction de deux appels à projet CONACyT (l'équivalent du CNRS au Mexique) pour l'obtention d'un financement de thèse permettant de poursuivre notre collaboration dynamique. La deuxième tentative fut un succès et nous a permis d'accueillir Mme Jazmin ZENTENO TORRES en thèse pour une durée de 3 ans.

Pérennisation de cette action :

Pour conforter notre partenariat avec l'Institut Polytechnique National (IPN) du Mexique, nous avons été sollicités par d'autres collègues mexicains de l'IPN. Plus précisément, les chercheurs de Tijuana nous ont sollicités pour répondre aux appels à projets ECOS-NORD de l'organisme CONACyT. Les trois dernières tentatives n'ont malheureusement pas été retenues. Une nouvelle tentative a été réalisée pour l'appel à projet de 2019 et a reçu un retour favorable pour une problématique des patients diabétiques de type 1. Le consortium s'appuie sur le Professeur AGUILAR pour la partie mexicaine et le professeur HENRY pour la partie française. Le co-encadrement impliquera la chercheuse Alejandra FERREIRA DE LOZA et moi-même.

Co-coordonateur (70%) d'un programme d'échange scientifique

Période pour la 1^{er} action :	01/10/2014 -> 15/12/2015
Titre du projet :	Fault diagnosis and Fault tolerant control by means of sliding mode techniques applied to aerial vehicles
Université étrangère :	<i>School of Astronautics of Northwestern Polytechnical University (NPU), Xi'an, Chine</i>
Coordinateur de la 1^{er} action:	Ali ZOLGHADRI, professeur, IMS (30%) Jérôme CIESLAK, McF, IMS (70%)
Production scientifique :	3 revues internationales [2, 3, 4] et 4 communications internationales [32, 38, 40, 43], voir section 1.9.

Valorisation de cette action :

Cette action a commencé le 1er octobre 2014 avec le séjour d'une année de Mme Jing CHANG, doctorante en 2nd année, au sein du laboratoire IMS. Ce séjour a été entièrement financé par NPU dans le cadre du programme « *2014 China State-Funded Postgraduate Study Program* ». Durant cette période, j'ai encadré les travaux de recherche de Jing CHANG qui portaient sur l'utilisation des techniques basées sur les modes glissants pour obtenir une estimation fiable et robuste des angles d'attitude d'un drone de type quadrotor.

Pérennisation de cette action :

Je continue mon activité de recherche avec le docteur Jing CHANG et le doctorant Zongyi GUO de l'université de Xi'an, comme l'atteste la publication [4] et la soumission actuelle d'une revue internationale et d'une communication. Les travaux de recherche s'orientent maintenant sur la commande tolérante aux défauts et les observateurs adaptatifs. Après les récents échecs pour l'obtention d'une bourse de thèse pour les appels « China Scholarship Council » soutenus par l'Université de Bordeaux (profil du candidat non retenu par l'agent mandaté sécurité défense, manque d'attractivité vis-à-vis des meilleurs étudiants chinois, ...), j'ai été formellement invité par l'université NPU de Xi'an pour effectuer un séjour scientifique de 15 jours, voir la figure 1.3.

L'objectif de ce séjour est simple : pérenniser cette collaboration universitaire pour gagner en visibilité dans un pays où le potentiel d'innovation et d'ambition n'est plus à démontrer.

Ne partageant pas l'avis que l'excellence rime avec égoïsme et actions individuelles, j'ai associé le Prof D. HENRY a cette action en tant que responsable du Master « Automatique, Mécatronique, Automobile, Aéronautique et Spatiale » de l'Université de Bordeaux et responsable de l'équipe de recherche ARIA du laboratoire IMS. A travers cette opportunité, nous espérons pouvoir mettre en place une collaboration viable tant au niveau universitaire, que sur des activités de recherche.

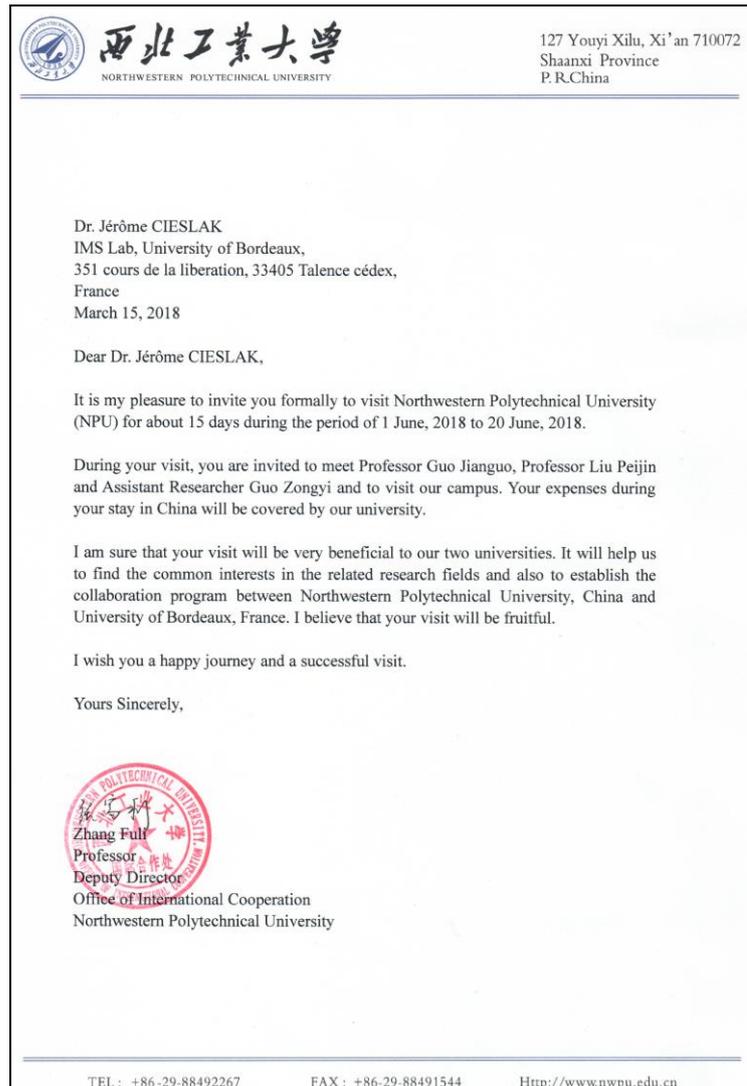


Figure 1.3 – Invitation de l'université NPU de Xi'an

1.6.2. Projets de recherche et de transfert de technologies

Participation en tant que chercheur au projet COMRADE :

- Titre du projet :** COMRADE (Control and Management of Robotics Active Debris Removal)
- Type et montant :** Contrat industriel, 42k€
- Partenaires académiques :** Université d'Exeter et IMS/Bordeaux
- Partenaires industriels :** ESA, Airbus Defence & Space Bremen, GMV Space
- Responsable IMS :** David HENRY
- Dates et durée :** Avril 2017 - Août 2019, 2 ans
- Implication :** Après que le satellite Tiangong 1 ait fait parler de lui pour sa probable chute sur la Terre, le projet COMRADE revête un intérêt primordial pour désorbiter le satellite ENVISAT d'un poids deux fois supérieur au satellite chinois. Notre action

porte sur la conception d'algorithmes de diagnostic et de commande tolérante aux fautes sur les tuyères et le bras manipulateur d'un engin spatial en charge de capturer et de désorbiter le satellite ENVISAT. Mon travail s'oriente essentiellement sur le développement d'algorithmes de commande tolérante aux fautes à travers l'approche de type superviseur.

Participation en tant que chercheur au projet In Orbit Assembly (IOA)-GNC:

Titre du projet :	Advanced GNC for Assembly of Large and Flexible Structures and Vehicles
Type et montant :	Contrat industriel, 30k€
Partenaires académiques :	Université d'Exeter et IMS/Bordeaux
Partenaires industriels :	Thales Aliena Space, GMV Space
Responsable IMS :	David HENRY
Dates et durée :	Aout 2016-Aout 2018, 2 ans
Implication :	Après la réussite de l'entreprise américaine SpaceX de réutiliser les lanceurs pour réduire par deux le coût d'une mission spatiale, l'alternative d'assembler directement en orbite des stations spatiales prend de plus en plus d'intérêts. Ce projet s'inscrit dans cette tendance. J'interviens dans la synthèse d'un banc d'actionneurs virtuels permettant de garantir un certain degré de tolérance aux défauts pour améliorer <i>de facto</i> l'autonomie du véhicule spatial.
Production scientifique :	1 communication internationale [34], voir section 1.9.

Co-responsable scientifique (50%) d'un projet de recherche avec Airbus France

Titre du projet :	Advanced Fault Detection and Diagnosis for Civil Aircraft Flight Control System
Type et montant :	Contrat industriel, 187k€
Responsables IMS :	Ali ZOLGHADRI, professeur, IMS (50%) Jérôme CIESLAK, McF, IMS (50%)
Dates et durée :	01/01/2014 -> 31/05/2015, 16 mois
Actions menées :	Ce projet visait à évaluer le niveau de maturité technologique des techniques développées par l'équipe ARIA de l'IMS (A. ZOLGHADRI et J. CIESLAK). Ce travail a impliqué deux post-doctorants, un Master recherche et 4 ingénieurs R&D experts en commande de vol à Airbus. Le projet a permis d'utiliser des moyens de validation de test au sol à Airbus, lors du dernier trimestre 2015.
Production scientifique :	1 revue [6] et 2 communications [35, 37], voir section 1.9.

Participation en tant que chercheur au projet ACFTMM

Titre du projet :	Active control with fault tolerance capabilities for microvibrations mitigation applied to high stability missions (ACFTMM)
Type et montant :	Contrat pour un volume financier de 184 k€
Partenaires académiques :	Région aquitaine, IMS
Partenaires industriels :	Agence Spatiale Européenne (ESA)
Coordinateur IMS :	David HENRY
Dates et durée :	2014 - 2017, 3 ans
Implication :	Ce projet m'a permis de pouvoir co-encadrer la thèse de Valentin PREDA pour atténuer les micro-vibrations des satellites de visée à haute résolution. Plus de détails sont donnés dans la section 1.4.2.
Production scientifique :	3 revues internationales [1, 5, 13], 4 communications internationales [36, 45, 46, 48], voir section 1.9.

Participation en tant que chercheur au projet européen FP7-ADDSAFE

Titre du projet :	Advanced Fault Diagnosis for Sustainable Flight Guidance and Control (http://addsafe.deimos-space.com/)
Type et montant :	Contrat européen FP7, 3.662.624€
Partenaires académiques :	TU Delft, Univ. de Leicester, Univ. de Hull, DLR, Sztaki, IMS
Partenaires industriels :	Deimos Space, Airbus,
Responsable IMS :	Ali ZOLGHADRI
Dates et durée :	Juillet 2009 – Juillet 2012, 3 ans
Implication :	La problématique abordée dans le projet européen FP7-ADDSAFE traite du diagnostic des pannes dans les chaînes d'asservissement des gouvernes pour la nouvelle génération d'avion Airbus. Avec des contraintes technologiques (matériaux composites, réduction du poids, ...) et écologiques (réduction de la consommation, ...) toujours plus sévères, le développement de nouveaux appareils nécessite des méthodes de surveillance plus "fine" pour optimiser la charge structurale de l'appareil. J'ai pris part à la synthèse, réglage et validation des deux méthodes de diagnostic proposées par l'IMS.
Production scientifique :	4 revues [9, 14, 15, 19] et 5 communications internationales [54, 56, 58, 61, 64], voir section 1.9.

Participation en tant que chercheur au projet national SIRASAS

Titre du projet :	Stratégies Innovantes et Robustes pour l'Autonomie des Systèmes Aéronautiques et Spatiaux (SIRASAS)
Type et montant :	Projet de recherche soutenu par la Fondation de Recherche pour l'Aéronautique & Espace (FRAE), 2.190.704€
Partenaires académiques :	IMS, LAAS-CNRS, SATIE, CRAN, LRI, ONERA

Partenaires industriels :	CNES, Thales Alenia Space, Airbus Operations S.A.S
Coordinateur IMS :	Ali ZOLGHADRI
Dates et durée :	Juillet 2007 – Juillet 2010, 3 ans
Implication :	J'ai participé activement au volet aéronautique du projet. En partenariat avec Airbus, il s'agissait de prolonger la disponibilité du système de commandes de vol tout en améliorant les performances de l'avion et en diminuant son empreinte sonore et environnementale.
Production scientifique :	2 revues [16, 20] et 2 communications internationales [65,66]

Participation en tant que chercheur au projet européen FM-AG(16) GARTEUR

Titre du projet :	Fault tolerant control and Reconfigurable Controller (http://www.faulttolerantcontrol.nl/index.html)
Type et montant :	Fond propre
Partenaires académiques :	TU Delft, Univ. de Leicester, Univ. de Hull, Univ. De Cambridge, DLR, CIRA, IMS
Partenaires industriels :	QinetiQ, NLR Airbus,
Responsable IMS :	Ali ZOLGHADRI
Dates et durée :	Juillet 2006 – Juillet 2018, 2 ans (rentré en cours de projet)
Implication :	L'action FM-AG(16) "Fault tolerant control" avait pour objectif de développer et de tester des stratégies de commandes tolérantes aux fautes pour évaluer le degré de maturation des techniques académiques sur un benchmark aéronautique. La méthode que j'ai développée a été testée avec succès sur le simulateur de vol réel à 6 degrés de liberté SIMONA.
Production scientifique :	2 revues [22, 24], 1 chapitre d'ouvrage collectif [28] et 1 communications internationales [70], voir section 1.9.

1.7.Synthèse de mes activités scientifiques

Si l'activité d'un maître de conférences contient bien évidemment des actions liées à la recherche et aux transferts de technologie, il m'apparaît important de mentionner dans la fiche de synthèse donnée en figure 1.4, l'ensemble des dépôts de projets qui n'ont pas obtenu de financement. Bien que ce travail ne puisse être valorisé, il permet de mettre en avant un certain dynamisme et une certaine abnégation pour maintenir mon activité de recherche, le laboratoire IMS et l'Université de Bordeaux dans une place de premier rang.

Pour terminer cette synthèse, je vais maintenant porter mon attention sur l'analyse de la figure 1.5. La partie de gauche de cette figure souligne mes activités de recherche relevant de la commande et la partie de droite est dédiée aux méthodes de surveillance. Les quatre grandes flèches bleues sont quant à elles présentes pour indiquer le cadre dans lequel s'est déroulé ces différentes actions. Outre un travail collaboratif d'une dizaine d'années avec

Airbus sous la forme de contrats de collaboration directs permettant par exemple l'encadrement de la thèse d'Anca GHEOGHE ou à travers une implication dans un projet Européen (FP7-ADDSAFE), j'ai également pu travailler en collaboration avec l'agence spatiale européenne (ESA) pour, par ailleurs, participer à l'encadrement de la thèse de Valentin PREDA. Il est également intéressant de souligner que l'ensemble des techniques présentes dans la moitié basse de la figure 2.5 ont été mené dans le cadre de collaborations internationales avec des universités Mexicaines et Chinoises, valorisées par l'encadrement des thèses de Jing CHANG et Jazmin ZENTENO TORRES.

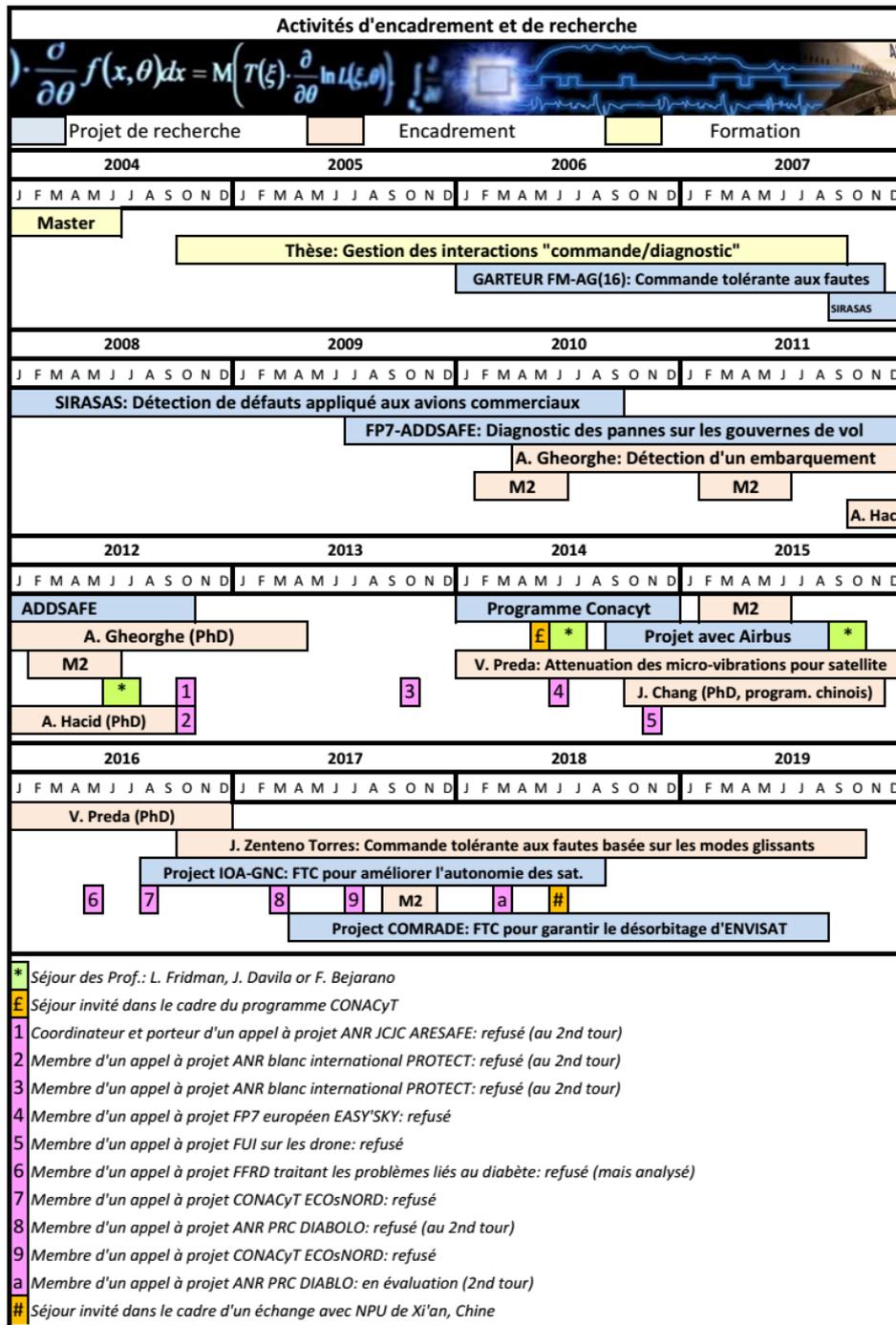


Figure 1.4 – Fiche de synthèse des activités scientifiques

A partir de la figure 1.5, on constate que les actions de transferts de technologies se sont essentiellement portées sur des aspects de commande ou de méthodes permettant la détection de défauts. La gestion des interactions « commande/diagnostic » présente sur l’axe vertical au centre de la figure 1.5 correspond donc à mon axe de recherche amont qui sera développé en détails dans le chapitre 2 de ce manuscrit. Il a fallu par la suite attendre cinq années pour pouvoir tester la viabilité de ce type de solution sur une problématique réaliste via ma participation au projet IoA-GNC développé dans la section 1.6.2. Si les problématiques relevant du secteur aéronautique et spatial représentent l’essentiel de mes activités de transfert, la flèche orientée vers le bas dans la figure 1.5 est là pour souligner une ouverture vers le monde biomédical, et plus particulièrement vers le traitement des patients diabétiques de type 1. Ce point sera détaillé dans le chapitre 4 du document.

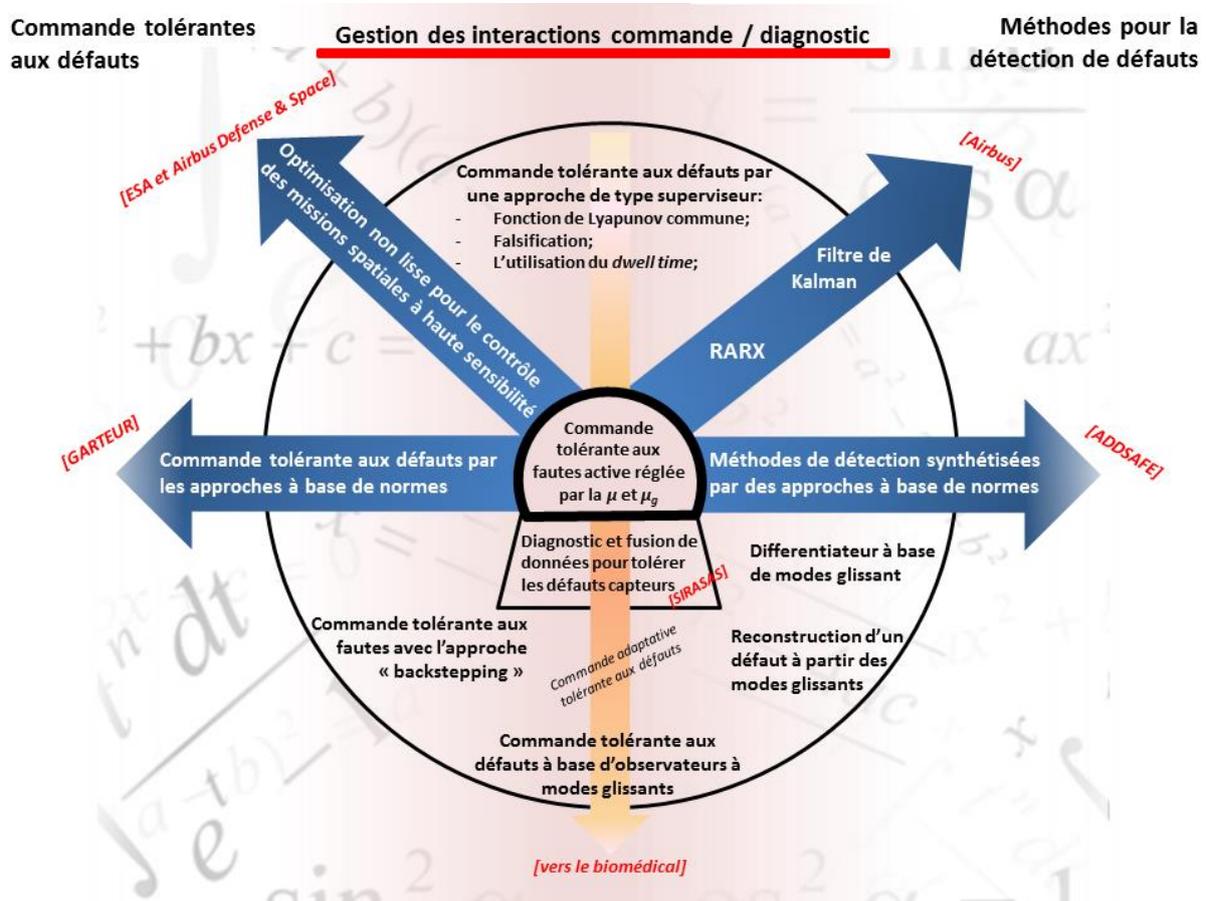


Figure 1.5 – Résumé schématique de mes activités de commande et diagnostic avant l’ouverture vers le biomédical

1.8. Résumé des activités et responsabilités pédagogiques

Le métier d’un maître de conférences ne se résumant pas seulement à ses activités de recherche, les sous-sections suivantes vont mettre l’accent sur mon activité d’enseignement et les tâches et responsabilités administratives dont j’ai la charge.

1.8.1. Activités d'enseignement – niveau local

Depuis octobre 2008, j'occupe un poste de Maître de Conférences à l'Institut Universitaire de Technologies (IUT) de l'Université de Bordeaux, département Mesures Physiques (MP). Le département MP est l'un des sept départements de l'IUT de Bordeaux sur le site de Gradignan. L'IUT de Bordeaux est quant à lui l'une des composantes de l'Université de Bordeaux. Situé sur le campus universitaire de Talence-Pessac-Gradignan, le département MP propose deux types de formations technologiques, la première conduisant au Diplôme Universitaire de Technologie (DUT) et la seconde conduisant au diplôme de Licence Professionnelle (LP).

Mon recrutement s'inscrivait dans un besoin de renfort de l'équipe pédagogique des matières relevant de l'informatique d'instrumentation, traitement du signal et automatique au sein du département MP et dans la mise en place d'un nouveau Programme Pédagogique National (PPN) du DUT MP en 2008. L'application de ce dernier m'a conduit à créer le module complémentaire « système de mesure en réseau » qui visait à optimiser les problèmes de régulation en milieu industriel.

Durant mes premières années, j'ai principalement assuré des enseignements organisés autour des champs thématiques relevant de la 61^e section, voir tableau 1.1. Dans un souci d'intégration, j'ai également accepté de prendre part à des enseignements plus basiques comme l'encadrement d'étudiants pour l'utilisation des logiciels de bureautique et des séances de Projet Personnel et Professionnel (PPP) qui permettent d'assurer un meilleur suivi des étudiants dans le monde universitaire. Le volume horaire des enseignements dispensés sur les premières années suivant ma nomination était d'en moyenne 260 heures équivalentes « Travaux Dirigés » dont 67% auprès des étudiants de la formation DUT MP, 11% auprès des étudiants de la LP hébergée par le département MP, 7% auprès des étudiant suivant la formation du DUT Science et Génie des Matériaux (SGM) et le reste auprès d'étudiants en troisième année de licence à l'Institut de Maintenance Aéronautique (IMA) de Mérignac. La répartition horaire moyenne dans les différentes formes d'enseignement est de l'ordre de 27% pour les Travaux Dirigés (TD) et de 73% pour les Travaux Pratiques (TP). Notons que l'absence de cours magistraux ne vient pas d'un refus de ma part de prendre part à ce format d'apprentissage, mais incarne une orientation pédagogique validée et assumée par l'ensemble de l'équipe enseignante du département MP pour lutter (déjà !) contre le décrochage des étudiants dans le monde universitaire.

Au fil des années, mon service d'enseignement à évoluer vers des enseignements de type TD, TP et encadrement de projets pour le DUT MP et la LP *Instrumentation et Contrôle Industriel* (iCi) de la mention Métiers de l'Instrumentation, de la Mesure et du Contrôle Qualité (MIMCQ). Le tableau 1.2 donne le service d'enseignement pour l'année universitaire 2016-2017. L'augmentation du nombre de module dédié au projet s'explique par l'orientation

pédagogique choisie dans la licence professionnelle iCi qui vise à bloquer des semaines « non encadrées » dans l'emploi du temps des étudiants pour leur permettre d'aborder un travail dans une situation « métier ». Plus précisément, on souhaite les confronter à des situations similaires à celles qu'ils rencontreront durant leur stage de fin de formation (mise en place d'une démarche projet, prise d'initiative, autonomie, ...). Si l'encadrement physique n'est pas permanent, l'équipe pédagogique reste bien entendue au soutien des étudiants. Enfin, notons une diminution de 23% de la charge d'enseignement en 8 ans.

Tableau 1.1 – Service d'enseignement pour l'année universitaire 2008-2009

Formation	Intitulés	Cours	TD (h)	TP (h)
DUT MP	Bureautique			38
DUT MP	Projet Personnel et Professionnel (PPP)			10
DUT MP	Informatique d'instrumentation		22	40
DUT MP	Traitement du signal			36
DUT MP	Automatique linéaire		28	60
DUT MP	Système de mesures en réseau		16	24
DUT SGM	Automatique linéaire			24
L3 IMA	Automatique linéaire		10	
LP 2MCi	Automatisation des chaînes d'acquisition		16	20

260 h eq TD hors encadrement de stage et responsabilités administratives

Tableau 1.2 – Service d'enseignement pour l'année universitaire 2016-2017

Formation	Intitulés	PR (h)	TD (h)	TP (h)
DUT MP	Projet tutoré S1-S2 (<i>reverse engineering</i>)	8		
DUT MP	Projet Personnelle et Professionnel (PPP)			8
DUT MP	Informatique d'instrumentation		20	40
DUT MP	Projet tutoré S3-S4	10		
DUT MP	Traitement du signal			24
DUT MP	Automatique linéaire		28	30
DUT MP	Système de mesures en réseau		16	24
LP iCi	Programmation d'automates via Unity Pro		12	12
LP iCi	Maitrise des procédés (automatique)		9	8
LP iCi	Projets de spécialités en instrumentation	10		

201 h eq TD hors encadrement de stage et responsabilités administratives

Outre cette activité d'enseignements, j'effectue chaque année le suivi de cinq à six stages pour le DUT MP et la licence professionnelle MIMCQ, parcours iCi. Ce suivi s'effectue principalement par des échanges de courriels et par la réalisation d'une visite en entreprise. Les visites avec nos partenaires industriels sont un moment important pour notre offre de formation qui nous permet d'être attentif aux besoins exprimés par le secteur industriel en terme de contenu de l'offre de formation (vis-à-vis de technologies émergentes par exemple), de formation continue ou du format proposé par notre formule d'alternance via un contrat de professionnalisation ou d'apprentissage.

1.8.2. Activités d'enseignement – niveau international

En 2012, j'ai eu l'occasion d'animer une séance d'enseignement d'une journée portant sur la commande tolérante aux défauts lors d'une journée de formation précédant le congrès IFAC SAFEPROCESS'12 à Mexico City, voir figure 1.6. Le cours intitulé *Active fault tolerant control with guaranteed global stability: Application to space missions* a été réalisé par le Prof. David HENRY et moi-même, avec notre collègue Maître de Conférences mexicain Efrain ALCORTA-GARCIA qui s'est occupé de la logistique locale.



Figure 1.6 – Animation d'une formation lors du congrès d'IFAC SAFEPROCESS'12

Après une introduction sur la terminologie et les concepts importants propres à la commande tolérante aux défauts (est-ce que la situation défaillante est accommodable ? Quelles sont les caractéristiques et limitations d'une commande tolérante aux défauts passive ? ...), le problème de l'allocation des signaux de commande pour un véhicule spatial a été traité. Une loi de commande tolérante aux défauts par une approche de type superviseur a également été présentée et appliquée sur la dynamique latérale d'un avion de chasse F8.

1.8.3. Responsabilités pédagogiques à l'IUT de Bordeaux

Le département MP accueille chaque année environ 290 étudiants répartis, depuis l'année universitaire 2016/2017, entre trois parcours de niveau licence professionnelle et le DUT Mesures Physiques. Les trois parcours pour les licences professionnelles appartiennent à la mention *Métiers de l'instrumentation, de la mesure et du contrôle qualité* (MIMCQ) pour répondre à la refonte nationale de l'offre de formation et fait suite à la licence professionnelle du *Management de la Mesure au Contrôle industriel* (2MCi) hébergée au département MP depuis 2006. Les trois parcours portent sur : *i*) le management de la métrologie et de la qualité (MMQ), *ii*) le contrôle non destructif (CND) et *iii*) l'instrumentation et contrôle industriel (iCi). Recruté en septembre 2008, j'ai dans un premier temps été l'organisateur des journées « Portes Ouvertes » du département MP sur la période (2008-2013). J'ai ensuite été responsable des matières du parcours « *Automatisation des chaînes d'acquisition* » (180 heures) de la licence professionnelle 2MCi sur la période (2009-2016). Dans ce cadre, j'ai été amené à gérer l'emploi du temps du parcours, les interventions de mes collègues académiques et industriels, rechercher des intervenants industriels et mettre à jour de façon biennale le contenu de la formation. Durant l'année universitaire 2015/2016, j'ai également été le coordinateur du dossier d'accréditation de l'offre de formation 2016-2020 de l'université de Bordeaux pour la licence professionnelle portant la mention MIMCQ, parcours Instrumentation et Contrôle Industriel (iCi). Depuis la rentrée universitaire 2016/2017, je suis le responsable de cette offre de formation. Enfin, mon implication se poursuit avec le rôle de directeur des études pour les étudiants de seconde année du département de l'année 2013 à ce jour. La chronologie des responsabilités est résumée dans le tableau 1.3.

Tableau 1.3 – Responsabilités pédagogiques et administratives

Responsabilités	Années	Effectifs moyens
Responsable des « Portes ouvertes »	2008-2013	-
Directeur des études, DUT MP	2013 à ce jour	110 / an
Responsable de parcours, Lpro 2MCi	2009-2016	14 / an
Coordinateur dossier accréditation, Lpro MIMCQ	2015-2016	-
Responsable du parcours iCi, Lpro MIMCQ	2016 à ce jour	14 / an
Elu au conseil du département MP	2014 à ce jour	-

Mon implication au sein du département MP ne s'arrête cependant pas aux offres de formation. Plus précisément, j'ai été :

- **Elu au conseil du département** Mesures Physiques de l'IUT de Bordeaux (2014 à ce jour) ;

- **Expert et accompagnateur** dans le cadre de VAE (Validation des Acquis de l'Expérience) de l'université de Bordeaux depuis 2011 ;
- **Membre de deux commissions scientifiques** (2012 et 2015) pour le recrutement de maîtres de conférences de l'IUT de Bordeaux, section 61 ;
- **Contact référent** du département Mesures Physiques de l'IUT de Bordeaux pour le renouvellement d'un poste PAST (2017).

1.8.4. Relation partenariale

Dans le cadre de nos offres de formations, le groupe industriel National Instruments (NI) peut être perçu comme le partenaire historique du département MP de l'IUT de Bordeaux. A ce jour, il n'y a cependant eu aucun accord contractuel. Dans ce contexte, j'ai pris activement part aux discussions et échanges entre l'IUT de Bordeaux et le groupe industriel NI pour obtenir un partenariat permettant à l'ensemble des formations de l'Université de Bordeaux de pouvoir bénéficier du label « Labview Academy ». Au-delà des relations privilégiées (remise du coût de la licence, du matériel, mise à disposition de documents de cours pédagogiques, ...), elle devrait permettre une meilleure visibilité de nos formations auprès du tissu industriel local utilisant le matériel de NI. La proposition du contrat de partenariat suit actuellement son cours.

1.8.5. Appel à projets pour l'établissement

En complément de ces activités, j'ai aussi été amené à participer à des projets d'équipements financés par la Région Aquitaine. Ces projets portent sur des aspects pédagogiques et peuvent également présenter un caractère de transfert technologique et de recherche. Les investissements ont cependant le plus souvent permis aux équipes pédagogiques de renouveler certains enseignements pour répondre aux nouvelles thématiques émergentes et créer de nouveaux cours, travaux dirigés, travaux pratiques et initiatives pour lutter contre le décrochage scolaire.

J'ai notamment participé à la mise en place du projet TAPIOCA (Tutorat et Actions Pédagogiques Innovantes Autour des Objets Connectés en Aquitaine) au département MP de l'IUT de Bordeaux. Les objets connectés sont sans conteste une révolution technologique majeure à l'origine d'applications essentielles dans des secteurs porteurs comme la santé, l'écologie, les déplacements, la sécurité, l'économie d'énergie, le bien-être, ... Dans le même temps, on sait qu'une réflexion doit s'engager sur les problèmes de sécurité des données personnelles et sur les effets, à long terme, d'une exposition aux rayonnements électromagnétiques liés à l'usage de l'Internet des objets. Face à de tels enjeux, il devient important pour notre offre de formation d'anticiper cette révolution, de se constituer en force

d'innovation pédagogique et de structurer une offre de formation originale s'appuyant sur des actions transversales et interdisciplinaires. Le projet TAPIOCA s'est étalé sur une période de trois années (2015-2017) pour principalement se focaliser en MP sur la lutte contre le décrochage des étudiants. Face à un premier semestre difficile et souvent perçu comme trop abstrait, l'objectif a été de renforcer l'apprentissage par le « faire faire » afin de contrebalancer avec les matières théoriques pour éviter les démissions, combattre les *a priori* sur les disciplines en favorisant la transdisciplinarité à travers les objets connectés. Il s'inscrit donc dans le dispositif des Projets Tutorés (1^{ère} année) avec le concept d'ingénierie inversé où les étudiants devront démonter un objet et expliquer les principes de son fonctionnement. Le projet TAPIOCA a également permis de renouveler le contenu pédagogique et les équipements pour les matières relevant du domaine de l'informatique d'instrumentation.

1.8.6. Perspectives

Dernièrement, j'ai pris part au groupe de réflexion pour l'ouverture de l'offre de formation DUT MP à travers un contrat d'apprentissage afin d'offrir une alternative au contrat de professionnalisation déjà présent au département MP. L'objectif visé est double : attirer un plus grand nombre d'étudiants bacheliers provenant des filières technologiques et les accompagner vers une insertion professionnelle. Dans ce contexte, je me suis plus particulièrement chargé de l'étude du coût d'une telle offre de formation pour évaluer sa soutenabilité. Cependant, les dernières actualités autour de l'apprentissage et propre au DUT (le DUT 180, un DUT en trois ans !) ont mis ce travail de réflexion en sommeil. Nul doute que cette réflexion reprendra après la mise en place d'un cadre de travail précis. Elle a en revanche permis d'ouvrir le parcours *Instrumentation & Contrôle Industriel* de la licence professionnelle MIMCQ aux contrats d'apprentissage pour la rentrée 2019/2020.

1.9. Production scientifique

Cette partie est consacrée à la présentation quantitative de **ma production scientifique sur l'intervalle 2008-2018**. 2008 correspond à l'année de ma nomination en tant que maître de conférences. Cette production est quantifiée en termes de publications dans des revues, ouvrage, chapitres d'ouvrage, de communications présentées dans des colloques internationaux et nationaux et les brevets. Le tableau suivant présente un bilan quantitatif des publications depuis ma nomination.

Les publications présentant un fond correspondent à des travaux issus de mon doctorat. Le nom des étudiants que j'ai encadrés durant leur thèse sont mis en avant avec la police suivante : **Dupond**.

Tableau 1.4 – Synthèse de l'activité de publication depuis 2008

	2008	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018
RI	1	1	1	1	1	4	1	5	2	3	2
O							1				
CO			1					2			
CIN		1	4	6	4	3	2	8	6	3	5
BR				2		5	3	1			

avec **RI** : Revues Internationales avec comité de lecture, **O** : Ouvrage, **CO** : Chapitres d'ouvrage collectif, **CIN** : Conférences Internationales avec actes et comité de lecture, **BR** : Brevets

1.9.1. Revues internationales avec comité de lecture

- [1] [Valentin Preda](#), [Jérôme Cieslak](#), David Henry, Samir Bennani, Alexandre Falcoz, *Robust microvibration mitigation and pointing performance analysis for high stability spacecraft*, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Wiley, 2018, 28 (18), pp.5688-5716, DOI : 10.1002/rnc.4338, (Impact Factor Thomson Reuters 2017: **3.856**, Scopus SNIP 2015: 1.648)
- [2] [Jing Chang](#), [Jérôme Cieslak](#), Jorge Davila, Jun Zhou, Ali Zolghadri, Zongyi Guo, *A Two-Step Approach for an Enhanced Quadrotor Attitude Estimation via IMU Data*, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Mai 2018, DOI : 10.1109/TCST.2017.2695164, (Impact Factor Thomson Reuters 2016: **3.882**, Scopus SNIP 2016: 2.755)
- [3] [Jing Chang](#), [Jérôme Cieslak](#), Jorge Davila, Ali Zolghadri, Jun Zhou, *Analysis and design of second-order sliding-mode algorithms for quadrotor roll and pitch estimation*, *ISA Transactions*, 2017, 71 (2), pp.495-512, DOI : 10.1016/j.isatra.2017.09.012, (Impact Factor Thomson Reuters 2016: **3.394**, Scopus SNIP 2016: 1.806)
- [4] Zongyi Guo, Jun Zhou, Jianguo Guo, [Jérôme Cieslak](#), [Jing Chang](#), *Coupling characterization-based robust attitude control scheme for hypersonic vehicles*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64 (8), pp.6350-6361., DOI : 10.1109/TIE.2017.2682031, (Impact Factor Thomson Reuters 2016: **7.168**, Scopus SNIP 2016: 3.696)
- [5] [Valentin Preda](#), [Jérôme Cieslak](#), David Henry, Samir Bennani, Alexandre Falcoz, *A H_∞/μ solution for microvibration mitigation in satellites: A case study*, *Journal of Sound and Vibration*, Elsevier, 2017, 399 (7), pp.21-44., DOI : 10.1016/j.jsv.2017.03.015, (Impact Factor Thomson Reuters 2016: **2.593**, Scopus SNIP 2016: 2.162)
- [6] Ali Zolghadri, [Jérôme Cieslak](#), Denis Efimov, Goupil Philippe, Rémy Dayre, *Practical design considerations for successful industrial application of model-based fault detection*, *Annual Reviews in Control*, 2016, 42, pp. 224-231, DOI : 10.1016/j.arcontrol.2016.07.003, (Impact Factor Thomson Reuters 2016: **2.627**, Scopus SNIP 2016 : 2.389)
- [7] Ali Zolghadri, Hervé Leberre, Goupil Philippe, [Anca Gheorghe](#), [Jérôme Cieslak](#), Rémy Dayre, *Parametric Approach to Fault Detection in Aircraft Control Surfaces*, *AIAA Journal*

- of Aircraft*, 2016, 53 (3), pp. 846-855, DOI : 10.2514/1.C032596, (Impact Factor Thomson Reuters 2016: **0.656**, Scopus SNIP 2016 : 1.434)
- [8] Alejandra Ferreira de Loza, **Jérôme Cieslak**, D. Henry, A. Zolghadri, Leonid Fridman, *Output tracking of systems subjected to perturbations and a class of actuator faults based on HOSM observation and identification*, *Automatica*, 59, 200-205 : 10.1016/j.automatica.2015.06.020, (Impact Factor Thomson Reuters 2015: **3.635**, Scopus SNIP 2015: 3.068)
- [9] **Jérôme Cieslak**, Denis Efimov, Ali Zolghadri, David Henry, Philippe Goupil, *Design of a non-homogeneous differentiator for actuator oscillatory failure case reconstruction in noisy environment*, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 2015, 229 (3), pp.266-275. DOI : 10.1177/0959651814561091, (Impact Factor Thomson Reuters 2015: **0.889**, Scopus SNIP 2015 : 0.741)
- [10] Alejandra Ferreira de Loza, **Jérôme Cieslak**, David Henry, Jorge Davila, Ali Zolghadri, *Sensor fault diagnosis using a non-homogeneous high-order sliding mode observer with application to a transport aircraft*, *IET Control Theory and Applications*, 2015, 9 (4), pp.598-607. DOI : 10.1049/iet-cta.2014.0226, (Impact Factor Thomson Reuters 2015: **1.957**, Scopus SNIP 2015: 1.452)
- [11] **Jérôme Cieslak**, Denis Efimov, David Henry, *Transient management of a supervisory fault-tolerant control scheme based on dwell-time conditions*, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2015, 29, pp.123-142. DOI : 10.1002/acs.2465, (Impact Factor Thomson Reuters 2015: **1.368**, Scopus SNIP 2015 : 1.084)
- [12] Jorge Davila, **Jérôme Cieslak**, David Henry, Ali Zolghadri, *Fault tolerant controller for a class of additive faults: a quasi-continuous high-order sliding mode*, *Journal of Physics: Conference Series*, 659, (1), 012005, 2015, (Impact Factor Thomson Reuters 2015: -, Scopus SNIP 2015 : 0.373)
- [13] **Valentin Preda**, **Jérôme Cieslak**, David Henry, Samir Bennani, Alexandre Falcoz, *Microvibration Attenuation based on H_{∞} /LPV Theory for High Stability Space Missions*, *Journal of Physics: Conference Series* 659, (1), 012026, 2015, (Impact Factor Thomson Reuters 2015: -, Scopus SNIP 2015 : 0.373)
- [14] David Henry, **Jérôme Cieslak**, Ali Zolghadri, Denis Efimov, *H_{∞} / H - LPV solutions for fault detection of aircraft actuator faults: Bridging the gap between theory and practice*, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2015, 25 (5), start page 649. DOI : 10.1002/rnc.3157.2014, (Impact Factor Thomson Reuters 2015:**2.527**, Scopus SNIP 2015 : 1.648)
- [15] David Henry, **Jérôme Cieslak**, Ali Zolghadri, Denis Efimov, *A non-conservative H - / H_{∞} solution for early and robust fault diagnosis in aircraft control surface servo-loops*, *Control Engineering Practice*, 2014, 31, pp.183-199. DOI : 10.1016/j.conengprac.2013.12.010, (Impact Factor Thomson Reuters 2014: **1.912**, Scopus SNIP 2014 : 2.626)
- [16] Denis Berdjag, **Jérôme Cieslak**, Ali Zolghadri, *Fault Detection and Isolation of Aircraft Air Data/Inertial system*, *EUCASS Proceedings Series - Advances in AeroSpace Sciences*, 2013, 6, pp.317-332. DOI : 10.1051/eucass/201306317.
- [17] **Anca Gheorghe**, Ali Zolghadri, **Jérôme Cieslak**, Philippe Goupil, Rémy Dayre, Hervé Le Berre, *Model-Based Approaches for Fast and Robust Fault Detection in Aircraft Control*

- Surface Servo-loop: From theory to flight tests*, **IEEE Control Systems Magazine**, 2013, 33 (3), pp.20 - 84. DOI : 10.1109/MCS.2013.2249417, (Impact Factor Thomson Reuters **2.372**, Scopus SNIP 2013 : 3.097)
- [18] Denis Efimov, **Jerome Cieslak**, David Henry, *Supervisory Fault Tolerant Control with Mutual Performance Optimization*, **International Journal of Adaptive Control and Signal Processing**, 2013, 27 (4), pp 251-279. DOI : 10.1002/acs.2296, (Impact Factor Thomson Reuters 2013: 1.656, Scopus SNIP 2013 : 1.256)
- [19] Denis Efimov, **Jérôme Cieslak**, Ali Zolghadri, David Henry, *Actuator fault detection in aircraft systems: Oscillatory Failure Case study*, **Annual Reviews in Control**, 2013, 37 (1), pp.180 - 190. DOI : 10.1016/j.arcontrol.2013.04.007, (Impact Factor Thomson Reuters 2013: **1.878**, Scopus SNIP 2013 : 3.907)
- [20] Denis Berdjag, **Jérôme Cieslak**, Ali Zolghadri, *Fault diagnosis and monitoring of oscillatory failure case in aircraft inertial system*, **Control Engineering Practice**, 2012, Vol 20 (issue 12), pp.1410-1425, (Impact Factor Thomson Reuters 2012: **1.669**, Scopus SNIP 2012 : 3.118)
- [21] Ali Zolghadri, **Anca Gheorghe**, **Jérôme Cieslak**, David Henry, Philippe Goupil, Rémy Dayre, Hervé Leberre, *Model-based Solution to Robust and Early Detection of Control Surface Runaways*, **SAE International Journal of Aerospace**, 2011, 4 (2), pp.1500-1505. DOI : 10.4271/2011-01-2803, (Impact Factor Thomson Reuters 2011 : -, Scopus SNIP 2010 : 0.198)
- [22] **Jerome Cieslak**, David Henry, Ali Zolghadri, *Fault Tolerant Flight Control: From Theory to Piloted Flight Simulator Experiments*, **IET Control Theory and Applications**, 2010, 4 (8), pp.1451-1461. DOI : 10.1049/iet-cta.2009.0146, (Impact Factor Thomson Reuters 2010 : **1.283**, Scopus SNIP 2010 : 2.189)
- [23] **Jérôme Cieslak**, David Henry, Ali Zolghadri, *Vers la gestion globale des interactions "commande - diagnostic" : Analyse et synthèse*, **Journal Européen des Systèmes Automatisés (JESA)**, 2009, 43 (1-2), pp.133-163. DOI : 10.3166/jesa.43.133-163, (Impact Factor Thomson Reuters 2009 : -, Scopus SNIP 2009 : 0.331)
- [24] **Jerome Cieslak**, David Henry, Ali Zolghadri, *Development of an Active Fault Tolerant Flight Control Strategy*, **AIAA Journal of Guidance, Control, and Dynamics**, 2008, 31 (1), pp. 135-147, (Impact Factor Thomson Reuters 2008: **0.995**, Scopus SNIP 2008: 4.733)

1.9.2. Ouvrage scientifique

- [25] Ali Zolghadri, David Henry, **Jérôme Cieslak**, Denis Efimov, Philippe Goupil, *Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control and Guidance for Aerospace Vehicles: From theory to application*, **Advances in Industrial Control, Springer London Ltd**, pp.216, 2014, 978-1-4471-5312-2. DOI : 10.1007/978-1-4471-5313-9

1.9.3. Chapitres d'ouvrage collectif

- [26] Alejandra Ferreira de Loza, **Jérôme Cieslak**, David Henry, Ali Zolghadri, Leonid Fridman, *Robust Output Tracking of a 3DOF Helicopter via High-Order Sliding Mode Observers*, **Advances in Aerospace Guidance, Navigation and Control, Springer International Publishing**, pp.67-80, 2015, 978-3-319-17517-1. DOI : 10.1007/978-3-319-17518-8_5

- [27] **Jérôme Cieslak**, Alejandra Ferreira de Loza, David Henry, Jorge Davila, Ali Zolghadri, *Sliding Mode Observers for Fault Estimation in Multisensor Avionics Systems*, **Advances in Aerospace Guidance, Navigation and Control**, Springer International Publishing, pp.323-342, 2015, 978-3-319-17517-1. DOI : 10.1007/978-3-319-17518-8_19
- [28] **Jerome Cieslak**, David Henry, Ali Zolghadri, *A FTC strategy for safe recovery against trimmable horizontal stabilizer failure with guaranteed nominal performances*, **Fault Tolerant Flight Control: A Benchmark Challenge**, Springer Verlag, pp.337-361, 2010.

1.9.4. Communications internationales avec actes et comité de lecture

- [29] **Jazmìn Zenteno Torres**, **Jérôme Cieslak**, David Henry, Jorge Davila, *A Tracking Backstepping Sliding Mode Control for Spacecraft Rendezvous with a Passive Target*, **12th UKACC International Conference on Control**, Sep 2018, Sheffield, United Kingdom
- [30] Jérémy Michel, **Jérôme Cieslak**, Laurent Gonthier, Grégory Zacharewicz, *Improved Learning Outcomes in Labview for Undergraduate Students with Lego Mindstorms NXT Kit*, **SummerSim-SCSC 2018, Society for Modeling and Simulation (SCS) International**, Jul 2018, Bordeaux, France
- [31] **Jérôme Cieslak**, David Gucik-Derigny, *Introduction of a Prognostic Decision Making in a Fault Tolerant Control Context*, **10th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes**, Août 2018, Warsaw, Pologne
- [32] **Jing Chang**, Zongyi Guo, Rui Duan, **Jérôme Cieslak**, *A fault tolerant control scheme for the reentry vehicle with reduced control effort*, **10th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes**, Août 2018, Warsaw, Pologne
- [33] **Jérôme Cieslak**, David Henry, *A Switching Fault-Hiding Mechanism based on Virtual Actuators and Dwell-Time Conditions*, **10th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes**, Août 2018, Warsaw, Pologne
- [34] **Jazmìn Zenteno Torres**, **Jérôme Cieslak**, David Henry, Jorge Davila, *Fault Compensability Criteria with Application to a Rendezvous Mission Around Mars*, **14th International Workshop on Advanced Control and Diagnosis**, Nov 2017, Bucharest, Romania
- [35] Ali Zolghadri, **Jérôme Cieslak**, Goupil Philippe, Rémy Dayre, *Turning theory to practice in model-based FDI: Successful application to new generation Airbus aircraft*, **20th IFAC World Congress**, Jul 2017, Toulouse, France. IFAC, 2017
- [36] **Valentin Preda**, **Jérôme Cieslak**, David Henry, Samir Bennani, Alexandre Falcoz, *Robust Control Design in a Non-Smooth H_∞ / μ Setting for Spacecraft Microvibration Attenuation*, **10th International ESA Conference on Guidance, Navigation & Control Systems**, May 2017, Salzburg, Austria. 2017
- [37] **Jérôme Cieslak**, Ali Zolghadri, Goupil Philippe, Rémy Dayre. *A Comparative Study of Three Differentiation Schemes for the Detection of Runaway Faults in Aircraft control surfaces*, **Proceedings of the 20th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace**, Aug 2016, Sherbrooke, Canada. 2016,

- [38] [Jing Chang](#), [Jérôme Cieslak](#), Jorge Davila, Ali Zolghadri, Jun Zhou, *Adaptive Second-order Sliding Mode Observer for Quadrotor Attitude Estimation*, *IEEE. American Control Conference*, Jul 2016, Boston, United States. 2016,
- [39] Jorge Davila, [Jérôme Cieslak](#), David Henry, Ali Zolghadri, Francisco Javier Bejarano, *A fault tolerant controller based on quasi-continuous high-order sliding mode technique*, *American Control Conference*, Jul 2016, Boston, United States. 2016,
- [40] [Jing Chang](#), [Jérôme Cieslak](#), Ali Zolghadri, Jorge Davila, Jun Zhou, *Quadrotor attitude estimation with gyroscope bias reconstruction capabilities*, *IFAC. 4th IFAC International Conference on Intelligent Control and Automation Sciences*, Jun 2016, Reims, France
- [41] Jorge Davila, [Jérôme Cieslak](#), David Henry, *Fault tolerant attitude controller for a class of additive faults via High-Order Sliding Modes*, *4th IFAC International Conference on Intelligent Control and Automation Sciences*, Jun 2016, Reims, France
- [42] Goupil Philippe, Ali Zolghadri, [Jérôme Cieslak](#), Rémy Dayre, *HYDRAULIC ACTUATOR FAULT DETECTION AND DIAGNOSIS: A ROBUST PARAMETRIC DECISION TEST*, *Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components*, Mar 2016, Toulouse, France. 2016
- [43] [Jing Chang](#), [Jérôme Cieslak](#), Ali Zolghadri, Jorge Davila, Jun Zhou, *Design of sliding mode observers for quadrotor pitch/roll angle estimation via IMU measurements*, *IEEE Workshop on Research, Education and Development of Unmanned Aerial Systems*, Nov 2015, Cancun, Mexico. 2015
- [44] Jorge Davila, [Jérôme Cieslak](#), David Henry, Ali Zolghadri, *Fault tolerant controller for a class of additive faults: a quasi-continuous high-order sliding mode*, *12th European Workshop on Advanced Control and Diagnosis (ACD 2015)*, Nov 2015.
- [45] [Valentin Preda](#), [Jérôme Cieslak](#), David Henry, Samir Bennani, Alexandre Falcoz, *Microvibration Attenuation based on H_{∞} /LPV Theory for High Stability Space Missions*, *12th European Workshop on Advanced Control and Diagnosis (ACD 2015)*, Nov 2015.
- [46] [Valentin Preda](#), [Jérôme Cieslak](#), David Henry, Samir Bennani, Alexandre Falcoz, *LPV Control for Multi-harmonic Microvibration Attenuation: Application to High Stability Space Missions*, *1st IFAC Workshop on Linear Parameter Varying systems*, Oct 2015, Grenoble, France
- [47] Ali Zolghadri, [Jérôme Cieslak](#), Denis Efimov, David Henry, Goupil Philippe, Rémy Dayre, Anca Gheorghe, Hervé Le Berre, *Signal and model-based fault detection for aircraft systems*, Preprints, *9th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes*, Sep 2015, Paris, France.,
- [48] [Valentin Preda](#), [Jérôme Cieslak](#), David Henry, Alexandre Falcoz, Samir Bennani, *LPV Control for Active Vibration Mitigation in High Stability Space Missions: A Comparative Study*, *8th IFAC Symposium on Robust Control Design*, Bratislava, Czech Republic. 2015
- [49] Alexandra Ferreira de Loza, [Jérôme Cieslak](#), David Henry, Ali Zolghadri, Leonid Fridman, *Robust output tracking of a 3DOF helicopter via high-order sliding mode observers*, *Euro GNC 2015*, 2015, Toulouse, France. 2015
- [50] [Jérôme Cieslak](#), Alexandra Ferreira, David Henry, Davila Jorge, Ali Zolghadri, *Sliding mode observers for fault estimation in multisensor avionics systems*, *Euro GNC 2015*, Toulouse, France

- [51] **Jérôme Cieslak**, David Henry, Denis Efimov, Ali Zolghadri, *Enhanced distinguishability in Supervisory Fault Tolerant Control*, **IFAC World Congress'14**, Aug 2014, Cape Town, South Africa. 2014
- [52] **Jérôme Cieslak**, Denis Efimov, Ali Zolghadri, **Anca Gheorghe**, Philippe Goupil, Rémy Dayre, *A Method for Actuator Lock-in-place Failure Detection in Aircraft Control Surface Servo-loops*, **IFAC World Congress'14**, Aug 2014, Cape Town, South Africa. 2014
- [53] Philippe Goupil, Ali Zolghadri, **Anca Gheorghe**, **Jérôme Cieslak**, Rémy Dayre, *Advanced model-based Fault Detection and Diagnosis for civil aircraft structural design optimization*, **IEEE Conference on Control and Fault Tolerant Systems**, Oct 2013, Nice, France. 2013
- [54] **Jérôme Cieslak**, Denis Efimov, Ali Zolghadri, David Henry, Philippe Goupil, *Oscillatory Failure Case Detection for Aircraft using Non - Homogeneous Differentiator in Noisy Environment*, **2nd CEAS Specialist Conference on Guidance, Navigation & Control**, Apr 2013, Delft, Netherlands. co-sponsored by IEEE
- [55] **Anca Gheorghe**, Ali Zolghadri, **Jérôme Cieslak**, David Henry, Philippe Goupil, Rémy Dayre, Hervé Le Berre, *Detection of abnormal aircraft control surface positions using a robust parametric test*, **2nd CEAS Specialist Conference on Guidance, Navigation & Control**, Apr 2013, Delft, Netherlands. 2013
- [56] David Henry, Ali Zolghadri, **Jerome Cieslak**, Denis Efimov, *A LPV approach for early fault detection in aircraft control surfaces servo-loops*, **IFAC SAFEPROCESS'2012**, Aug 2012, Mexico.
- [57] **Jerome Cieslak**, Denis Efimov, David Henry, *Supervisory Fault Tolerant Control Scheme based on Bumpless scheme and Dwell-time Conditions*, **IFAC SAFEPROCESS'2012**, Aug 2012, Mexico.
- [58] Denis Efimov, Ali Zolghadri, **Jérôme Cieslak**, Henry David, *INPUT ESTIMATION VIA SLIDING-MODE DIFFERENTIATION FOR EARLY OFC DETECTION*, **IFAC SAFEPROCESS 2012**, Aug 2012, Mexico. 2012
- [59] Philippe Goupil, Ali Zolghadri, **Anca Gheorghe**, **Jérôme Cieslak**, Rémy Dayre, Hervé Leberre, *AIRBUS EFFORTS TOWARDS ADVANCED FAULT DIAGNOSIS FOR FLIGHT CONTROL SYSTEM ACTUATORS*, **International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components**, Toulouse, France. 2012
- [60] **Anca Gheorghe**, Ali Zolghadri, **Jérôme Cieslak**, David Henry, Philippe Goupil, Rémy Dayre, Hervé Leberre, *Early detection of aircraft control surface faults by dedicated Kalman filtering: runaways and jammings*, **9th European Workshop on Advanced Control and Diagnosis**, Nov 2011, Budapest, Hungary. 2011
- [61] David Henry, **Jérôme Cieslak**, Ali Zolghadri, Denis Efimov, *A H_∞/H - approach for Fault Diagnosis in Electrical Aircraft Flight Control Systems*, **9th European Workshop on Advanced Control and Diagnosis**, Nov 2011, Budapest, Hungary. 2011
- [62] Ali Zolghadri, **Anca Gheorghe**, **Jérôme Cieslak**, David Henry, Philippe Goupil, Rémy Dayre, Hervé Leberre, *A Model-based Solution to Robust and Early Detection of Control Surface Runaways*, **SAE AeroTech Congress & Exhibition**, Oct 2011, Toulouse, France.
- [63] Denis Efimov, **Jérôme Cieslak**, David Henry, *Supervisory fault tolerant control based on dwell-time conditions*, **Proc. IFAC WC 2011**, Aug 2011, Milan, Italy. pp.1-6, 2011

- [64] David Henry, **Jerome Cieslak**, Ali Zolghadri, Denis Efimov, *Fault Detection and Diagnosis in Electrical Aircraft Flight Control System*, *AIAA conference GNC*, Aug 2011, United States. pp.NC, 2011
- [65] Denis Berdjag, Ali Zolghadri, **Jérome Cieslak**, *Fault Detection and Isolation of aircraft air data/inertial system*, *4TH EUROPEAN CONFERENCE FOR AEROSPACE SCIENCES*, 2011, Russia. 2011
- [66] Denis Berdjag, Ali Zolghadri, **Jérome Cieslak**, Philippe Goupil, *Fault Detection and Isolation for Redundant Aircraft Sensors*, *IEEE Conference on Control and Fault Tolerant Systems*, Nice, France. pp.137-142, 2010
- [67] **Jerome Cieslak**, Denis Efimov, David Henry, *Observer-based structures to Active Fault Tolerant Control Problems*, *IEEE Conference on Control and Fault Tolerant Systems (SysTol'2010)*, 2010, France.
- [68] Denis Efimov, **Jérome Cieslak**, David Henry, *Supervisory Fault Tolerant Control Via Common Lyapunov Function Approach*, *IEEE Conference on Control and Fault Tolerant Systems* Nice, France, October 6-8, 2010
- [69] **Jerome Cieslak**, David Henry, Ali Zolghadri, *A solution for management of fault diagnostic and fault tolerance performances in active FTC schemes*, *18th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace (ACA'2010)*, Japan. 2010
- [70] **Jerome Cieslak**, David Henry, Ali Zolghadri, *Design of Fault Tolerant Control Systems: a Flight Simulator Experiment*, *Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes (SafeProcess 2009)*, 2009, Spain

1.9.5. Brevets

- [71] *Procédé et dispositif de détection du blocage d'une gouverne d'aéronef*, **Gheorghe Anca**, Zolghadri Ali, **Cieslak Jérôme**, Goupil Philippe, Dayre Rémy, Le Berre Hervé, Henry David, *FR20110060156 (2011-11-08)*
- [72] *Procédé et dispositif de détection de l'embarquement d'une gouverne d'aéronef*, Zolghadri Ali, **Gheorghe Anca**, **Cieslak Jérôme**; Goupil Philippe, Dayre Rémy, Le Berre Hervé, *FR20110056900 (2011-07-28)*
- [73] *Method And Device For Detecting An Uncontrolled Movement Of An Aircraft Control Surface*, **Cieslak Jérôme**; Zolghadri Ali, **Gheorghe Anca**, Goupil Philippe, Dayre Rémy, Le Berre Hervé, *US Patent 20,130,026,287*. Jan. 2013
- [74] *Method and device for detecting the deployment of an aircraft control surface*, **Cieslak Jérôme**; Zolghadri Ali, **Gheorghe Anca**, Goupil Philippe, Dayre Rémy, Le Berre Hervé, *EP Patent 2551191 A1*. Jan. 2013,
- [75] *Procédé et dispositif de détection d'une position anormale d'une gouverne d'aéronef à l'aide d'un test paramétrique*, **Gheorghe Anca**, Zolghadri Ali, **Cieslak Jérôme**, Goupil Philippe, Dayre Rémy, Le Berre Hervé, Henry David, *FR20130051502*. (Feb. 2013)
- [76] *Method and Device for detecting the jamming of an aircraft control surface*, **Gheorghe Anca**, Zolghadri Ali, **Cieslak Jérôme**, Goupil Philippe, Dayre Rémy, Le Berre Hervé, Henry David, *US Patent 20,130,116,863*. Mai. 2013 et *US Patent US 8755956 B2*, Juin 2014

- [77] *Procédé et dispositif de détection d'une anomalie sur un aéronef*, Cieslak Jérôme, Efimov Denis, Zolghadri Ali, [Gheorghe Anca](#), Goupil Philippe, Dayre Rémy *FR20130055665*. (Juin. 2013), et *FR3007162 (B1)* (décembre 2016)
- [78] *Method And system For Detecting jamming and/or uncontrolled movement of an aircraft control surface*, [Gheorghe Anca](#), Cieslak Jérôme, Zolghadri Ali, Goupil Philippe, Dayre Rémy, Le Berre Hervé, Henry David, *US Patent 20,140,236,396*. Aout 2014, et *US Patent, 9,128,482*, Aout 2015
- [79] *Method And Device For Detecting A Failure on an Aircraft*, Cieslak Jérôme, Efimov Denis, Zolghadri Ali, [Gheorghe Anca](#), Goupil Philippe, Dayre Rémy, *US Patent 20,140,372,078*. Dec. 2014.

Chapitre 2

Contribution à la maîtrise des transitoires causés par l'activation de méthodes d'accommodation de défauts

C'est au sein du transitoire que l'homme s'accomplit, ou jamais.

Simone de Beauvoir

Sommaire :

Chapitre 2	41
Contribution à la maîtrise des transitoires causés par l'activation de méthodes d'accommodation de défauts	41
2.1. Introduction	43
2.2. Positionnement du contexte : retour en l'an 2008.....	43
2.3. Méthode d'accommodation à base de normes	46
2.4. Commande supervisée pour l'accommodation de défauts	58
2.5. Dissimulation de défauts à travers un banc d'actionneurs virtuels	83
2.6. Accommodation de défauts basée sur la théorie des modes glissants..	96
2.7. Conclusion.....	108

2.1. Introduction

L'introduction de nouveaux matériaux dans la conception de systèmes, le recours croissant à des dispositifs intelligents pour répondre aux nouveaux défis sociétaux qui sont contraints par une volonté saine d'être respectueux de l'environnement et de l'humain à des coûts réduits, font clairement de l'autonomie des systèmes un enjeu crucial dans les programmes de développement d'aujourd'hui et probablement ceux de demain [V18]. Dans le cadre de mes activités de recherche, je me suis principalement intéressé à la mise en place de dispositifs de contrôle/commande et de surveillance pour résister à l'apparition d'un défaut, tout en restant fonctionnels et en délivrant, sans intervention humaine, un service sûr.

L'appellation retenue dans la littérature pour définir une stratégie de contrôle des systèmes permettant d'accommoder l'effet d'une défaillance est la commande tolérante aux défauts (l'acronyme anglophone FTC pour *Fault Tolerant Control* sera utilisé par la suite) [AAB00], [ZJ08], [NTP09], [YBC10], [ZHC14], [Ro18]. Parmi les méthodes FTC, on distingue deux classes : les approches dites *passives* et celles dites *actives*. Les premières s'inspirent des techniques de la commande robuste et consistent à développer un algorithme de commande unique garantissant des performances équivalentes en régime normal de fonctionnement et lors de situations où des éléments sont défaillants. C'est une solution simple mais qui pêche dans le niveau de performance atteignable en situation saine de fonctionnement à cause de cette insensibilité aux défauts. Pour pallier cette insuffisance, les méthodes *actives* intègrent des méthodes de surveillance leur permettant de détecter de façon autonome l'apparition d'une panne (l'acronyme anglophone FDD pour *Fault Detection and Diagnosis* sera utilisé par la suite), pour ensuite réaliser les corrections nécessaires à travers un mécanisme de reconfiguration et restaurer un comportement sain, ou acceptable, du système.

En dépit d'une interaction évidente entre les tâches de diagnostic et les actions d'accommodation de l'effet d'un défaut, ces deux axes de recherche ont souvent été étudiés séparément [ZJ08]. Par exemple, la tâche de diagnostic est supposée parfaite (en d'autres mots, on détecte et localise instantanément la panne) pour une grande majorité des méthodes FTC. Malheureusement, un faible retard à la détection peut affecter irrémédiablement la stabilité et les niveaux de performances du système commandé. Dans ce contexte, j'ai orienté mon activité de recherche amont développée dans ce chapitre sur le développement de méthodes capables de prendre en considération les interactions entre les tâches de diagnostics et de reconfiguration des lois de commande, tout en réduisant l'amplitude des transitoires causés par l'activation des solutions tolérantes aux défauts. Dans un souci de pédagogie, les différents développements méthodologiques de ce chapitre seront illustrés sur des exemples académiques.

2.2. Positionnement du contexte : retour en l'an 2008

Les stratégies de commande tolérante aux défauts ont pour but de conserver la maîtrise du comportement dynamique du système commandé en dépit de la présence d'un

dysfonctionnement. Différentes causes peuvent être à l'origine de ces dysfonctionnements. Les *défaillances internes* résultent de différents facteurs plus ou moins maîtrisés : vieillissement, fatigue, maintenance mal adaptée. Elles produisent des dysfonctionnements des matériels, comme par exemple une défaillance de la structure physique (composants internes), du système de perception (capteurs) ou une défaillance du système d'action (actionneurs). Les *défaillances externes* résultent de l'action de l'environnement dans lequel le système évolue (perturbations, erreurs des opérateurs humains,...). Dans le cadre de ce travail, on s'intéresse au cas des défaillances dites internes qui affectent directement la dynamique du système à contrôler. Les défauts correspondent alors à des événements qui peuvent survenir dans différentes composantes d'un système comme le présente la figure 2.1 [FAK01]. Ils peuvent être classifiés selon une échelle de sévérité allant de la détérioration complète d'un composant (valve d'un propulseur restant complètement fermée, ...), au dysfonctionnement partiel (fuite hydraulique ou pneumatique, ...). Les défauts peuvent ainsi être modélisés en utilisant soit une forme additive, soit une forme multiplicative. Généralement, les défauts additifs correspondent aux changements constatés indépendamment des entrées connues. Les défauts multiplicatifs, quant à eux, correspondent à des changements de paramètres (abrupts ou gradués) qui modifient l'évolution des sorties du système à contrôler et dont l'amplitude dépend des entrées connues.

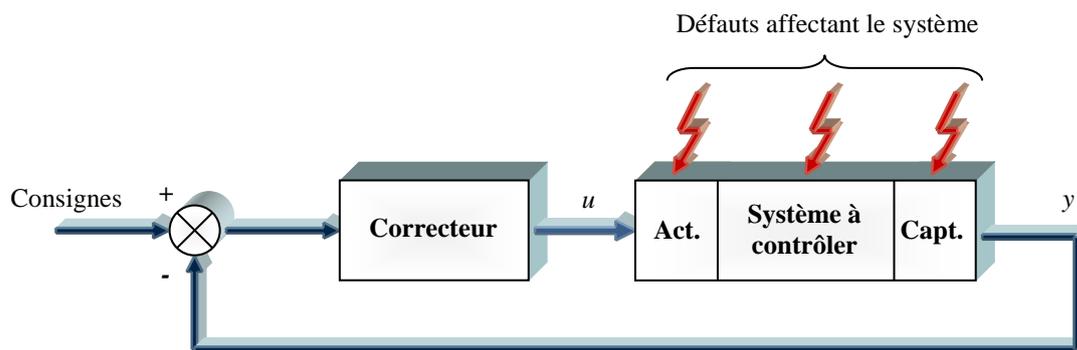


Figure 2.1 - Défauts affectant un système commandé

Tout au long de ce document, le terme « défaut » ou « faute » est utilisé pour désigner une anomalie de comportement au sein d'un système physique. Cela correspond à une déviation non permise d'au moins une propriété ou d'un paramètre caractéristique du système surveillé [Is93]. Le terme « défaillance » désigne habituellement une anomalie fonctionnelle entraînant une interruption permanente de la capacité du système à assurer une fonction requise, dans des conditions opérationnelles spécifiques [BSW01]. Par abus de langage, le terme « défaillance » sera parfois employé pour désigner une anomalie de comportement. Le vocable générique « commande » correspond à un processus de modification du comportement d'un système pour obtenir le comportement imposé par un cahier des charges. Le comportement désiré du système est alors assuré par une loi de commande qui, en présence d'un défaut, peut conduire à des comportements inacceptables (instabilité du système commandé, ...). Ainsi, la tâche principale qui incombe à la commande tolérante aux défauts est de synthétiser des lois de commande qui permettent de maintenir (ou retrouver) un

niveau de performances pour une situation défailante, proche de celui obtenu en régime normal de fonctionnement.

Les méthodes FTC sont généralement classées en deux parties : les approches *passives* et *actives*. Dans ce manuscrit, nous nous focalisons sur la seconde classe des solutions FTC, et plus particulièrement sur les méthodes d'accommodation de défauts qui exploitent les redondances analytiques du système à commander pour compenser l'effet du défaut sur ce dernier. Les approches dites *actives* se caractérisent par la présence d'un module de détection et localisation de défaut (l'acronyme anglophone FDI pour *Fault Detection and Isolation* sera employé par la suite). En fonction de la sévérité du défaut détecté et localisé, un nouvel ensemble de paramètres de la loi de commande ou une nouvelle structure de commande peuvent être appliqués. Notons que dans ce cadre, les entrées/sorties entre le correcteur et le système à contrôler restent elles inchangées. De très bons états de l'art sur l'analyse de ces méthodes ont été rédigés, voir la liste non exhaustive des références suivantes : [Pat97], [AAB00], [BSW01], [BKL03], [ZJ03a], [Ka04], [ZJ06]. Il faut attendre l'année 2008 pour avoir une synthèse complète des différentes classifications publiées dans la littérature avec le travail de Youmin Zhang et Jin Jiang [ZJ08]. Comme l'atteste le nombre de citations de cette synthèse (plus de 1700 citations en novembre 2018 sur le site Google Scholar), ce travail a été considéré comme une référence sur les actions de recherche relevant de la commande tolérante aux fautes. On y retrouve une bibliographie très complète recensant les stratégies d'accommodation de défauts depuis le début des années 70 basées sur :

- la méthode de la pseudo-inverse [GA91] et ses dérivées permettant d'améliorer l'idée originelle [GA92], [BOI01], [Sta05a], [Sta05b], [CSC06] ;
- l'idée initialement introduite par [ASC83] portant sur le placement de structure propre [KA96], [Ts99], [WL00] ;
- la commande prédictive à base de modèle [Mac97], [KM99], [MJ03], [HV07], [SDL08] ;
- la commande par gain séquencé [Ru92], [SA92]; [NS99] ;
- la commande adaptative utilisant l'estimation en ligne de certains paramètres [Hu97], [BG97], [ZJ02], [Sta05a], [Sta05b], [CSC06], [JSC06] ;
- l'approche multi-modèles [TNS98], [NSH00], [YIB00], [ZJ01], [BM02], [TNP02], [TSP03] ;
- Les approches dont la synthèse est basée sur la minimisation d'un critère H_∞ ou H_2 pour les systèmes linéaires invariant dans le temps (LTI) [SHNT02], [SYJ06], [ZR01], [CZ03a], [CMZ04] et linéaires à paramètres variant dans le temps (LPV) [BVSM99], [CP01], [GMB02], [GSB05], [Rod05], [GB06], [WPC06] ;

pour en nommer certaines. Mais si le travail de [ZJ08] a reçu une attention particulière vis-à-vis de la communauté FTC, c'est en grande partie due au fait que les auteurs ont pris l'initiative de recenser 13 problèmes ouverts. Les travaux de recherches présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans une volonté d'apporter, modestement, des éléments de réponses

pour traiter 7 des 13 verrous cités qui permettront d'élever la maturité des solutions FTC. Plus précisément, les directions choisies ont été pensées afin de répondre aux problèmes pour :

- **P.2.** la synthèse couplée (ou intégrée) de filtres de diagnostic et de lois de commande tolérante aux fautes (section 4.2 de [ZJ08]) ;
- **P.3.** le développement de solutions permettant d'assurer un fonctionnement fiable, même si en partie dégradé, *i.e.* avec un niveau de performance moins élevé qu'en situation non défaillante (section 4.3 de [ZJ08]) ;
- **P.5.** proposer des solutions viables pour les systèmes non linéaires (section 4.5 de [ZJ08]) ;
- **P.6.** prendre en compte les contraintes de saturations sur les signaux d'entrées et de sorties (section 4.6 de [ZJ08]) ;
- **P.7.** prendre en compte les imperfections du module de diagnostic et du retard lié au mécanisme de reconfiguration (section 4.7 de [ZJ08]) ;
- **P.10.** gérer les comportements transitoires après une reconfiguration (section 4.10 de [ZJ08]) ;
- **P.13.** prendre en compte les considérations « pratiques » pour un transfert de technologie fiable (section 4.13 de [ZJ08]) ;

Si le problème mentionné en **P.13** sera naturellement abordé dans le chapitre 3 du document où l'on mettra de côté les exemples académiques pour aborder des problématiques proposées par des acteurs industriels majeurs, il trouve également place dans ce chapitre avec la volonté de maintenir la loi de commande nominale déjà en place. C'est à partir de ces conditions initiales que les méthodes développées ci-après ont pris naissance.

2.3. Méthode d'accommodation à base de normes

Avant de développer les différentes stratégies que j'ai pu développer, le schéma conventionnel d'une boucle de commande est présenté sur la figure 2.2. G correspond à un modèle (linéaire ou non) du système à contrôler et K_I représente le dispositif de commande qui génère le signal de commande u_o pour assurer les spécifications attendues en termes d'amortissement, de temps de réponse, écart en régime stationnaire par rapport au signal de consigne y_{ref} , ... dans une situation saine, *i.e.* sans défaut. Dans de nombreuses situations pratiques, le correcteur K_I ne doit pas être modifié pour ne pas remettre en cause sa validation/certification. Ce constat est à l'origine d'une contrainte que je me suis imposé en maintenant K_I dans la plus part des solutions développées pour prendre en compte la recommandation soulignée par le point **P.13** de la section 2.2.

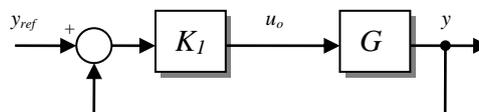


Figure 2.2 – Boucle de commande conventionnelle

Dans son principe, la solution proposée dans cette section [CHZ08, CHZ09, CHZ10, CHZ10b] s’inspire de la structure GIMC (*Generalized Internal Model Control*) présentée dans [ZR01]. L’architecture est fondée sur les trois principaux blocs fonctionnels d’une approche active de la commande tolérante aux fautes, à savoir :

- un bloc permettant de générer un signal indicateur de défauts (également appelé résidu). Dans un contexte LTI (pour *Linear Time Invariant*), il est possible de représenter ce bloc par les filtres linéaires H_y et H_u . Le vecteur de résidus $r \in \mathfrak{R}^l$ est donné par

$$r(s) = H_u(s)u_o(s) + H_y(s)y(s) \quad (2.1)$$

où $u_o \in \mathfrak{R}^m$ et $y \in \mathfrak{R}^p$ représentent respectivement le signal de commande délivré par la loi de commande en place K_I et les sorties mesurées.

- un mécanisme d’activation de la loi de commande tolérante (ici, il s’agit d’une logique de commutation).
- un régulateur « local » tolérant aux défauts \tilde{K} qui délivre le signal de compensation $\tilde{u} \in \mathfrak{R}^m$ défini tel que :

$$\tilde{u}(s) = \tilde{K}(s)r(s) \quad (2.2)$$

L’architecture FTC retenue, donnée par la figure 2.3, revient donc à compléter le signal de commande nominale, sans altérer la loi de commande nominale K_I . Plus précisément, en situation non défaillante, la boucle tolérante composée des filtres H_y , H_u et \tilde{K} , n’est pas activée et le système est seulement contrôlé par la loi de commande nominale K_I , *i.e.* $u(t) = u_o(t)$. Par conséquent, les performances nominales (situation non défaillante) sont entièrement préservées. Dès qu’un défaut est détecté par l’algorithme de diagnostic, la stratégie tolérante est activée et la loi de commande est reconfigurée en ajoutant le signal de compensation \tilde{u} au signal de commande nominal u_o . Le nouveau signal de commande est alors donné par $u(t) = u_o(t) + \tilde{u}(t)$.

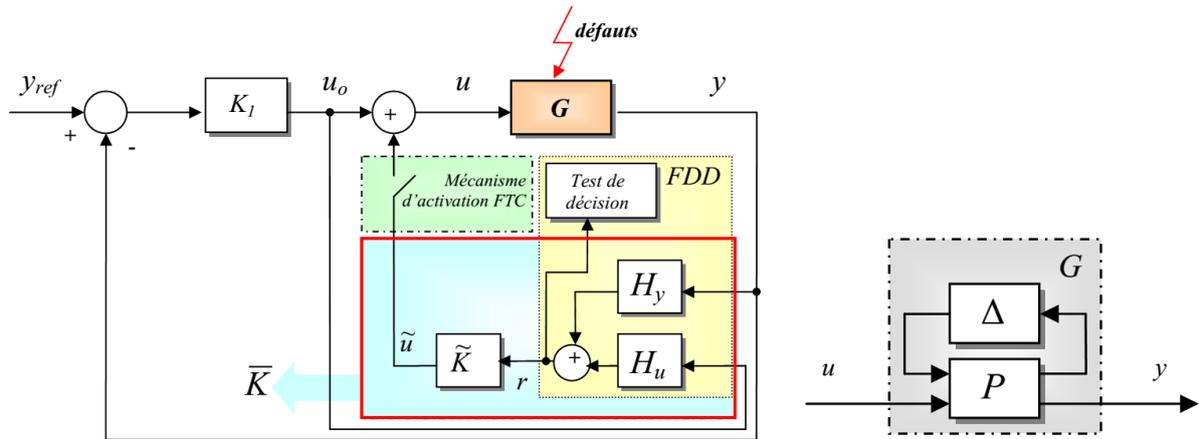


Figure 2.3 – a) Première architecture FTC retenue

b) famille de modèle G

Soit (A, B, C, D) , $(\tilde{A}, \tilde{B}, \tilde{C}, \tilde{D})$, (A_u, B_u, C_u, D_u) , (A_c, B_c, C_c, D_c) et (A_y, B_y, C_y, D_y) , les représentations d’état respectives de G , \tilde{K} , H_u , K_I et H_y et notons $x \in \mathfrak{R}^n$, $\tilde{x} \in \mathfrak{R}^{\tilde{n}}$,

$x_y \in \mathfrak{R}^{n_y}$, $x_c \in \mathfrak{R}^{n_c}$ et $x_u \in \mathfrak{R}^{n_u}$ les vecteurs d'état respectifs de G , \tilde{K} , H_y , K_I et H_u . Supposons également que la stratégie tolérante est activée. L'analyse de l'architecture donnée par la figure 2.3 [CHZ09] a permis d'obtenir la dynamique suivante pour l'architecture FTC retenue :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} \dot{x}_G \\ \dot{x}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_G - B_G D_c N C_G & B_G C_c - B_G D_c N D_G C_c \\ -B_c N C_G & A_c - B_c N D_G C_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_G \\ x_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_G D_c (I - N D_G D_c) \\ B_c (I - N D_G D_c) \end{pmatrix} y_{ref} \\ y = (N C_G \quad N D_G C_c) \begin{pmatrix} x_G \\ x_c \end{pmatrix} + (N D_G D_c) y_{ref} \end{cases} \quad (2.3)$$

où $x_G = (x^T \quad \tilde{x}^T \quad x_y^T \quad x_u^T)^T$ et $N = (I + D_G D_c)^{-1}$. Les autres matrices de l'équation (2.3) sont données pour $M = (I - \tilde{D} D_y D)^{-1}$ par :

$$\begin{aligned} A_G &= \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ 0 & A_u \end{pmatrix}, B_G = \begin{pmatrix} B_{FTC} \\ B_u \end{pmatrix}, D_G = DM(I + \tilde{D} D_u), B_{FTC} = \begin{pmatrix} BM(I + \tilde{D} D_u) \\ \tilde{B}(D_u + D_y DM(I + \tilde{D} D_u)) \\ B_y DM(I + \tilde{D} D_u) \end{pmatrix}, \\ C_G &= (C_{FTC_1} \quad C_{FTC_2}), C_{FTC_1} = (C + DM\tilde{D} D_y C \quad DM\tilde{C} \quad DM\tilde{D} C_y), C_{FTC_2} = (DM\tilde{D} C_u), \\ A_{11} &= \begin{pmatrix} A + BM\tilde{D} D_y C & BM\tilde{C} & BM\tilde{D} C_y \\ \tilde{B} D_y (C + DM\tilde{D} D_y C) & \tilde{A} + \tilde{B} D_y DM\tilde{C} & \tilde{B}(I + D_y DM\tilde{D}) C_y \\ B_y (I + DM\tilde{D} D_y) C & B_y DM\tilde{C} & A_y + B_y DM\tilde{D} C_y \end{pmatrix}, A_{12} = \begin{pmatrix} BM\tilde{D} C_u \\ \tilde{B}(I + D_y DM\tilde{D}) C_u \\ B_y DM\tilde{D} C_u \end{pmatrix}, \end{aligned}$$

Si l'architecture de la figure 2.3 permet de prendre en considération le point **P.2** de la section 2.2 dans la mesure où le régulateur tolérant local \tilde{K} est implicitement paramétré par les spécifications de performance du module de diagnostic, l'expression (2.3) révèle que la stabilité globale de la structure proposée dépend d'une combinaison complexe de K_I , G , \tilde{K} , H_y et H_u . Pour pousser l'analyse plus loin, supposons sans perte de généralité que le filtre FDI soit un observateur de diagnostic de Luenberger. Le transfert $F = (H_y \quad H_u)$ peut être paramétré de la façon suivante

$$F : \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu_o(t) + L(\hat{y}(t) - y(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \\ r(t) = \hat{y}(t) - y(t) \end{cases} \quad (2.4)$$

où $H_u(s) = C(sI - A - LC)^{-1}B$, $H_y(s) = -C(sI - A - LC)^{-1}L - I$ et L est la matrice de gain de l'observateur. Si le système G est strictement propre ($D = 0$), l'expression (2.3) peut se ramener à

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{x}_c(t) \\ \dot{\tilde{x}}(t) \\ \dot{\zeta}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A - B D_c C & B C_c & B\tilde{C} & B\tilde{D} C \\ -B_c C & A_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{A} & \tilde{B} C \\ 0 & 0 & -B\tilde{C} & A + LC - B\tilde{D} C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x(t) \\ x_c(t) \\ \tilde{x}(t) \\ \zeta(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B D_c \\ B_c \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} y_{ref}(t) \\ y(t) = (C \quad 0 \quad 0 \quad 0) \begin{pmatrix} x(t)^T & x_c(t)^T & \tilde{x}(t)^T & \zeta(t)^T \end{pmatrix} \end{cases} \quad (2.5)$$

où $\zeta \in \mathfrak{R}^n$ est défini par $\zeta(t) = \hat{x}(t) - x(t)$. La structure de la matrice d'évolution définie dans (2.5) met en évidence un principe de séparation. De ce fait, la stabilité du schéma

tolérant ne dépend que de la stabilité de la boucle nominale et de la boucle tolérante locale. Dans ce contexte, l'obtention d'une solution pour la stratégie d'accommodation de la figure 2.3 revient donc à synthétiser, simultanément et d'après un cahier des charges, le couple (L/\tilde{K}) tel que les spécifications en commande et diagnostic soient vérifiées.

Ce constat est à l'origine d'une procédure en deux temps [CHZ09] pour sélectionner le correcteur « local » tolérant aux défauts \tilde{K} et le filtre de diagnostic (H_y et H_u), tout en maintenant la loi de commande nominale K_l déjà en place. La première étape consiste à synthétiser un filtre \bar{K} sur des spécifications de commande. \bar{K} englobe la dynamique du correcteur FTC \tilde{K} et du filtre de diagnostic. Il est défini comme suit

$$\bar{K}(s) = \tilde{K}(s)(H_y(s) \quad H_u(s)) \quad (2.6)$$

et peut être perçu comme une famille des couples « Filtre de diagnostic / Régulateur tolérant local \tilde{K} » admissibles pour le problème de tolérance aux défauts. La seconde étape revient donc à extraire de cette famille le meilleur couple de solution (L/\tilde{K}) tel que les spécifications en commande et diagnostic soient vérifiées. L'orientation choisie pour résoudre ce problème global est basée sur la mise en œuvre d'indicateurs permettant de quantifier et de mesurer les performances des modules « FTC local » (*i.e.* du régulateur \tilde{K}) et FDI, pour sélectionner ce couple FTC/FDI selon ces métriques. Les indicateurs de performance seront basés sur la valeur singulière structurée μ [PFD88] et sa généralisation μ_g [HZ05].

2.3.1. Synthèse d'une famille FDI/FTC admissible

La synthèse de \bar{K} est menée dans un contexte H_∞ via l'approche dite de « sensibilité mixte » [Kwa86]. De ce fait, les pondérations associées aux fonctions de sensibilité vont permettre de gérer les différentes spécifications de commande imposées par le cahier des charges. En particulier, la pondération sur la fonction de sensibilité de la commande permettra de gérer les possibilités résiduelles des ressources de contrôle disponibles (*e.g.* bande passante réduite des actionneurs, ...), afin de les distribuer de façon optimale sur les canaux d'action. La famille de modèles G est représentée par une matrice de transfert P contenant le modèle nominal, les incertitudes de modèle Δ normalisées (*i.e.* $\|\Delta\|_\infty = \sup \bar{\sigma}(\Delta(j\omega)) \leq 1$) et toutes les pondérations liées à la normalisation (voir figure 2.3.b). $\bar{\sigma}(\bullet)$ représente la plus grande valeur singulière de ' \bullet '. Ces incertitudes permettent d'englober les écarts entre le comportement nominal et le comportement réel du procédé. La prise en compte de plusieurs formes d'incertitudes conduit à une matrice d'incertitude mixte Δ bornée telle que pour chaque ω , la matrice $\Delta(j\omega)$ appartienne à la structure générale suivante

$$\underline{\Delta} = \{ \text{bloc diag}(\delta_1^r I_{k_1}, \dots, \delta_{m_r}^r I_{k_{m_r}}, \delta_1^c I_{k_{m_r+1}}, \dots, \delta_{m_c}^c I_{k_{m_c+m_r}}, \Delta_1^c, \dots, \Delta_{m_c}^c), \delta_i^r \in \mathfrak{R}, \delta_i^c \in C, \Delta_l^c \in C \}$$

où $\delta_i^r I_{k_i}$, $i=1, \dots, m_r$, $\delta_j^c I_{k_{m_r+j}}$, $j=1, \dots, m_c$ et Δ_l^c , $l=1, \dots, m_c$ définissent respectivement les ensembles scalaires répétés réels, complexes et l'ensemble des matrices pleines complexes.

L'apparition d'un défaut pouvant déstabiliser le système en boucle fermée, il est proposé de les modéliser sous une forme multiplicative. Ils peuvent ainsi être représentés par un bloc d'incertitude supplémentaire $\Delta_f \in \underline{\Delta}$. Dans le cadre d'un défaut actionneur ($\Delta_f \equiv \Delta_a$)

et en considérant que ε et η sont respectivement l'entrée et la sortie du bloc d'incertitude, le modèle d'état associé au système défaillant s'écrit

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_1\eta(t) + B_2(I + \theta_a)u(t) \\ \varepsilon(t) = C_1x(t) + D_{11}\eta(t) + D_{12}(I + \theta_a)u(t) \\ y(t) = C_2x(t) + D_{21}\eta(t) + D_{22}(I + \theta_a)u(t) \end{cases} \quad (2.7)$$

où $\theta_a \in \mathfrak{R}^m$ donné par $\theta_a = \text{diag}(\Lambda, \theta_{a,i}, \Lambda) : -1 \leq \theta_{a,i} \leq 0$ traduit l'effet des défauts considérés. Ainsi, $\theta_{a,i} = -1$ représente une perte complète du $i^{\text{ème}}$ actionneur et $-1 < \theta_{a,i} < 0$ représente un dysfonctionnement partiel.

Le problème de synthèse de la famille FDI/FTC admissible \bar{K} se pose comme un problème de synthèse de loi de commande robuste sous contrainte de placement de pôles (\bar{K} doit être stable, voir remarque 3 de [CHZ09]). Ce problème est connu sous le nom de stabilisation H_∞ forte (*strong stabilization*, [CZ03b]). En se basant sur ces derniers travaux, le problème de synthèse se formule comme celui illustré sur la figure 2.4. Sur ce schéma, $w \in \mathfrak{R}^{q_w}$ représente un vecteur de perturbations ramenées en sortie et \bar{W}_1, \bar{W}_2 et \bar{W}_3 sont les fonctions de pondérations permettant de traduire complètement les objectifs de performances fréquentiels en situation défaillante.

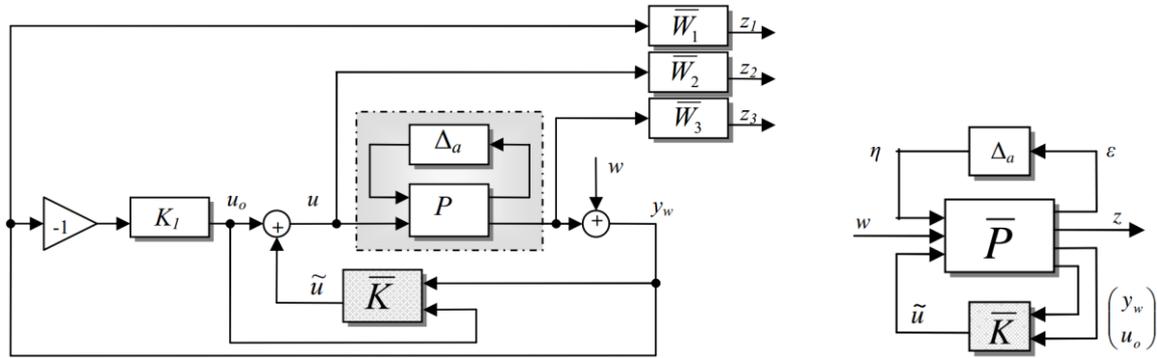


Figure 2.4 – a) Schéma de synthèse de la famille \bar{K} b) Standardisation du problème

En utilisant l'algèbre des représentations linéaires fractionnaires (LFT), le schéma de gauche de la figure 2.4 peut se ramener au schéma de droite de cette même figure où \bar{P} est déduit de $P, K_l, \bar{W}_1, \bar{W}_2$ et \bar{W}_3 . Dans la mesure où Δ est normalisé, une condition suffisante pour offrir une solution au problème de stabilisation H_∞ forte [CZ03b] est la suivante :

$$\|F_l(\bar{P}(s), \bar{K}(s))\|_\infty < 1 \quad (2.8)$$

$$\Re\{\lambda_i\{\bar{A}\}\} < 0, \quad \forall i \quad (2.9)$$

où \bar{A} est la matrice d'évolution de \bar{K} et F_l représente la représentation linéaire fractionnaire (LFT) basse donnée par $F_l(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21}$.

2.3.2. Procédure d'extraction du meilleur couple FDI/FTC

La seconde étape de la procédure pour intégrer les dynamiques liées aux algorithmes de FDI et de FTC ensemble dès la phase de conception consiste à a) calculer un ensemble de filtres linéaires pouvant assurer la tâche de diagnostic. On prend ensuite en compte ces filtres

en utilisant l'approche utilisée en 2.3.1 [CHZ09] pour la synthèse de régulateurs FTC \tilde{K} , *b*) La valeur singulière structurée généralisée μ_g [HZ05] va être utilisée pour définir γ_1 et γ_2 , les niveaux respectifs de robustesse vis-à-vis des perturbations et de sensibilité vis-à-vis des défauts, *c*) la valeur singulière structurée est ensuite utilisée sur le couple (L/\tilde{K}) pour s'assurer qu'il puisse satisfaire aux objectifs atteignables en situation défailante (dans ce cas, l'indicateur $\gamma_{FTC} < 1$), *d*) enfin, un critère pondéré incluant les indices γ_1, γ_2 et γ_{FTC} peut être posé pour extraire le couple « Filtre de diagnostic/ Régulateur tolérant \tilde{K} » le plus approprié pour une application donnée.

La procédure ne dépendant pas de la méthode de synthèse pour obtenir les filtres linéaires de diagnostic et les correcteurs \tilde{K} , l'attention est principalement portée ici sur les étapes *b*) et *c*) de la démarche.

Etape *b*) : Quantification des performances des filtres de diagnostic

La valeur singulière structurée généralisée μ_g introduite par [NS98] permet de résoudre un problème d'optimisation min-max dans un contexte H_∞/H . Cela correspond au problème classiquement rencontré en FDI puisque l'on cherche à minimiser l'effet des entrées inconnues sur le vecteur de résidus tout en maximisant l'effet des défauts sur ce même vecteur, et ceci pour l'ensemble des incertitudes modélisées par le bloc Δ . Les développements qui vont suivre permettront de comprendre comment appliquer cette procédure au cas des filtres de diagnostic linéaires [HZ05], [HZ06].

Reprenons le modèle de l'équation (2.7). Ce dernier peut également se noter comme $F_u(P, \Delta_a)$ où F_u représente la LFT haute donnée par $F_u(P, \Delta) = P_{22} + P_{21}\Delta(I - P_{11}\Delta)^{-1}P_{12}$. Considérons qu'une source de perturbations exogènes $d \in \mathfrak{R}^{q_d}$ affecte le système. Sous l'hypothèse que le système, bouclé par sa loi de commande tolérante aux fautes, reste stable (hypothèse vraisemblablement acquise dans la mesure où une commande FTC revient à garantir, au minimum, la stabilité), on peut approximer les défauts multiplicatifs modélisés par Δ_a , sous forme additive à l'aide d'un vecteur $f \in \mathfrak{R}^{q_f}$ (voir [FAK01]). Il vient alors que

$$y(s) = G(\Delta, s)u_o(s) + G_d(\Delta, s)d(s) + G_f(\Delta, s)f(s) \quad (2.10)$$

où G est la famille de modèles représentée sur la figure 2.3. G_d dénote le transfert entre y et d et G_f représente le transfert entre y et f . Dans ce formalisme, G_d et G_f peuvent dépendre des erreurs de modèle Δ . A partir de la définition du signal indicateur de défauts donné par (2.1), il vient :

$$r(s) = (H_y(s)G(\Delta, s) + H_u(s))u_o(s) + H_y(s)G_d(\Delta, s)d(s) + H_y(s)G_f(\Delta, s)f(s) \quad (2.11)$$

En introduisant le vecteur augmenté $\mathbf{d} \in \mathfrak{R}^{(q_d + m)}$ tel que $\mathbf{d} = (d^T \quad u_o^T)^T$, l'équation (2.11) peut s'écrire

$$r(s) = \mathbf{G}_d(\Delta, s)\mathbf{d}(s) + H_y(s)G_f(\Delta, s)f(s) \quad (2.12)$$

où $\mathbf{G}_d(\Delta, s) = (H_y(s)G_d(\Delta, s) \quad H_y(s)G(\Delta, s) + H_u(s))$. Le problème de mesure des performances du filtre de diagnostic peut alors être formulé dans un contexte H_∞/H comme suit : soient γ_1 et γ_2 , les niveaux respectifs de robustesse vis-à-vis des perturbations \mathbf{d} et de sensibilité vis-à-vis des défauts f . D'après (2.12), γ_1 et γ_2 vérifient

$$\sup_{\omega} \bar{\sigma}(\mathbf{G}_d(j\omega)) < \gamma_1 \quad , \quad \Delta \in \underline{\Delta} : \|\Delta\|_{\infty} \leq 1 \quad (2.13)$$

$$\inf_{\omega \in \Omega} \underline{\sigma}(H_y(j\omega)G_f(\Delta, j\omega)) > \gamma_2 \quad , \quad \Delta \in \underline{\Delta} : \|\Delta\|_{\infty} \leq 1 \quad (2.14)$$

où Ω est la plage fréquentielle sur laquelle l'énergie des défauts est concentrée. Le problème que l'on cherche à résoudre consiste donc à déterminer γ_1 , γ_2 et Ω . Le théorème suivant propose une solution à notre problème.

Théorème 2.1 [HZ05] : Soient W_d et W_f les fonctions de pondération traduisant respectivement les degrés de robustesse vis-à-vis de \mathbf{d} et de sensibilité vis-à-vis de f , telles que :

$$\tilde{\mathbf{d}} = W_d \mathbf{d} : \tilde{\mathbf{d}} \in \mathfrak{R}^{q_{\tilde{\mathbf{d}}}} \quad , \quad \|W_d\|_{\infty} \leq \gamma_1 \quad (2.15)$$

$$\tilde{f} = W_f f : \tilde{f} \in \mathfrak{R}^{q_{\tilde{f}}} \quad , \quad \|W_f\|_{-} \geq \gamma_2 \quad (2.16)$$

En exprimant G , \mathbf{G}_d et G_f sous la forme de la LFT haute $F_u(\mathcal{P}, \Delta)$ d'une matrice de transfert \mathcal{P} bouclée par Δ , et en intégrant H_y , H_u , W_d^{-1} et W_f^{-1} dans $F_u(\mathcal{P}, \Delta)$, le problème d'analyse de performances de (H_y, H_u) peut être reformulé comme illustré sur la figure 2.5. Soit \mathcal{N} l'élément de la figure 2.5 partitionné tel que

$$\mathcal{N} = \begin{pmatrix} \mathcal{N}_{11} & \mathcal{N}_{12} \\ \mathcal{N}_{21} & \mathcal{N}_{22} \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

où $\mathcal{N}_{22} = T_{\tilde{f}}|_{\Delta=0}$. Supposons que $\sup \mu_{\underline{\Delta}}(\mathcal{N}_{11}(j\omega)) < 1$, $\bar{\Delta} = \{diag(\Delta, \Delta_d)\}$, $\Delta_d \in C^{q_{\tilde{\mathbf{d}}} \times l}$ où Δ_d est un bloc d'incertitudes complexe plein, fictif, introduit pour boucler $\tilde{\mathbf{d}}$ par r . Supposons que $\mathcal{N} \in dom(\mu_g)$. Alors, une condition nécessaire et suffisante pour que (2.15) et (2.16) soient vérifiées est

$$\sup_{\omega \in \Omega} \mu_{g, \hat{\Delta}}(\mathcal{N}(j\omega)) < 1, \quad \hat{\Delta} = \{diag(\bar{\Delta}, \Delta_f)\}, \quad \Delta_f \in C^{q_{\tilde{f}} \times l} \quad (2.18)$$

où $\bar{\Delta}$ est le bloc d'incertitude associé à la structure définie en section 2.3.1 et où Δ_f est un bloc d'incertitudes complexe plein, fictif, introduit pour boucler \tilde{f} par r . ■

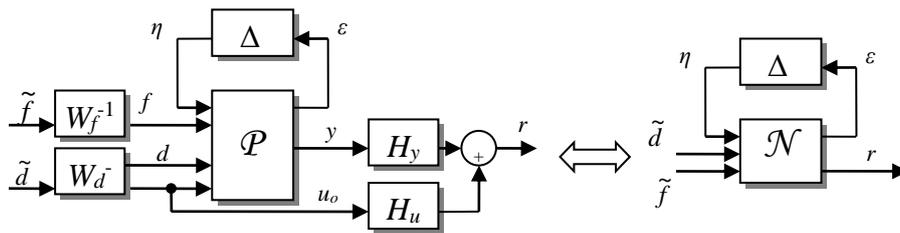


Figure 2.5 Schéma d'analyse de performances FDI

Compte tenu de la définition de $\bar{\Delta}$ et de celle de W_d , on peut donc déterminer de la condition (2.13), la valeur de l'indicateur de performance γ_1 lié à la robustesse du filtre vis-à-vis de \mathbf{d} ; γ_1 correspond à la norme H_{∞} de W_d . De façon identique, compte tenu de la définition de $\hat{\Delta}$ et de celle de W_f , on détermine γ_2 , le niveau de sensibilité du filtre de diagnostic, de la condition (2.14). γ_2 correspond ainsi à la norme H_{-} de W_f . Soulignons de plus que ces mesures sont des mesures non conservatrices puisque le théorème 2.1 met en jeu une condition nécessaire et suffisante.

Etape c) : Quantification des performances de commande pour le couple FDI/FTC

La procédure de synthèse pour l'obtention de \tilde{K} n'étant pas nécessairement l'approche H_∞ dite de « sensibilité mixte » abordée dans la section 2.3.1, le filtre \bar{K} de la figure 2.4.a est maintenant remplacé par l'expression $\tilde{K}(H_y, H_u)$. Les pondérations \bar{W}_1, \bar{W}_2 et \bar{W}_3 utilisées lors de la synthèse de \bar{K} sont maintenues pour s'assurer que le couple FDI/FTC (ici, le couple (L/\tilde{K})) permette de satisfaire aux objectifs de performances spécifiés par \bar{W}_1, \bar{W}_2 et \bar{W}_3 en situation défaillante. D'après la procédure de μ -analyse [PFD88], le niveau de performance γ_{FTC} permettant de garantir les performances de commande pour tout défaut modélisé par $\Delta_a : \|\Delta_a\|_\infty \leq 1$, est atteint si et seulement si

$$\gamma_{FTC} = \sup_{\omega} \mu_{\Delta_a}(F_l(\hat{P}(j\omega), \tilde{K}(j\omega))) < 1 \quad (2.19)$$

où \hat{P} est déduit de P, K_1 , des pondérations \bar{W}_1, \bar{W}_2 et \bar{W}_3 ainsi que du filtre de diagnostic H_y et H_u . Dans le cas où $\gamma_{FTC} > 1$, la « cohabitation » entre les dynamiques du filtre de diagnostic et les performances du régulateur tolérant local \tilde{K} ne permet pas de satisfaire aux objectifs atteignables, spécifiés par \bar{W}_1, \bar{W}_2 et \bar{W}_3 . En d'autres mots, la solution n'appartient pas à la famille FDI/FTC admissible et un autre couple (L/\tilde{K}) doit être considéré.

2.3.3. Exemple académique

L'exemple de simulation sélectionné correspond au benchmark aéronautique *HiMAT* (*Highly Manoeuvrable Aircraft Technology*) [HBG79]. Ce benchmark modélise les dynamiques longitudinales d'un avion de chasse testé dans les années 70. Cet avion possède la particularité de ne pas avoir d'empennage arrière et d'avoir deux ailerons en plus, de façon à améliorer sa manœuvrabilité. L'avion dispose de deux entrées de commande : les élévons et les canards. On notera respectivement δ_s et δ_c les angles que font ces gouvernes par rapport à l'axe horizontal. Ces angles seront exprimés en radians. L'avion est équipé de deux capteurs qui mesurent l'angle d'attaque α et l'assiette θ , exprimés en radians. Ces mesures présentent des bruits hautes fréquences notés n . Le défaut considéré pour cet exemple consiste en une variation anormale symétrique de gain de 20% dans les élévons. Le modèle d'état permettant de traduire le comportement dynamique de l'avion en fonctionnement défaillant est une représentation particulière de (2.7) (B_1, C_1, D_{11}, D_{12} et D_{21} sont nulles car on ne considère pas d'incertitude paramétrique) définie comme suit

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_2(I + \theta_a)u(t) \\ y(t) = C_2x(t) + n(t) \end{cases}, \quad \theta_a = \begin{pmatrix} \theta_{a,1} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} : |\theta_{a,1}| \leq 0.2 \quad (2.20)$$

où les matrices A, B_2, C_2 et D_{22} sont données par :

$$A = \begin{pmatrix} -2,26 \cdot 10^{-2} & -3,66 \cdot 10^1 & -1,89 \cdot 10^1 & -3,21 \cdot 10^1 \\ 0 & -1,9 & 9,83 \cdot 10^{-1} & 0 \\ 1,23 \cdot 10^{-2} & -1,17 \cdot 10^1 & -2,63 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad B_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -4,14 \cdot 10^{-1} & 0 \\ -7,78 \cdot 10^1 & 2,24 \cdot 10^1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$C_2 = \begin{pmatrix} 0 & 5,73 \cdot 10^1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5,73 \cdot 10^1 \end{pmatrix}, \quad D_{22} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Le vecteur d'état x est donné par $x^T = (\delta_v \quad \alpha \quad q \quad \theta)$ avec δ_v , α , q et θ qui représentent respectivement les variations de la vitesse de l'avion, l'angle d'attaque, la vitesse de tangage, et l'assiette. θ_a traduit l'effet du défaut considéré. Notons qu'il a été démontré dans [Cie07] que la boucle nominale K_1 reste stable tant que $|\theta_{a,1}| \leq 0.1$ et que le défaut considéré (*i.e.* $|\theta_{a,1}| \leq 0.2$) est compensable.

La situation défailante étant accommodable, la méthodologie présentée dans la section 2.3.1 est maintenant appliquée. Seules les pondérations \bar{W}_1 et \bar{W}_2 , respectivement sur la fonction de sensibilité et la fonction de sensibilité de la commande, sont considérées pour gérer les différents compromis de synthèse. Plus précisément, la pondération \bar{W}_1 est choisie pour que le système revienne aussi vite que possible vers son point de fonctionnement (temps de réponse de l'ordre de 1s), avec une erreur statique sur l'angle d'attaque α et l'assiette θ , inférieure à 1% (gain en basse fréquence inférieur à -40dB). La pondération \bar{W}_2 est déterminée afin de limiter l'amplitude du signal de commande (le gain maximum du régulateur est de 2), et d'atténuer l'agitation du signal de commande causée par les bruits de mesures (taux d'atténuation de l'ordre de 0.2) à l'aide d'une action filtrante haute fréquence. Ces objectifs de commande conduisent à la définition suivante de \bar{W}_1 et \bar{W}_2 :

$$\bar{W}_1(s) = \text{diag} \left(130 \frac{1,14s+1}{200s+1}, 8000 \frac{0,4s+1}{4,2 \cdot 10^3 s+1} \right), \bar{W}_2(s) = 0,5 \frac{s/400+1}{s/4000+1} I_2 \quad (2.21)$$

Notons qu'à travers le choix de \bar{W}_1 , nous avons réduit la bande passante du système bouclé par rapport à la boucle nominale : cela représente une moindre sollicitation des élevons, ceux-ci n'étant plus fonctionnels qu'à 80% (*i.e.* défaut à 20%). La structure (\bar{P}, Δ_a) illustrée sur la figure 2.4.b, est ensuite construite et le correcteur \bar{K} est synthétisé moyennant la procédure explicitée dans le paragraphe 2.3.1 [CHZ09]. La démarche en 4 étapes mentionnée en section 2.3.2 est maintenant mise en place.

Etape a) : Sept observateurs de Luenberger dont les pôles ont été fixés arbitrairement à -0,001 ; -0,01 ; -0,1 ; -1 ; -10 ; -100 et -1000 ont été calculés. Pour chacun des observateurs, un correcteur \tilde{K} a été synthétisé comme explicité dans [CHZ06].

Etape b) : La procédure de quantification des niveaux de performances des filtres de diagnostic présentée dans la section 2.3.2 est utilisée. Dans l'exemple considéré, les perturbations sont des bruits de mesure n . Le vecteur \mathbf{d} (voir 2.12) est donc défini tel que $\mathbf{d} = (n^T \quad u_o^T)^T$. Compte tenu de cette définition, la pondération W_d mise en jeu dans le théorème 2.1, est choisie égale à $W_d(s) = \text{diag}(W_n(s), I_2)$ où W_n est la pondération liée à l'objectif de robustesse vis-à-vis des bruits de mesure. La matrice identité I_2 indique que l'on n'émet aucune hypothèse *a priori* sur le contenu fréquentiel de la commande nominale u_o . Les bruits de mesures étant des signaux hautes fréquences, W_n est choisi de type passe-bas. La pondération W_n est alors définie comme suit :

$$W_n(s) = \frac{0,125s+1}{0,2s+1} I_2 \quad (2.22)$$

Le défaut considéré est un défaut de type actionneur dont l'énergie est supposée être localisée dans l'intervalle de fréquence [0 ;10] rd/s. La pondération W_f traduisant les objectifs

de sensibilité est choisie pour obtenir un taux d'amplification de l'effet des défauts sur le résidu r , supérieur à 1 dans l'intervalle de fréquence $[0 ; 10]$ rd/s, et avec une dynamique de l'ordre de 0.1s. Ceci conduit à fixer la pondération W_f de type passe-bas telle que :

$$W_f(s) = \frac{1.10^{-4}s + 1}{0,1s + 1} \tag{2.23}$$

La procédure de μ_g -analyse donnée au théorème 2.1 est appliquée. Le comportement fréquentiel de μ_g est illustré sur la figure 2.6. Des conditions (2.13) et (2.14), on déduit les valeurs des niveaux de performance en robustesse γ_1 et en sensibilité γ_2 de chaque observateur de diagnostic. On déduit également pour chaque observateur, les valeurs des espaces de fréquences Ω . Ces valeurs sont identifiables sur les tracés de la fonction μ_g de la figure 2.6. Le tableau 2.1 présente les valeurs de ces indicateurs de performances en fonction du choix des pôles des observateurs de diagnostic. Pour rappel, γ_1 et γ_2 traduisent les taux d'amplification respectivement des perturbations (augmentées) d et des défauts f sur le vecteur de résidus.

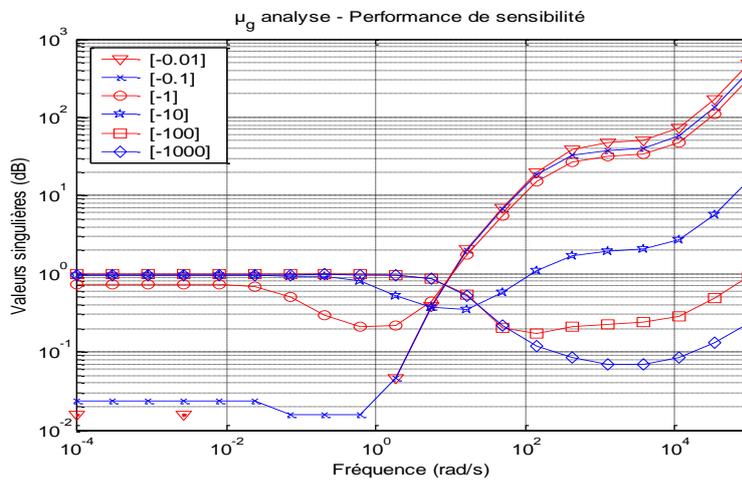


Figure 2.6 Analyse de la contrainte de sensibilité $\inf_{\omega \in \Omega} \underline{\sigma}(G_2(j\omega)) > \gamma_2$

Pôles de l'observateur	Indicateur de robustesse	Indicateur de sensibilité	$\omega_{\max} :$ $\Omega = [0; \omega_{\max}]$
[-0,001]	$\gamma_1 = 5,5.10^{-11}$	$\gamma_2 = 310$	1 rd/s
[-0,01]	$\gamma_1 = 5,5.10^{-7}$	$\gamma_2 = 115$	10 rd/s
[-0,1]	$\gamma_1 = 1,6.10^{-3}$	$\gamma_2 = 90$	10 rd/s
[-1]	$\gamma_1 = 8.10^{-2}$	$\gamma_2 = 75$	10 rd/s
[-10]	$\gamma_1 = 4.10^{-1}$	$\gamma_2 = 3,5$	100 rd/s
[-100]	$\gamma_1 = 6.10^{-1}$	$\gamma_2 = 0,11$	3.10^4 rd/s
[-1000]	$\gamma_1 = 6,2.10^{-1}$	$\gamma_2 = 0,011$	10^5 rd/s

Tableau 2.1 Analyse de la contrainte de sensibilité $\inf_{\omega \in \Omega} \underline{\sigma}(G_2(j\omega)) > \gamma_2$

D'après les résultats référencés dans le tableau 2.1, on constate que plus les pôles de l'observateur de diagnostic sont grands, plus l'indicateur de performance γ_1 est élevé, donc moins bonnes sont les performances de robustesse vis-à-vis des bruits de mesures. Ce constat

est conforme aux caractéristiques d’un observateur à grand gain qui conduit à un résidu très agité en présence de bruits de mesures. De plus, on constate que plus les pôles de l’observateur sont grands, plus γ_2 est faible, ce qui traduit un faible niveau de performance en terme de sensibilité du vecteur de résidus vis-à-vis des défauts. Enfin, plus les pôles de l’observateur sont grands, plus Ω décrit une large plage de fréquence. Ces résultats sont également conformes à ceux d’un observateur à grand gain.

Etape c) : On évalue maintenant le niveau de performance γ_{FTC} de chaque couple FDI/FTC à l’aide de la relation (2.19). Le tableau 2.2 présente les résultats obtenus. Il vient que certains couples FDI/FTC n’appartiennent pas à la famille \bar{K} ($\gamma_{FTC} > 1$). On observe ce problème lorsque les pôles du filtre de diagnostic sont par exemple trop rapides à -100 et -1000. Une analyse poussée des résultats montre que le niveau d’agitation du signal indicateur de défaut r induit une agitation sur le signal de commande \tilde{u} se révélant contradictoire avec les spécifications imposées sur l’agitation du signal de commande via le choix de $\bar{W}_2(s)$. En d’autres termes, les objectifs FTC et ceux du filtre de diagnostic sont contradictoires.

Pôles de l'observateur	$\gamma_{FTC} = \sup_{\omega} \mu_{\Delta_f}(F_l(\hat{P}(j\omega), \tilde{K}(j\omega)))$
[-0,001 , -0,001 , -0,001 , -0,001]	$\gamma_{FTC} = 1,25$
[-0,01 , -0,01 , -0,01 , -0,01]	$\gamma_{FTC} = 0,96$
[-0,1 , -0,1 , -0,1 , -0,1]	$\gamma_{FTC} = 0,96$
[-1 , -1 , -1 , -1]	$\gamma_{FTC} = 0,96$
[-10 , -10 , -10 , -10]	$\gamma_{FTC} = 0,96$
[-100 , -100 , -100 , -100]	$\gamma_{FTC} = 1,2$
[-1000 , -1000 , -1000 , -1000]	$\gamma_{FTC} = 1,2$

Tableau 2.2 Performances de commande du système tolérant

Etape d) : A l’issue de cette procédure, on dispose d’un ensemble d’indicateurs ($\gamma_{FTC}, \gamma_1, \gamma_2, \Omega$). Les résultats obtenus montrent que seuls quatre couple (L/\tilde{K}) sont possibles pour respecter les spécifications de commande attendues ($\gamma_{FTC} < 1$). Ces choix correspondent aux cas où les pôles de l’observateur de diagnostic sont fixés à -0,01 ; -0,1 ; -1 et -10. Pour ce cas d’étude, on choisit d’inclure l’indicateur Ω dans la sélection du meilleur couple (L/\tilde{K}) pour prendre en compte la rapidité de réponse du filtre de diagnostic. L’idée revient à minimiser le retard à la détection et *de facto* l’amplitude des signaux transitoires causés par l’activation de la stratégie FTC. Compte tenu de ce choix, la solution retenue est celle qui correspond au cas des pôles fixés à -1. Nous avons écarté les cas -0,01 et -0,1 car le faible gain de μ_g en basse fréquence révèle un caractère conservateur du filtre de diagnostic. Par ailleurs, le cas -10 est écarté car il conduit à un taux d’amplification γ_2 trop faible comparé au cas -1.

La boucle tolérante composée du couple (L/\tilde{K}) sélectionnés précédemment est implantée dans le simulateur *HiMAT* conformément au schéma de la figure 2.3.a. Le benchmark comprend un correcteur nominal K_I donné dans [Cie07] permettant d’assurer la manœuvre de translation malgré la présence de vents et de perturbations atmosphériques. Les références ont été fixées à $\alpha_{ref}=7^\circ$ et $\theta_{ref}=5^\circ$. A $t=60s$, l’angle d’attaque α_{ref} passe à 2° . La défaillance sur les élévons apparaît quant à elle à $t=15s$ et reste persistante. Les figures 2.7

présentent les résultats de simulation. Lorsque la boucle tolérante fonctionne, le système bouclé reste stable et retrouve un niveau de performances acceptable (l'avion reste dans son enveloppe de vol). De plus, on peut constater que l'amplitude des transitoires (liée à l'activation de la stratégie tolérante) sur les élévons et les canards, et par conséquent, sur l'assiette et l'angle d'incidence, est minime grâce à un retard à la détection faible.

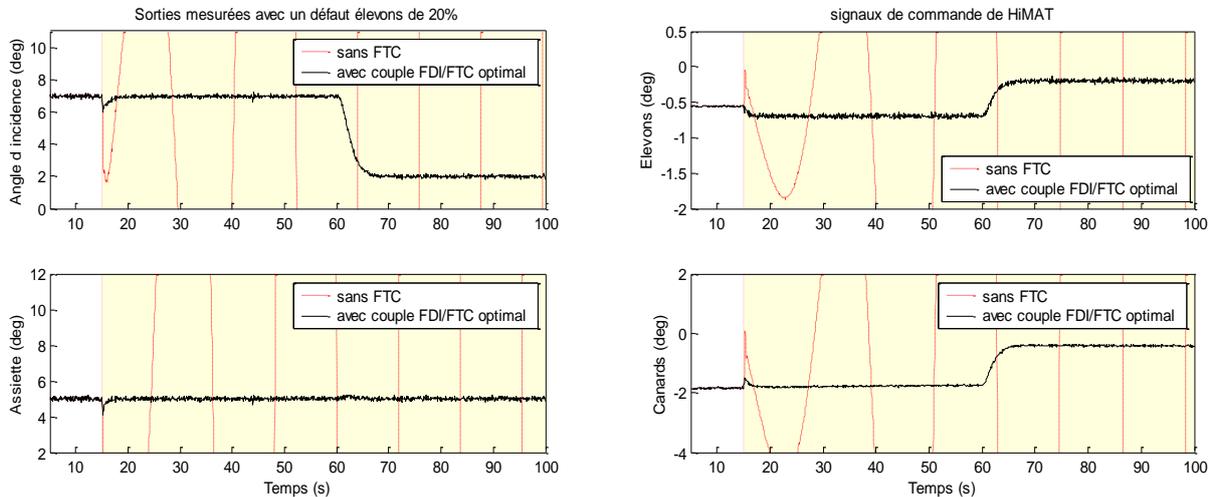


Figure 2.7 – a) signaux de sorties

b) signaux de commande

La figure 2.8 présente l'évolution de la norme du vecteur résidu r ainsi que l'évolution de la prise de décision assurée par un simple seuillage sur la norme de r . On peut constater qu'il existe bien un faible retard à la détection qui permet de commuter suffisamment tôt pour maintenir l'avion dans son enveloppe de vol. Les résultats montrent également que le niveau de sensibilité du filtre de diagnostic vis-à-vis du défaut reste suffisant pour maintenir, une fois la stratégie tolérante activée, l'information selon laquelle le défaut est présent sur le système.

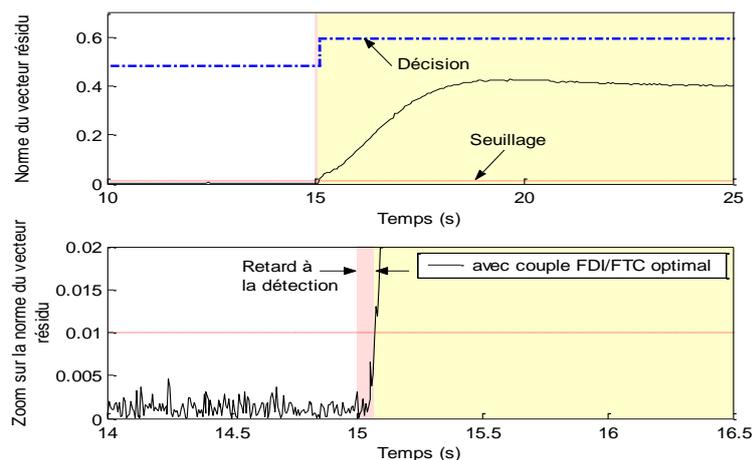


Figure 2.8 – Signal indicateur de défaut

2.3.4. Discussion

Si ces premiers résultats permettent de répondre aux points P.2, P.3, P.7 et P.13 recenser dans la section 2.2 en illustrant bien l'importance d'intégrer les dynamiques liées aux

algorithmes de FDI et de FTC ‘ensemble’ dès la phase de conception pour extraire le meilleur couplage possible, ils restent néanmoins discutables dans la mesure où :

- cela implique un nombre de synthèses de filtres de diagnostic et de correcteurs tolérant aux défauts qui peut s’avérer démesuré et hors propos pour pouvoir envisager un transfert de technologie viable ;
- l’introduction d’une logique de commutation (résultant d’une logique de décision) introduit un caractère hybride au sein du schéma global et ne permet pas en l’état de garantir formellement la stabilité et de maîtriser les comportements transitoires après l’activation du mécanisme d’accommodation.

Pour atténuer ces comportements dynamiques indésirables et apporter une preuve de stabilité pour la commutation du « mode normal » vers le « mode défaillant », une solution a été proposée dans [CHZ08]. L’idée revient cependant à maintenir la stratégie FTC activée après la détection d’une panne, réduisant *de facto* l’adaptabilité de cette solution. Pour pallier cette faiblesse, j’ai orienté mon travail de recherche sur la théorie des systèmes commutés.

2.4. Commande supervisée pour l’accommodation de défauts

Pour pouvoir faire face aux situations critiques pouvant impliquer une succession de pannes ou tout simplement être en mesure de proposer une solution pour les défauts de type intermittent (voir figure 2.9), le problème FTC peut être reformulé de telle sorte qu’une

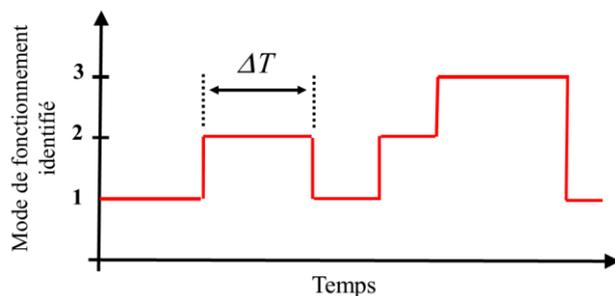


Figure 2.9 – Défaut de type intermittent

situation défaillante soit maintenant perçue comme étant un mode de fonctionnement. Cette reformulation du problème trouve écho dans la littérature à travers le concept de commande supervisée [Mo95], [HM99], [HLM02], [Lib03], [HLM02], [Lib03], [HLM03a], [HLM03b], [YKM07], [EPL08], [BBMT10], [PAGal11]. Basées sur la théorie de la

falsification (on parle de *unfalsified control theory* dans la littérature [S96], [ST97]), les premières approches FTC ont été publiées dans [YJS09] et [YJCL12] pour un environnement non perturbé et sans bruit de mesure. Dans ces solutions, les auteurs proposent de s’affranchir des algorithmes de détection et localisation de défauts au profit d’un algorithme hybride de « contrôle/commande » plus élaboré. Plus précisément, une séquence de commutation pré-définie fonctionne en temps réel jusqu’à ce le correcteur le plus approprié soit trouvé. La disparition du retard à la détection s’effectue donc au prix de l’apparition d’un délai d’accommodation dépendant de la séquence de commutation pré-définie. Une autre solution n’utilisant pas d’algorithme FDI est aussi présentée dans [JYS12]. Cette approche est référencée dans les méthodes relevant des approches sans modèle et semble en conséquence très séduisante. Cependant, la solution met en jeu l’inversion du correcteur nominal rendant cette solution discutable pour prendre en compte le point P.13 de la section 2.2 et pouvant

également conduire à des délais d'accommodation important. Fort de cette analyse appuyée par le travail publié [ECH13], je n'ai pas orienté mes travaux de recherche sur la théorie de la falsification pour gérer la maîtrise des comportements dynamiques de chacun des blocs impliqués dans une stratégie *active* de la FTC. De ce fait, les développements de cette section sont principalement basés sur l'architecture FTC donnée en figure 2.10. L'identification du mode de fonctionnement du système est obtenue à partir d'un banc d'observateurs assurant une tâche de surveillance. Des signaux d'erreurs propres à chaque observateur sont utilisés par un superviseur pour déterminer le signal d'erreur le plus faible et sélectionner la loi de commande appropriée à l'aide d'une logique de commutation. Ces travaux ont été initiés avec la collaboration de Denis Efimov qui était alors dans une position post-doctorale au sein de l'équipe ARIA du laboratoire IMS.

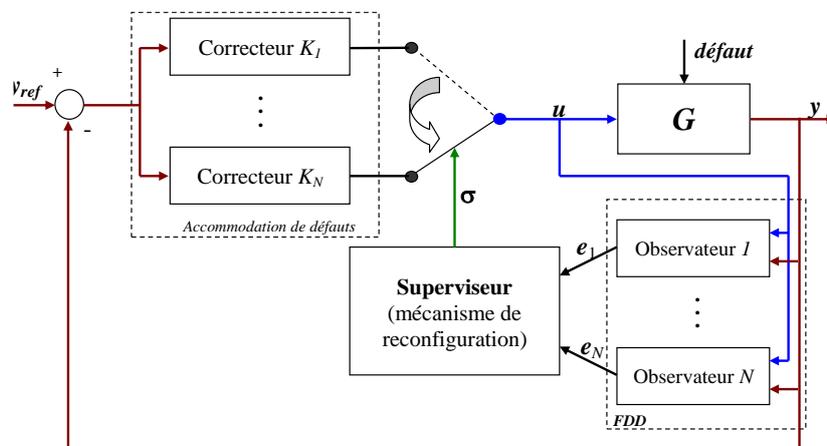


Figure 2.10 – Architecture tolérante aux défauts par une approche de type superviseur

Dans ce contexte, des premières solutions se sont basées sur l'obtention d'une fonction de Lyapunov commune [ECH13]. Si cette méthode permet d'intégrer les dynamiques des modules FDD/FTC dans la mise en place de la stratégie d'accommodation, il faut néanmoins prévoir en pratique l'ajout d'une contrainte temporelle pour éviter des commutations incessantes (on parle d'un effet de brouttement ou *chattering* en anglais). Fort de ce constat, les développements seront également étendus à la commande commutée utilisant des conditions liées au temps de séjour (connu sous le nom de *dwell-time*⁵ dans la littérature). Dans les deux cas, il est possible d'intégrer 6 des 7 recommandations mentionnées en 2.2 en :

- **P.2.** proposant un problème d'optimisation pour sélectionner les filtres de diagnostic et de lois de commande tolérante aux fautes en section 2.4.3 ;
- **P.3.** n'emettant aucune contrainte de synthèse conservative pour la conception des régulateurs tolérant aux fautes ;
- **P.5.** proposant des solutions pour une classe de systèmes non linéaires, *i.e.* les systèmes commutés ;

⁵ Le *dwell-time* ou temps de séjour est l'intervalle de temps minimal entre deux commutations à respecter pour maintenir la stabilité de la boucle fermée. En d'autres termes, le système contrôlé est stable si et seulement si l'intervalle de temps entre deux commutations n'est pas plus petit que la valeur du *dwell time*.

- **P.7.** prenant en compte les imperfections du module de diagnostic (retard à la détection, ...) et du retard lié au mécanisme de reconfiguration (*dwell-time*) ;
- **P.10.** gérant les comportements transitoires après une reconfiguration grâce à une stratégie d'étouffement donnée en section 2.4.5 ;
- **P.13.** maintenant la considération « pratique » de maintenir la loi de commande déjà en place ;

2.4.1. Positionnement du problème

Supposons qu'un procédé puisse évoluer dans un ensemble de N modes de fonctionnement (le premier pour une situation saine et les $N-1$ suivants permettant de couvrir l'ensemble des situations défaillantes pouvant l'affecter). La théorie des systèmes commutés permet de définir le procédé G de la figure 2.1 par la représentation d'états suivante

$$\begin{cases} \dot{x} = A_i x + B_i u + G_i d \\ y = Cx + n \end{cases}, \quad i = 1, \dots, N, \quad N > 1 \quad (2.24)$$

où $x \in \mathfrak{R}^{n_x}$, $u \in \mathfrak{R}^m$, $y \in \mathfrak{R}^p$, $d \in \mathfrak{R}^d$ et $n \in \mathfrak{R}^p$ correspondent respectivement aux vecteurs d'états, de commande, de sortie, de perturbations et du bruit de mesure. Dans ce cas d'étude, nous nous focaliserons sur le cas des défauts composants affectant la matrice d'évolution A_i et des défauts actionneurs impliquant une variation de la matrice B_i . Pour chaque situation, un correcteur LTI dynamique a été pré-calculé pour répondre aux objectifs. La représentation d'état de ces correcteurs est définie par

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_i = \tilde{A}_i \tilde{x}_i + \tilde{B}_i (y_{ref} - y) \\ u_i = \tilde{C}_i \tilde{x}_i + \tilde{D}_i (y_{ref} - y) \end{cases}, \quad i = 1, \dots, N \quad (2.25)$$

où $\tilde{x}_i \in \mathfrak{R}^{\tilde{n}_i}$, $y_{ref} \in \mathfrak{R}^p$ et $u_i \in \mathfrak{R}^m$ sont respectivement l'état du correcteur, le signal de référence à suivre et le signal de commande généré. Il est important de noter que le $i^{\text{ème}}$ régulateur est synthétisé pour satisfaire aux spécifications de commande du $i^{\text{ème}}$ mode de fonctionnement. Les matrices H_i définies dans l'hypothèse 2.1 décrivent donc la dynamique du système (2.24) et (2.25) dans le cas d'indices similaires (on parle de *matched case* dans la littérature) pour tout $i = 1, \dots, N$. Aucune contrainte liée aux autres modes de fonctionnement n'est donc imposée lors de la synthèse. De ce fait, l'hypothèse suivante est toujours vraie.

Hypothèse 2.1 : Les matrices H_i impliquant les dynamiques du $i^{\text{ème}}$ contrôleur et du système dans le $i^{\text{ème}}$ mode de fonctionnement données par

$$H_i = \begin{bmatrix} A_i - B_i \tilde{D}_i C & B_i \tilde{C}_i \\ -\tilde{B}_i C & \tilde{A}_i \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

sont Hurwitz pour tout $i = 1, \dots, N$. □

La sélection du correcteur actif pour piloter le procédé s'effectue grâce à un superviseur qui identifie la plus petite norme du signal d'erreur $e_i = x - z_i$ où $z_i \in \mathfrak{R}^{n_x}$ est l'estimation de l'état x obtenue à partir d'un banc d'observateurs obéissant au modèle suivant

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_i = A_i z_i + B_i u + L_i (y - C z_i) \\ \hat{y} = C z_i \end{cases}, \quad i = 1, \dots, N \quad (2.27)$$

avec L_i qui représente le gain du $i^{\text{ème}}$ observateur. Au-delà des critères de performances imposés pour les filtres de diagnostic, seule la stabilité $A_i - L_i C$ est importante pour la preuve de stabilité de la section 2.4.2. L'hypothèse de travail suivante est alors considérée.

Hypothèse 2.2 : Les matrices $A_i - L_i C$ doivent être Hurwitz pour tout $i = 1, \dots, N$. \square

A partir des équations (2.24) et (2.27), l'erreur d'estimation $e_i = x - z_i$ dans le cas d'indices similaires pour le système (2.24) et l'observateur de Luenberger (2.27) est donnée par l'équation

$$\dot{e}_i = (A_i - L_i C)e_i + G_i d - L_i n, \quad i = 1, \dots, N \quad (2.28)$$

et dans un cas où les indices sont différents, on obtient :

$$\dot{e}_j = (A_j - L_j C)e_j + (A_i - A_j)x + (B_i - B_j)u + (\Delta_i - \Delta_j) + G_i d - L_j n, \quad j \neq i \quad (2.29)$$

En tenant compte de l'hypothèse 2.2, l'équation régit par (2.28) est asymptotiquement stable et possède des solutions bornées pour n'importe quels perturbations d et bruits de mesure n bornés. Cette propriété est en revanche plus difficile à déterminer avec l'équation (2.29) dans la mesure où le signal d'erreur e_j dépend des valeurs de x et u qui peuvent devenir non bornés en cas d'une mauvaise sélection de la loi de commande. C'est finalement cette propriété qui va être exploitée pour identifier le mode de fonctionnement sous l'hypothèse que les modes de fonctionnement sont distinguables entre eux, *i.e.* qu'il n'y a qu'un seul minimum pour les signaux d'erreur e_i pour $i = 1, \dots, N$.

Remarque 2.1 : La distinguabilité est une propriété qui assure le discernement de tous les modes de fonctionnement entre eux [TZC11], [LS09]. Dans la communauté des lois de commande commutées, cette caractéristique est référencée comme une propriété d'observabilité de modes (on parle de mode-observability) [CD12], [BBT13]. Elle peut également se reformuler comme étant en lien avec la tâche d'isolation de tous les défauts à partir des terminologies de la communauté FDI [Ba01].

Remarque 2.2 : Il est évident que la propriété de distinguabilité peut être discutable à la vue du faible degré de liberté offert par la structure du filtre de diagnostic donnée en (2.27). Si l'ensemble des développements qui suivent utiliseront la structure de (2.27), il est important de mentionner que tous les résultats peuvent être étendus aux filtres de diagnostics linéaires à temps invariant d'un ordre supérieur à l'état du système à surveiller. Pour plus de détails, le lecteur intéressé peut se rapprocher vers le travail publié dans [CEHZ14].

A partir des travaux sur les systèmes commutés [L003, HLM03a, HLM03b], la logique de commutation est basée sur une carte de décision $\mathcal{H} : \mathcal{R}^m \times \mathcal{R}^p \times \mathcal{R}^{n \times N} \rightarrow I$ qui génère le signal de commutation continu par morceaux

$$\sigma(t) = \mathcal{H}(u, y, z_1, \dots, z_N) \quad (2.30)$$

pour activer le correcteur approprié. Plus précisément, le fonctionnement attendu (lorsque l'indice du correcteur (2.25) est similaire à celui du système (2.24)) revient à générer un signal continu par morceaux $\sigma(t)$ égal à l'indice du mode identifié i , *i.e.* $\sigma(t) \rightarrow i$. Tous les éléments impliqués dans la structure du schéma de la figure 2.10 ayant été introduits, l'attention est maintenant portée sur la détermination d'une preuve de stabilité basée sur les conditions propre au *dwell-time* et sur l'obtention d'une fonction de Lyapunov commune.

2.4.2. Stabilité de l'architecture de commande supervisée

Les preuves de stabilité développées dans cette partie sont valides pour les signaux exogènes $y_{ref} \in L_\infty^{y_{ref}}$, $d \in L_\infty^d$ et $n \in L_\infty^p$ bornés. On parle d'une preuve de stabilité Entrées Bornées / Sorties Bornées (l'acronyme anglophone BIBO pour *Bounded Inputs/Bounded Outputs* sera retenue par la suite). Les théorèmes développés admettent dans un premier temps que l'indice i du système (2.24) reste constant. Cette hypothèse de travail sera ensuite relaxée dans les corollaires où $i \in I$ variera dans le temps. D'après l'équation (2.28), il existe $C_1 > 0$, $C_2 > 0$, $C_3 > 0$ et $\eta > 0$ tels que les signaux d'erreurs obéissent à $|e_i(t)| \leq C_1|e_i(0)|e^{-\eta t} + C_2\|d\| + C_3\|n\|$ pour chaque indice fixe du système (2.24).

Stabilité basée sur la contrainte du *dwell-time*

L'algorithme implanté dans le superviseur pour générer le signal de commutation $\sigma(t)$ obéit à la règle suivante

$$t_{k+1} = \arg \inf_{t \geq t_k + \tau_D} \left\{ t : |Ce_{\sigma(t_k)}(t)| > h|Ce_j(t)|, j = 1, \dots, N, j \neq \sigma(t_k) \right\} \quad (2.31.a)$$

$$\sigma(t_k) = \arg \min_{1 \leq j \leq N} |Ce_j(t_k)|, k \geq 0 \quad (2.31.b)$$

$$\sigma(t) = \sigma(t_k) \text{ pour tout } t_k \leq t < t_{k+1}, k \geq 0 \quad (2.31.c)$$

où $t_k, k \geq 0$ correspondent aux instants de commutations. $\tau_D > 0$ est la constante *dwell-time*. Pour $t_0 = 0$, le signal de commutation est initialisé par $\sigma(0) = \arg \min_{1 \leq j \leq N} |Ce_j(0)|$ et la règle (2.31.b) est utilisée pour chaque instant t_k . L'instant de commutation t_{k+1} est obtenu par (2.31.a) comme étant le premier instant après $t_k + \tau_D$ où une erreur d'estimation e_j devient plus faible que celle du mode actuellement identifié. Le paramètre $h \geq 1$ est un cycle d'hystérésis entre les commutations, *i.e.* la nouvelle commutation ne sera permise que si $|Ce_{\sigma(t_k)}(t)| > h|Ce_j(t)|$. Cette caractéristique introduit un retard supplémentaire entre les commutations, mais permet de prévenir du risque de commutations multiples (connus sous le nom d'effet *chattering*) dû aux bruits de mesure ou à des perturbations. La stabilité est alors assurée par le théorème suivant :

Théorème 2.2 [ECH13] : *Il existe $\tau_D > 0$ tel que pour tout $\Psi(0) \in \mathfrak{R}^{(N+1)n_x + \tilde{n}_i}$, $\Psi = [z_k^T \tilde{x}_k^T x^T z_1^T \Lambda z_N^T]^T$ où $z_1^T \Lambda z_N^T$ ne contient pas z_k^T , $n \in L_\infty^d$, $d \in L_\infty^d$, les systèmes (2.24), (2.25), (2.27) et (2.31) possèdent la propriété*

$$|\Psi(t)| \leq v_i e^{-\mu_i t / \tau_D} |\Psi(0)| + v_i \left\{ \|\delta\|_{[0,t)} + \|d\|_{[0,t)} + \|y_{ref}\|_{[0,t)} + \|n\|_{[0,t)} \right\} \text{ pour tout } t \geq 0 \quad (2.32)$$

pour $v_i > 0$, $\mu_i > 0$ et $v_i > 0$ où

$$\delta(t) = \begin{cases} C[e_i(t) - e_{\sigma(t_k)}(t)] \text{ si } t \in [t_k, t_k + \tau_D) \wedge |Ce_i(t)| < |Ce_{\sigma(t_k)}(t)| \\ 0 \text{ autrement} \end{cases} \quad \square$$

Preuve : Le système commuté (2.24), (2.25), (2.27) équipé du mécanisme de commutation (2.31) possède des solutions continues définies pour tout $t \geq 0$. En effet, il peut être perçu comme un système linéaire continu sur les intervalles $[t_k, t_{k+1})$, $k \geq 0$. Les commutations de (2.25) apparaissent à des instants isolés t_k , $k \geq 0$ en prenant en compte la contrainte du *dwell-time* et si des comportements transitoires finis peuvent apparaître pour chaque commutation, elles ne remettent pas en cause la continuité de la solution. Dans la mesure où $|Ce_i(t)| \leq (C_1|e_i(0)|e^{-\eta} + C_2\|d\| + C_3\|n\|)|C|$, la logique de commutation (2.31) permet d'écrire pour tout $t \in [t_k + \tau_D, t_{k+1})$, $k \geq 0$:

$$|Ce_{\sigma(t_k)}(t)| \leq |Ce_i(t)| \leq \rho_1|e_i(0)|e^{-\eta} + \rho_2\|d\| + \rho_3\|n\|, \rho_1 = C_1|C|, \rho_2 = C_2|C|, \rho_3 = C_3|C| \quad (2.33)$$

D'après (2.33), l'expression $|Ce_{\sigma(t_k)}(t)|$ est bornée sur les intervalles $t \in [t_k + \tau_D, t_{k+1})$, $k \geq 0$. En revanche, le comportement de $|Ce_{\sigma(t_k)}(t)|$ est plus difficile à quantifier pour $t \in [t_k, t_k + \tau_D)$. A partir de la définition du signal $\delta(t)$ dans le théorème 2.2, on peut écrire que $|Ce_{\sigma(t_k)}(t)| \leq |Ce_i(t)| + |\delta(t)|$ pour tout $t \geq 0$. L'expression (2.33) peut se ramener à :

$$|Ce_{\sigma(t_k)}(t)| \leq \rho_1|e_i(0)|e^{-\eta} + \rho_2\|d\| + \rho_3\|n\| + \|\delta\|, t \geq 0 \quad (2.34)$$

En manipulant les équations (2.24), (2.25), (2.27), (2.28) et (2.31) de l'architecture de la figure 2.10 (pour simplifier l'écriture des équations, l'indice k sera utilisé à la place de $\sigma(t_k)$, *i.e.* $\sigma(t_k) = k$), le système commuté admet les équations suivantes pour $j = 1, \dots, N, j \neq k$

$$\begin{aligned} \dot{\mathfrak{X}} &= A_i x + B_i(\tilde{C}_k \tilde{x}_k + \tilde{D}_k y_{ref} - \tilde{D}_k y) + G_i d \\ &= (A_i - L_i C)x + B_i \tilde{C}_k \tilde{x}_k + (L_i - B_i \tilde{D}_k)Cz_k + (L_i - B_i \tilde{D}_k)Ce_k + B_i \tilde{D}_k y_{ref} + G_i d + (L_i - B_i \tilde{D}_k)n \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$\dot{\mathfrak{X}}_k = \tilde{A}_k \tilde{x}_k + \tilde{B}_k y_{ref} - \tilde{B}_k y = \tilde{A}_k \tilde{x}_k - \tilde{B}_k Cz_k - \tilde{B}_k Ce_k + \tilde{B}_k y_{ref} - \tilde{B}_k n \quad (2.36)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathfrak{X}}_k &= A_k z_k + B_k(\tilde{C}_k \tilde{x}_k + \tilde{D}_k y_{ref} - \tilde{D}_k y) + L_k(y - Cz_k) \\ &= B_k \tilde{C}_k \tilde{x}_k + (A_k - B_k \tilde{D}_k C)z_k + (L_k - B_k \tilde{D}_k)Ce_k + B_k \tilde{D}_k y_{ref} + (L_k - B_k \tilde{D}_k)n \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathfrak{X}}_j &= A_j z_j + B_j(\tilde{C}_k \tilde{x}_k + \tilde{D}_k y_{ref} - \tilde{D}_k y) + L_j(y - Cz_j) \\ &= B_j \tilde{C}_k \tilde{x}_k + (L_j - B_j \tilde{D}_k)Cz_k + (A_j - L_j C)z_j + (L_j - B_j \tilde{D}_k)Ce_k + B_j \tilde{D}_k y_{ref} + (L_j - B_j \tilde{D}_k)n \end{aligned} \quad (2.38)$$

où la substitution $y = Ce_k + Cz_k + n$ a parfois été employée. En définissant le vecteur d'états augmenté $\Psi = [z_k^T \tilde{x}_k^T x^T z_1^T \Lambda z_N^T]^T$ où $z_1^T \Lambda z_N^T$ ne contient pas z_k^T , la dynamique du système commuté composé de (2.24), (2.25), (2.27) et (2.31) peut s'écrire

$$\dot{\Psi}_k = W_{k,i} \Psi_k + V_{k,i} Ce_k + \tilde{G}_i d + \bar{G}_i y_{ref} + \bar{\bar{G}}_i n \quad (2.39)$$

où $V_{k,i} = [(L_k - B_k \tilde{D}_k)^T \quad -\tilde{B}_k^T \quad (L_i - B_i \tilde{D}_k)^T \quad (L_1 - B_1 \tilde{D}_k)^T \quad \Lambda \quad (L_N - B_N \tilde{D}_k)^T]^T$,
 $\tilde{G}_i = [0 \quad 0 \quad G_i^T \quad 0 \quad \Lambda \quad 0]^T$, $\overline{\tilde{G}}_i = [(L_k - B_k \tilde{D}_k)^T \quad -\tilde{B}_k^T \quad (L_i - B_i \tilde{D}_k)^T \quad (L_1 - B_1 \tilde{D}_k)^T \quad \Lambda \quad (L_N - B_N \tilde{D}_k)^T]^T$,
 $\overline{G}_i = [(B_k \tilde{D}_k)^T \quad \tilde{B}_k^T \quad (B_i \tilde{D}_k)^T \quad (B_1 \tilde{D}_k)^T \quad \Lambda \quad (B_N \tilde{D}_k)^T]^T$ et la matrice $W_{k,i}$ est triangulaire basse. Les blocs sur la diagonale principale de $W_{k,i}$ sont :

$$H_k, (A_i - L_i C), (A_1 - L_1 C), \Lambda, (A_N - L_N C) \quad (2.40)$$

En considérant les hypothèses 2.1 et 2.2, tous les blocs matriciels de (2.40) sont Hurwitz. La matrice $W_{k,i}$ possède alors la même propriété, *i.e.* $W_{k,i}$ est stable. En supposant que la propriété de distinguabilité est vérifiée, il existe un seul minimum parmi les signaux d'erreurs e_j , $j = 1, \Lambda, N$ *i.e.* there exists $T \geq 0$ such that:

$$|Ce_i(t)| < |Ce_j(t)| \text{ for all } t \geq T \text{ and } j = 1, \Lambda, N, j \neq i \quad (2.41)$$

De ce fait, la logique de commutation (2.31) stoppe après un nombre fini de commutation $k \geq 0$ et $\sigma(t_k) = i$. Si la validité de l'expression (2.41) n'est pas maintenue dans le temps, un nombre de commutation infini peut apparaitre et remettre en cause la stabilité du système commuté. La solution retenue pour éviter ce phénomène consiste à geler la commutation durant un certain temps correspondant à la valeur du *dwell-time* τ_D . Pour obtenir une valeur suffisante de τ_D permettant de garantir la stabilité BIBO du système commuté, considérons l'estimation suivante de (2.39) pour tout $t \in [t_k, t_k + 1)$

$$|\Psi(t)| \leq \beta_{\sigma(t_k),i} |\Psi(t_k)| e^{-\alpha_{\sigma(t_k),i}(t-t_k)} + \gamma_{\sigma(t_k),i} \|Ce_{\sigma(t_k),i}\|_{[t_k,t)} + \chi_{\sigma(t_k),i} \|d\| + \varpi_{\sigma(t_k),i} \|y_{ref}\| + \pi_{\sigma(t_k),i} \|n\| \quad (2.42)$$

$$\|Ce_{\sigma(t_k),i}\|_{[t_k,t)} = \text{ess sup}_{t_k \leq \tau < t} |Ce_{\sigma(t_k),i}(\tau)| \leq \rho_1 |e_i(0)| e^{-\eta_k} + \rho_2 \|d\| + \rho_3 \|n\| + \|\delta\|_{[t_k,t)} \quad (2.43)$$

où $\alpha_{j,i}$ est la plus petite partie réelle normée des valeurs propres de la matrice $W_{j,i}$, $\beta_{j,i} = \sup_{t \geq 0} |\exp(W_{j,i} t)|$, $\gamma_{j,i} = |W_{j,i}^{-1} V_{j,i}|$, $\chi_{j,i} = |W_{j,i}^{-1} \tilde{G}_i|$, $\pi_{j,i} = |W_{j,i}^{-1} \overline{G}_i|$ et $\varpi_{j,i} = |W_{j,i}^{-1} \overline{G}_i|$ pour $j = 1, \Lambda, N, j \neq i$. A partir des définitions précédentes, $|e_i(0)| \leq |\zeta(0)|$ et $\alpha_{j,i} \leq \eta$. Une expression possible pour obtenir τ_D est donnée par [Mo95], [Lib03], [EPL08] :

$$\tau_D = \max_{1 \leq j \leq N} -\alpha_{j,i}^{-1} \ln(\lambda \beta_{j,i}^{-1}) \quad (2.44)$$

où $0 < \lambda < 1$ est un paramètre de réglage défini tel que $e^{-\eta_k} \leq \lambda^k, k \geq 0$. En utilisant (2.44), on peut montrer que $e^{-\alpha_{j,i} \tau_D} = \lambda \beta_{j,i}^{-1}$. Il vient que pour n'importe quel $k \geq 0$, on a :

$$\begin{aligned} |\Psi(t_{k+1})| &\leq \lambda |\Psi(t_k)| + \gamma_{\sigma(t_k),i} \|Ce_{\sigma(t_k),i}\|_{[t_k,t_{k+1})} + \chi_{\sigma(t_k),i} \|d\| + \varpi_{\sigma(t_k),i} \|y_{ref}\| + \pi_{\sigma(t_k),i} \|n\| \\ &\leq \lambda |\Psi(t_k)| + \gamma_{\sigma(t_k),i} \left(\rho_1 \lambda^k |e_i(0)| + \rho_2 \|d\| + \rho_3 \|n\| + \|\delta\|_{[t_k,\tau_D)} \right) + \chi_{\sigma(t_k),i} \|d\| + \varpi_{\sigma(t_k),i} \|y_{ref}\| + \pi_{\sigma(t_k),i} \|n\| \end{aligned} \quad (2.45)$$

A partir de (2.45), il est maintenant possible de suivre la démarche de [ECH13] pour arriver à l'expression $\Psi(t)$ suivante

$$|\Psi(t)| \leq e\left(\bar{\beta}_i(1-4\ln(\lambda))^{-1}e^{-\bar{\gamma}_i\rho_1\lambda^{-1}}+\bar{\gamma}_i\rho_1\right)e^{0.25\ln(\lambda)t\tau_D^{-1}}|\Psi(0)| + \left(1+\bar{\beta}_i(1-\lambda)^{-1}\right)\left(\bar{\gamma}_i\|\delta\|+\bar{\chi}_i\|d\|+\bar{\omega}_i\|y_{ref}\|+\bar{\pi}_i\|n\|\right) \quad (2.46)$$

où $\bar{\beta}_i = \max_{1 \leq j \leq N} \beta_{i,j}$, $\bar{\pi}_i = \max_{1 \leq j \leq N} (\gamma_{i,j}\rho_3 + \pi_{i,j})$, $\bar{\chi}_i = \max_{1 \leq j \leq N} (\gamma_{i,j}\rho_2 + \chi_{i,j})$, $\bar{\omega}_i = \max_{1 \leq j \leq N} \omega_{i,j}$ and $\bar{\gamma}_i = \max_{1 \leq j \leq N} \gamma_{i,j}$. En identifiant les éléments de l'équation (2.32) et (2.46), on obtient les expressions algébriques suivantes

$$v_i = \bar{\beta}_i e + (e - 4\ln(\lambda))^{-1} \bar{\beta}_i \lambda^{-1} \bar{\gamma}_i \rho_1 \quad (2.47)$$

$$\mu_i = -0.25\ln(\lambda) \quad (2.48)$$

$$v_i = \max\{\bar{\gamma}_i, \bar{\chi}_i, \bar{\omega}_i, \bar{\pi}_i\}(1 + \bar{\beta}_i(1-\lambda)^{-1}) \quad (2.49)$$

qui complète la preuve. ■

La preuve du théorème 2.2 donne une expression analytique pour l'obtention de la valeur du *dwell-time* τ_D (voir l'équation (2.44)) et les constantes v_i , μ_i et v_i impliquées dans le théorème 2.2 sont respectivement données dans (2.47), (2.48) et (2.49). Dans la mesure où la preuve se base sur une borne supérieure des signaux, il est important de noter que la valeur de τ_D peut être conservative (surestimée).

Relaxons maintenant la condition $i(t) = \text{constante}$ pour tout $t \geq 0$. Supposons que $i(t) = i(T_r)$, $t \in [T_r, T_{r+1})$ et $i(T_r) \in I$ pour tout $r \geq 0$, i.e. l'indice du système (2.24) peut être différent sur l'intervalle $[T_r, T_{r+1})$ dû, par exemple, à l'apparition d'un défaut. Pour rappel, $i(t)$ est un signal continu par morceaux. Il vient que la vitesse de variation de $i(t)$ peut influencer sur la stabilité du système commuté. Soit T_D le temps de séjour dual définissant l'intervalle de temps minimum admissible entre deux situations défailtantes consécutives. Supposons qu'il existe $T_D > 0$ tel que $T_{r+1} - T_r \geq T_D$ pour tout $r \geq 0$. Le corollaire suivant donne les conditions de stabilité pour le système (2.24) avec un indice $i(t)$ variant dans le temps.

Corollaire 2.1 [ECH13] : *Supposons que les hypothèses 2.1 et 2.2 soient vérifiées. Pour $T_{r+1} - T_r \geq T_D$, il existe $T_D > 0$ et $\tau_D > 0$ tels que pour tout $\Psi(0) \in \mathfrak{R}^{(N+1)n_x + \tilde{n}_i}$, $\Psi = [z_k^T \tilde{x}_k^T x^T z_1^T \Lambda z_N^T]^T$ où $z_1^T \Lambda z_N^T$ ne contient pas z_k^T , $n \in L_\infty^d$, $d \in L_\infty^d$, $y_{ref} \in L_\infty^d$, les systèmes (2.24), (2.25), (2.27) et (2.31) possèdent la propriété*

$$|\Psi(t)| \leq \tilde{v} e^{-\tilde{\mu}t/T_D} |\Psi(0)| + \tilde{v} \left\{ \|\delta\|_{[0,t)} + \|d\|_{[0,t)} + \|n\|_{[0,t)} + \|y_{ref}\|_{[0,t)} \right\} \text{ pour tout } t \geq 0 \quad (2.50)$$

pour $\tilde{v} > 0$, $\tilde{\mu} > 0$ et $\tilde{v} > 0$. □

Preuve : Sur chaque intervalle $[T_r, T_{r+1})$, $r \geq 0$, les conditions de stabilités du théorème 2.2 sont vraies. L'estimation supérieure donnée en (2.32) de $\Psi(t)$ peut alors être définie sur chaque intervalle $t \in [T_r, T_{r+1})$ comme suit

$$|\Psi(t)| \leq v_r e^{-\mu_r(t-T_r)/\tau_D} |\Psi(T_r)| + v_r \left\{ \|\delta\|_{[T_r,t)} + \|d\|_{[T_r,t)} + \|n\|_{[T_r,t)} + \|y_{ref}\|_{[T_r,t)} \right\} \quad (2.51)$$

où $\tau_D > 0$, $v_r > 0$, $\mu_r > 0$ et $v_r > 0$ sont définies par (2.44), (2.47), (2.48) et (2.49). Soit l'intervalle T_D obéissant à l'équation

$$T_D = \max_{1 \leq j \leq N} \left\{ -\tau_D \mu_j^{-1} \ln(\bar{\lambda} v_j^{-1}) \right\} \quad (2.52)$$

où $0 < \bar{\lambda} < 1$ est un paramètre de réglage constant. En utilisant (2.52), il vient que :

$$v_r e^{-\mu_r(t-T_r)/\tau_D} \leq v_r e^{-\mu_r(T_{Dr})/\tau_D} \leq \bar{\lambda} \quad (2.53)$$

De ce fait, les solutions bornées du système commuté à chaque instant T_r , $r \geq 0$ et $t \in [T_r, T_{r+1})$ sont respectivement données par :

$$|\Psi(T_{r+1})| \leq \bar{\lambda} |\Psi(T_r)| + v_r \left\{ \|\delta\|_{[T_r, T_{r+1})} + \|d\|_{[T_r, T_{r+1})} + \|n\|_{[T_r, T_{r+1})} + \|y_{ref}\|_{[T_r, T_{r+1})} \right\} \quad (2.54)$$

$$|\Psi(t)| \leq v_r |\Psi(T_r)| + v_r \left\{ \|\delta\|_{[T_r, t)} + \|d\|_{[T_r, t)} + \|n\|_{[T_r, t)} + \|y_{ref}\|_{[T_r, t)} \right\}, t \in [T_r, T_{r+1}) \quad (2.55)$$

Moyennant la démarche adoptée dans la preuve du théorème 2.2, l'estimation supérieure de l'état augmenté $\Psi(t)$ obéit à [ECH13]

$$|\Psi(t)| \leq \bar{v} \bar{\lambda}^r |\Psi(0)| + \tilde{v} \left\{ \|\delta\| + \|d\| + \|n\| + \|y_{ref}\| \right\} \text{ pour tout } t \in [T_r, T_{r+1}) \quad (2.56)$$

où $\bar{v} = \max_{1 \leq j \leq N} v_j$, $\bar{v} = \max_{1 \leq j \leq N} v_j$ et $\tilde{v} = \bar{v}(1 + \bar{v}(1 - \lambda)^{-1})$. Afin d'être indépendant de l'indice $r \geq 0$, les arguments utilisés dans le théorème 2.2 sont de nouveaux utilisés pour conduire aux inégalités suivantes :

$$\begin{aligned} |\Psi(t)| &\leq \bar{v} e^{\ln(\bar{\lambda})r} |\Psi(0)| + \tilde{v} \left\{ \|\delta\| + \|d\| + \|n\| + \|y_{ref}\| \right\} \\ &\leq \bar{v} e^{\ln(\bar{\lambda}) \lceil 0.5t / T_D \rceil} |\Psi(0)| + \tilde{v} \left\{ \|\delta\| + \|d\| + \|n\| + \|y_{ref}\| \right\} \\ &\leq e \bar{v} e^{0.5 \ln(\bar{\lambda})t / T_D} |\Psi(0)| + \tilde{v} \left\{ \|\delta\| + \|d\| + \|n\| + \|y_{ref}\| \right\} \end{aligned} \quad (2.57)$$

En identifiant les expressions (2.57) et (2.50), les variables \tilde{v} et $\tilde{\mu}$ sont définies par $\tilde{v} = e\bar{v}$ et $\tilde{\mu} = 0.5 \ln(\bar{\lambda})$ respectivement. Ceci termine la preuve. ■

En s'appuyant sur le corollaire 2.1, le système commuté composé de (2.24), (2.25), (2.27) et (2.31) correspond à une solution de commande tolérante aux fautes active où la stabilité est garantie pour de multiples modes de fonctionnement, défaillants ou non. Pour garantir une accommodation sûre, la méthode FTC supervisée doit vérifier la propriété $\tau_D \leq T_D$, *i.e.* l'intervalle de temps admissible pour la reconfiguration du correcteur τ_D est plus petit que l'intervalle de temps admissible entre deux modes de fonctionnement T_D .

Stabilité basée sur l'existence d'une fonction de Lyapunov commune

Dans la mesure où les preuves de stabilité affichées par le théorème 2.2 et le Corollaire 2.1 sont basées sur une estimation de la borne supérieure du vecteur d'états augmenté du système commuté, les valeurs obtenues pour τ_D et T_D peuvent s'avérer être très conservatives (surestimées). Pour pallier cette faiblesse, on propose de relaxer la contrainte du temps de séjour pour autoriser une commutation, en recherchant l'existence d'une fonction de Lyapunov commune entre tous les modes de fonctionnement [Lib03]. Conformément aux

travaux de [Lib03], si l'ensemble des modes du système commuté admette une même fonction de Lyapunov, la stabilité est préservée sans l'ajout d'une contrainte τ_D pour la reconfiguration du correcteur et T_D pour le temps de séjour dual représentant l'intervalle de temps admissible entre deux modes de fonctionnement.

Pour appliquer cette théorie, considérons l'équation (2.39) qui décrit un mode du système commuté composé de (2.24), (2.25) et (2.27). Conformément aux hypothèses de travail 2.1 et 2.2, les matrices $W_{k,i}$, $k = \overline{1, N}$ sont Hurwitz pour tous les indices $i \in I$ du système (2.24), voir la preuve du théorème 2.2. Par conséquent, il existe pour tous les modes de fonctionnement des matrices symétriques et semi-défini positives $P_{k,i}$, $k = \overline{1, N}$ vérifiant :

$$W_{k,i}^T P_{k,i} + P_{k,i} W_{k,i} < 0, \quad k = \overline{1, N} \quad (2.58)$$

La condition pour l'existence d'une fonction de Lyapunov commune implique que $T_1^T P_{1,1} T_1 = \Lambda = T_N^T P_{N,N} T_N$. A partir des travaux de [IB09], cette condition pour garantir une stabilité exponentielle sous une séquence de commutation arbitraire revient à assurer une propriété de triangularisation simultanée, *i.e.* l'hypothèse suivante doit être vérifiée.

Hypothèse 2.3 : *Il existe deux matrices $P = P^T > 0$ et $F = F^T > 0$ telles que*

$$\left[T_k W_{k,i} T_k^{-1} \right]^T P + P \left[T_k W_{k,i} T_k^{-1} \right] + F < 0 \quad (2.59)$$

pour tout $k = \overline{1, N}$ et $i = \overline{1, N}$. □

L'hypothèse 2.3 nécessite donc la résolution de N^2 inégalités matricielles linéaires pour obtenir l'équation de Lyapunov commune. Dans le cas où une solution à l'hypothèse 2.3 existe, il est possible de relaxer la contrainte temps entre deux commutations imposée par le *dwell-time*. Il reste cependant possible de s'inspirer du théorème 2.2 et du corollaire 2.1 pour établir les propriétés de stabilité du système commuté pour un indice i de ce dernier constant (théorème 2.3) et variant dans le temps (corollaire 2.2).

Théorème 2.3 : *Supposons que les hypothèses 2.1, 2.2 et 2.3 soient vraies et que l'indice du procédé $i(t) = \text{const}$ pour tout $t \geq 0$. Il existe $\tau_D > 0$ tel que pour tout $\Psi(0) \in \mathfrak{R}^{(N+1)n_x + \tilde{n}_i}$, $\Psi = [z_k^T \quad \tilde{x}_k^T \quad x^T \quad z_1^T \quad \Lambda \quad z_N^T]^T$ où $z_1^T \Lambda z_N^T$ ne contient pas z_k^T , $n \in L_\infty^d$, $d \in L_\infty^d$, $y_{ref} \in L_\infty^d$ les systèmes (2.24), (2.25), (2.27) et (2.31) possèdent la propriété*

$$|\Psi(t)| \leq v_i e^{-\mu_i t / \tau_D} |\Psi(0)| + v_i \left\{ \|\delta\|_{[0,t]} + \|d\|_{[0,t]} + \|y_{ref}\|_{[0,t]} + \|n\|_{[0,t]} \right\} \quad \text{pour tout } t \geq 0 \quad (2.60)$$

pour $v_i > 0$, $\mu_i > 0$ et $v_i > 0$. □

Preuve : [ECH13]

Notons que si le théorème 2.3 maintient la présence de la constante $\tau_D > 0$ pour le mécanisme de commutation (2.31), sa valeur est laissée au choix du concepteur et n'est donc en rien dépendante de l'expression de (2.44). La contrainte $i(t) = \text{const}$ est maintenant levée.

Corollaire 2.2 : *Supposons que les hypothèses 2.1, 2.2 et 2.3 soient vérifiées. Pour $T_{r+1} - T_r \geq T_D$, il existe $T_D > 0$ et $\tau_D > 0$ tels que pour tout $\Psi(0) \in \mathfrak{R}^{(N+1)n_x + \tilde{n}_i}$, $\Psi = [z_k^T \tilde{x}_k^T x^T z_1^T \Lambda z_N^T]^T$ où $z_1^T \Lambda z_N^T$ ne contient pas z_k^T , $n \in L_\infty^d$, $d \in L_\infty^d$, $y_{ref} \in L_\infty^d$, les systèmes (2.24), (2.25), (2.27) et (2.31) possèdent la propriété*

$$|\Psi(t)| \leq \tilde{v} e^{-\tilde{\mu}t/T_D} |\Psi(0)| + \tilde{v} \left\{ \|\delta\|_{[0,t)} + \|d\|_{[0,t)} + \|n\|_{[0,t)} + \|y_{ref}\|_{[0,t)} \right\} \text{ pour tout } t \geq 0 \quad (2.61)$$

pour $\tilde{v} > 0$, $\tilde{\mu} > 0$ et $\tilde{v} > 0$. □

Preuve : [ECH13].

En résumé, les théorèmes 2.2 et 2.3 et les corollaires 2.1 et 2.2 garantissent que le système commuté (2.24) couplé au banc de correcteurs (2.25), au banc d'observateurs (2.27) et associée à la logique de commutation (2.31) restent stable. Plus précisément, ils offrent une preuve de stabilité *Entrées Bornées / Sorties Bornées*. Bien que l'interaction entre tous les éléments nécessaires à une stratégie FTC active opère dans les preuves de stabilité de cette section, le point **P.2** mentionné dans [ZJ08] implique la nécessité de poser la syntnhèse des filtres de diagnostic et des correcteurs tolérant aux défauts dans un contexte de performances mutualisées et optimisées. C'est l'objet de la prochaine section.

2.4.3. Optimisation mutuelle des algorithmes FDD/FTC

Dans cette section, le développement de différentes procédures de synthèse des algorithmes FDI (2.27) et FTC (2.25) sont proposées pour permettre de mutualiser leurs performances via des critères. Pour résoudre ce problème d'optimisation mutli-critères, on se propose de formuler le problème dans un contexte à base de normes. Il est néanmoins important de noter que l'idée originelle peut très bien être développée dans un autre contexte.

Pour formuler le problème, considérons dans un premier temps les observateurs de Luenberger introduit par (2.27). Si la stabilité des observateurs est imposée par l'hypothèse de travail 2.2, le niveau de performance des filtres FDI revient également à minimiser l'effet des entrées inconnues (perturbations, ...) sur le vecteur de résidus tout en maximisant l'effet des défauts sur ce même vecteur pour l'ensemble des incertitudes de modèle. Ce travail peut donc se développer à travers un problème d'optimisation basé sur les normes H_∞ et H associées à une contrainte de placement de pôles conformément à la section 2.3 [HZ05], [CHZ09]. Ici, nous avons opté pour une solution alternative à la problématique susmentionnée en optant pour un problème d'optimisation $H_\infty / H(0)$ avec placement de pôles défini comme suit

$$L_i^* = \arg \min_{L_i} \frac{\|W_i^L(s, L_i)\|_\infty}{|W_i^F(0, L_i)|} \quad (2.62)$$

sous contrainte $\text{Re}[\lambda\{A_i - L_i C\}] < \Lambda_i < 0$

où $W_i^L(s, L_i) = (sI - A_i + L_i C)^{-1} G_i$ est la transmittance entre l'erreur d'estimation e_i et la perturbation d . $W_i^F(s, L_i) = (sI - A_i + L_i C)^{-1}$ correspond à la fonction de transfert entre l'erreur

et une représentation additive du défaut. Le paramètre de réglage $\Lambda_i, i = 1, \dots, N$ permet de placer les pôles des filtres FDI. $\|\bullet\|_\infty$ obéit à $\|\bullet\|_\infty = \sup\{\sigma_{\max}(\bullet(j\omega))\}$ où $\sigma_{\max}(\bullet(j\omega))$ représente la valeur singulière maximale de la matrice \bullet' et $|\bullet(0)|$ correspond au gain statique de la transmittance \bullet' . Le numérateur du critère (2.62) revient à quantifier le niveau de performance du filtre FDI en terme de robustesse tandis que le dénominateur de (2.62) vise à évaluer la sensibilité du filtre vis-à-vis du défaut en régime permanent.

Focalisons-nous maintenant sur la synthèse des correcteurs FTC (2.25). Pour garantir l'hypothèse 2.1, la synthèse des lois de commande FTC peut être formulée à travers une approche LQR (pour l'acronyme anglophone *Linear Quadratic Regulator*) ou une optimisation à base de norme H_∞ ou H_2 via le problème suivant

$$(\tilde{A}_i^*, \tilde{B}_i^*, \tilde{C}_i^*, \tilde{D}_i^*) = \arg \min_{(\tilde{A}_i, \tilde{B}_i, \tilde{C}_i, \tilde{D}_i)} \|W_i^H(s, H_i)\|_z, \quad i = 1, \dots, N, \quad z = \{\infty, 2\} \quad (2.63)$$

où $W_i^H(s, H_i) = (sI - H_i)^{-1} G_i^H$ avec $G_i^H = \begin{bmatrix} G_i^T & 0 \\ x^T & \tilde{x}_i^T \end{bmatrix}^T$ correspond à la fonction de transfert entre les perturbations d et l'état augmenté $\begin{bmatrix} x^T \\ \tilde{x}_i^T \end{bmatrix}$. Si les synthèses des filtres FDI et FTC sont menées de façon indépendante, les développements qui suivent vont nous permettre de mutualiser leurs performances.

Cas d'étude contraint par le temps de séjour

A partir de l'expression du calcul du *dwell-time* donnée en (2.44), il est important de noter que les paramètres $\alpha_{j,i}$ et $\beta_{j,i}$ dépendent des matrices $(L_i, \tilde{A}_i, \tilde{B}_i, \tilde{C}_i, \tilde{D}_i), i = 1, \Lambda, N$. De ce fait, la solution proposée dans [ECH13] revient à résoudre le problème d'optimisation suivant :

$$(L_1^*, \tilde{A}_1^*, \tilde{B}_1^*, \tilde{C}_1^*, \tilde{D}_1^*, \dots, L_N^*, \tilde{A}_N^*, \tilde{B}_N^*, \tilde{C}_N^*, \tilde{D}_N^*) = \arg \min_{L_1, \dots, L_N, H_1, \dots, H_N} J_1(L_1, \dots, L_N, H_1, \dots, H_N)$$

$$\text{tel que } \begin{cases} H_i = \begin{bmatrix} A_i - B_i \tilde{D}_i C & B_i \tilde{C}_i \\ -\tilde{B}_i C & \tilde{A}_i \end{bmatrix}, i = 1, \Lambda, N, \text{ satisfasse les objectifs de commande} \\ \text{Re}[\lambda\{A_i - L_i C\}] < 0, i = 1, \Lambda, N \end{cases} \quad (2.64)$$

$$\text{avec } J_1(L_1, \dots, H_N) = l_1 \left(\|W_i^L(s, L_i)\|_\infty / |W_i^F(0, L_i)| \right) + l_2 \|W_i^H(s, H_i)\|_\infty + l_3 \tau_D(L_1, \dots, H_N)$$

où W_i^L, W_i^F et W_i^H correspondent aux transferts introduits en (2.62) et (2.63). Les matrices H_i correspondent à celles données en (2.26). Les constantes $l_k > 0, k = 1, 2, 3$ permettront de prioriser le poids de chaque element lors de la resolution du problème d'optimisation. Dans le cas où $\tau_D < \tau_D^{\max}$, le problème (2.64) peut se reformuler sous la forme suivante :

$$(L_1^*, \tilde{A}_1^*, \tilde{B}_1^*, \tilde{C}_1^*, \tilde{D}_1^*, \dots, L_N^*, \tilde{A}_N^*, \tilde{B}_N^*, \tilde{C}_N^*, \tilde{D}_N^*) = \arg \min_{L_1, \dots, L_N, H_1, \dots, H_N} J_2(L_1, \dots, L_N, H_1, \dots, H_N)$$

$$\text{tel que } \begin{cases} H_i = \begin{bmatrix} A_i - B_i \tilde{D}_i C & B_i \tilde{C}_i \\ -\tilde{B}_i C & \tilde{A}_i \end{bmatrix}, i = 1, \Lambda, N, \text{ satisfasse les objectifs de commande} \\ \text{Re}[\lambda\{A_i - L_i C\}] < 0, i = 1, \Lambda, N \\ \tau_D(L_1, \dots, L_N, H_1, \dots, H_N) < \tau_D^{\max} \end{cases} \quad (2.65)$$

où $J_2(L_1, \dots, H_N) = l_1 \left(\left\| W_i^L(s, L_i) \right\|_{\infty} / \left| W_i^F(0, L_i) \right| \right) + (1-l_1) \left\| W_i^H(s, H_i) \right\|_{\infty}$. Dans ce cas, une optimalité au sens de Pareto des performances FDI et FTC sera retrouvée. Dans la mesure où les contraintes des hypothèses 2.1 et 2.2 sont prises en compte dans le problème d'optimisation, le calcul de T_D peut se faire directement en appliquant l'équation (2.52).

Cas d'étude avec l'existence d'une fonction de Lyapunov

Lorsque le système commuté composé de (2.24), (2.25), (2.27) et (2.31) admet une fonction de Lyapunov commune, il n'y a pas de contrainte temporelle sur la séquence de commutation à travers le *dwell-time* τ_D . Le problème d'optimisation peut directement se formuler comme un problème d'optimisation multi-critère dans un cadre normé comme suit :

$$(L_1^*, \tilde{A}_1^*, \tilde{B}_1^*, \tilde{C}_1^*, \tilde{D}_1^*, \dots, L_N^*, \tilde{A}_N^*, \tilde{B}_N^*, \tilde{C}_N^*, \tilde{D}_N^*) = \arg \min_{L_1, \dots, L_N, H_1, \dots, H_N} J_3(L_1, \dots, L_N, H_1, \dots, H_N)$$

$$\text{tel que } \begin{cases} H_i = \begin{bmatrix} A_i - B_i \tilde{D}_i C & B_i \tilde{C}_i \\ -\tilde{B}_i C & \tilde{A}_i \end{bmatrix}, i = 1, \Lambda, N, \text{ satisfasse les objectifs de commande} \\ \text{Re}[\lambda \{A_i - L_i C\}] < 0, i = 1, \Lambda, N \end{cases} \quad (2.66)$$

où $J_3(L_1, \dots, H_N) = l_1 \left(\left\| W_i^L(s, L_i) \right\|_{\infty} / \left| W_i^F(0, L_i) \right| \right) + (1-l_1) \left\| W_i^H(s, H_i) \right\|_{\infty}$. Dans ce cas de figure, le paramètre de réglage l_1 permettra de prioriser les objectifs FDI aux objectifs FTC selon le cahier des charges spécifié par le client.

Résolution des problèmes d'optimisation

Les problèmes d'optimisation (2.64) et (2.65) appartiennent à la classe des problèmes d'optimisation nonlinéaires puisqu'en dépit de modèles linéaires pour le procédé (2.24), les correcteurs (2.25) et les observateurs (2.27), la nonlinéarité est introduite par la logique de commutation (2.31). De ce fait, la résolution de ce type de problème peut s'avérer délicate en pratique. Une alternative est cependant fréquemment utilisée dans la littérature et revient à considérer seulement un ensemble fini de solutions grâce à un cadrillage des paramètres recherchés. En utilisant un cadrillage suffisamment dense des différents éléments, il est convenu dans la majorité des travaux de la littérature que l'approximation admette une solution satisfaisante, même si elle reste sous-optimale.

2.4.4. Exemple académique

La théorie développée dans les sections 2.4.2 et 2.4.3 est maintenant appliquée à un exemple académique. Il s'agit du modèle d'un avion de chasse F8 du quatrième ordre initialement proposé dans [ZJ03]. Les vecteurs d'états et de commande sont donnés par $x = [p \ r \ \beta \ \phi]^T$ et $u = [\delta_1 \ \delta_2]^T$ où p , r , β , ϕ représentent respectivement la vitesse de roulis, la vitesse de lacet, l'angle de dérapage et l'angle de roulis. δ_1 et δ_2 correspondent aux déflexions des deux gouvernes de gauchissement. La représentation d'état du système pour une situation saine (sans défaut) est donnée pour $i = 1$ par :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -3.598 & 0.1968 & -35.18 & 0 \\ -0.0377 & -0.3576 & 5.884 & 0 \\ 0.0688 & -0.9957 & -0.2163 & 0.0733 \\ 0.9947 & 0.1027 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 14.65 & 8.79 \\ 0.2179 & 0.1307 \\ -0.0054 & -0.0032 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.67)$$

Dans ce cas d'étude, seules les variables r et ϕ sont mesurées. Deux situations défailtantes sont considérées et concerne le grippage des actionneurs, *i.e.* l'actionneur reste bloqué à une position. La modélisation des situations défailtantes induit un changement des matrices B du procédé et l'apparition d'une perturbation provoquée par le grippage de l'actionneur. On a $A_2 = A_3 = A_1$ et

$$B_2 = \begin{bmatrix} 14.65 & 0 \\ 0.2179 & 0 \\ -0.0054 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, G_2 d = \begin{bmatrix} 8.79 \\ 0.1307 \\ -0.0032 \\ 0 \end{bmatrix} \alpha_2; B_3 = \begin{bmatrix} 0 & 8.79 \\ 0 & 0.1307 \\ 0 & -0.0032 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, G_3 d = \begin{bmatrix} 8.79 \\ 0.1307 \\ -0.0032 \\ 0 \end{bmatrix} \alpha_3$$

où les indices $i = 2,3$ correspondent aux deux situations défailtantes et $\alpha_2 = \pi/6$, $\alpha_3 = \pi/6$. Notons qu'hormis un bruit de mesures, le système est supposé non perturbé en situation défailtante, *i.e.* $G_i d = 0$. Il est mentionné dans [ECH13] que les synthèses indépendantes ne permettent pas d'offrir une accommodation satisfaisante dans la mesure où l'on perd la stabilité du système bouclé. L'attention se porte donc sur les solutions où les performances FDI et FTC sont mutualisées par le biais d'un problème d'optimisation

Cas d'étude contraint par le *dwell-time*

A partir de la discussion de la section 2.4.3, un cadrillage des pôles des observateurs de Luenberger (2.27) et des correcteurs (2.25) est effectué pour obtenir une cartographie paramétrée sur la valeur du *dwell-time* τ_D obtenue en utilisant (2.44). Le résultat du problème d'optimisation (2.64) est reporté sur la figure 2.11 pour les différentes valeurs de placement de pôles. L'étude a été menée pour des pôles compris dans l'intervalle -1 à -20 par pas de 1. Comme le révèle la figure 2.11, la plus petite valeur observée pour τ_D est de 0.3 s. Elle est obtenue pour les plus grandes valeurs des pôles des correcteurs et des observateurs, *i.e.* entre -18 et -20. Notons que ce résultat ne tient pas encore en compte les performances FDI et FTC.

Lorsque l'on intègre les spécifications de diagnostic (2.62) et celles de commande (2.63) introduites dans le problème d'optimisation (2.64), on peut déterminer une zone de solutions admissibles, voir la zone rouge de la figure 2.11. Si des pôles élevés permettent d'avoir une valeur faible pour le *dwell-time* τ_D , ce n'est pas une solution viable pour les observateurs dans la mesure où les signaux d'erreurs e_i se retrouvent être agités à cause d'une amplification du bruit de mesures. Il vient alors que les solutions de (2.64) permettant une mutualisation des performances FDI et FTC doivent se porter sur la zone rouge de la figure 2.11. A partir de cette figure, les valeurs optimales pour une commande tolérante aux défauts supervisée sont :

$$\tau_D = 0.4s, \lambda(A_i - L_i C) = -8, \lambda(\tilde{A}_i) = -4, i = 1,2,3 \quad (2.68)$$

Cas d'étude lorsqu'une fonction de Lyapunov commune existe

Avant de valider cette solution en simulation, une analyse est menée pour savoir si l'hypothèse 2.3 peut être vérifiée avec le choix des pôles affichés en (2.68). Il vient que le système comuté admet une fonction de Lyapunov commune, *i.e.* la stabilité du système bouclé est garantie pour n'importe quelle valeur du *dwell-time* τ_D . La solution contrainte par le *dwell-time* va donc être comparé à celle donnée par le réglage suivant

$$\tau_D = 0.01s, \lambda(A_i - L_i C) = -8, \lambda(\tilde{A}_i) = -4, i = 1,2,3 \quad (2.69)$$

où la valeur de 0.01 pour τ_D correspond à la période d'échantillonnage, *i.e.* on a opté pour contraindre la commutation sur la valeur minimale possible en pratique qui correspond un seul échantillon.

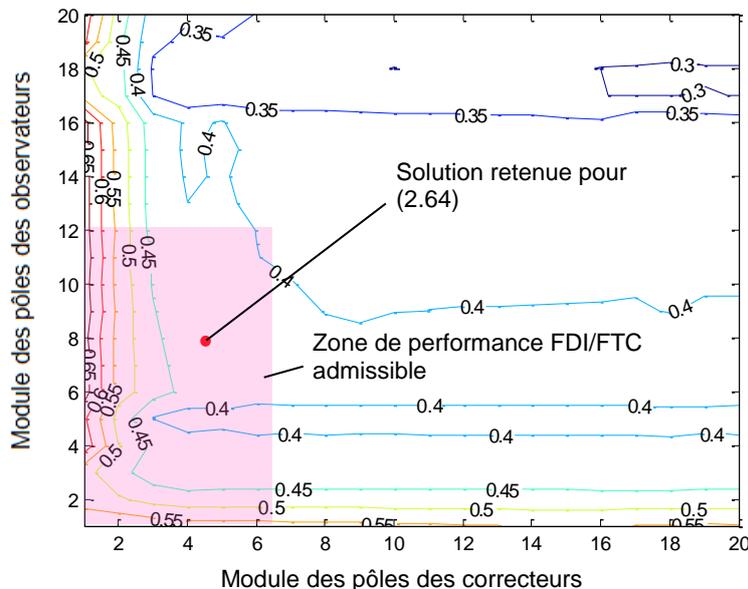


Figure 2.11 – Cartographie du *dwell-time* en fonction des pôles des filtres FDI et FTC

Résultats de simulation

L'architecture FTC de la figure 2.10 est maintenant implantée dans un simulateur développé sous Matlab/Simulink. Le système que l'on cherche à rendre tolérant aux défauts est celui donné par (2.67). La période d'échantillonnage est de 0.01 s. Les résultats de simulation pour les deux solutions précédemment retenues sont données sur les figures 2.12 et 2.13. A partir des figures 2.12 et 2.13, on peut tirer les conclusions suivantes :

- La propriété de distinguabilité entre les défauts n'est pas garantie. Concernant la solution mutualisant les performances FDI et FTC, on peut voir sur la figure 2.12 que l'algorithme FDI se trompe, durant un court instant après 10 s, dans

l'identification du mode de fonctionnement. Si ce problème pouvait être attendu⁶ avec la structure simpliste de l'observateur de Luenberger à un seul degré de liberté, elle permet néanmoins de souligner une caractéristique forte intéressante : en dépit d'une mauvaise décision de la méthode de surveillance, le système reste stable et retrouve au final un niveau de performance acceptable.

- La solution retenue par (2.69) - il existe donc une fonction de Lyapunov - fait intervenir un phénomène de brouillement (le terme générique *chattering* est généralement utilisé dans la littérature) à $t = 10, 20$ et 35 s. Si ces phénomènes n'ont pas eu un impact fort à 10 et 20 s, il provoque l'apparition d'un comportement transitoire indésirable sur ϕ plus important que celui observé avec la solution mutualisée (2.68). Ce point permet de souligner une nouvelle fois la nécessité d'aborder le problème de commande tolérante aux fautes dans son ensemble au lieu d'individualiser les blocs ou solutions. Pour $t = 35$ s, le meilleur comportement transitoire est celui offert par la solution mutualisée. L'explication se trouve dans la figure 2.23 où l'on constate clairement que le gel des commutations permet d'éviter des commutations entre le mode 2 et 3.

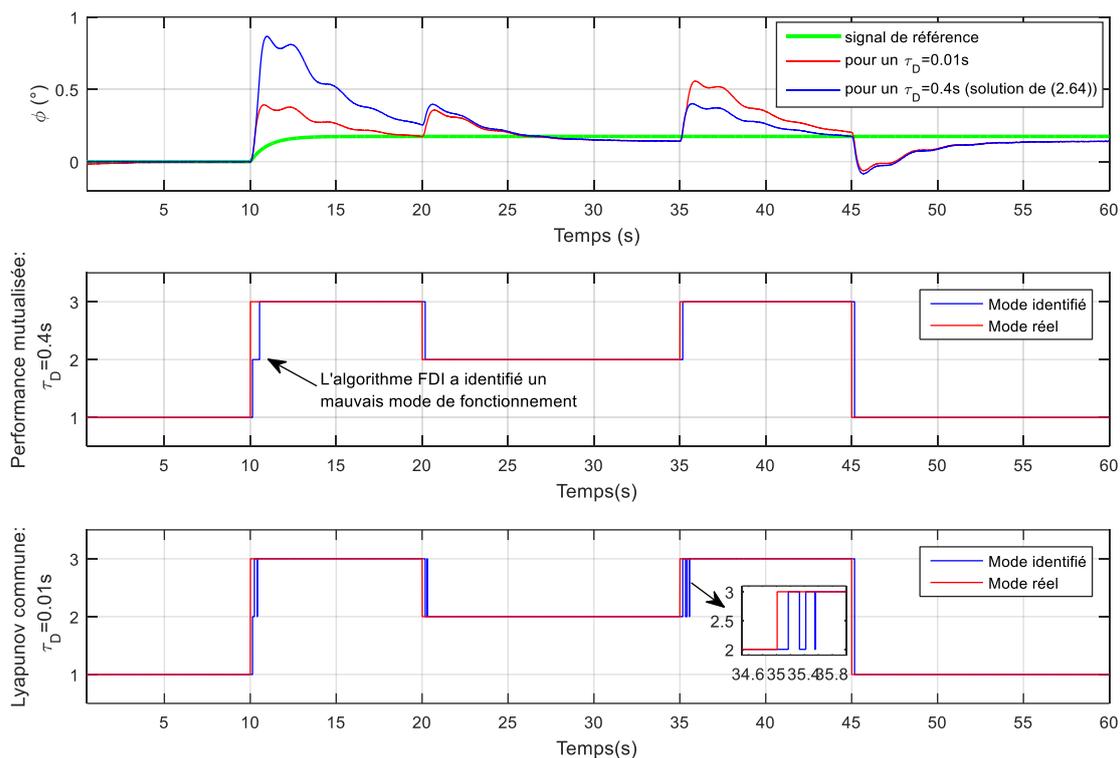


Figure 2.12 – Signal de sortie et mode identifié pour les deux solutions

⁶ Notons que ce point a déjà été souligné dans la remarque 2.2. Pour palier cette insuffisance, le lecteur intéressé peut se rapprocher du travail publié dans [CEHZ14] où des résultats de commande supervisée ont été étendus aux filtres de diagnostics linéaires à temps invariant d'un ordre supérieur à l'état du système à surveiller.

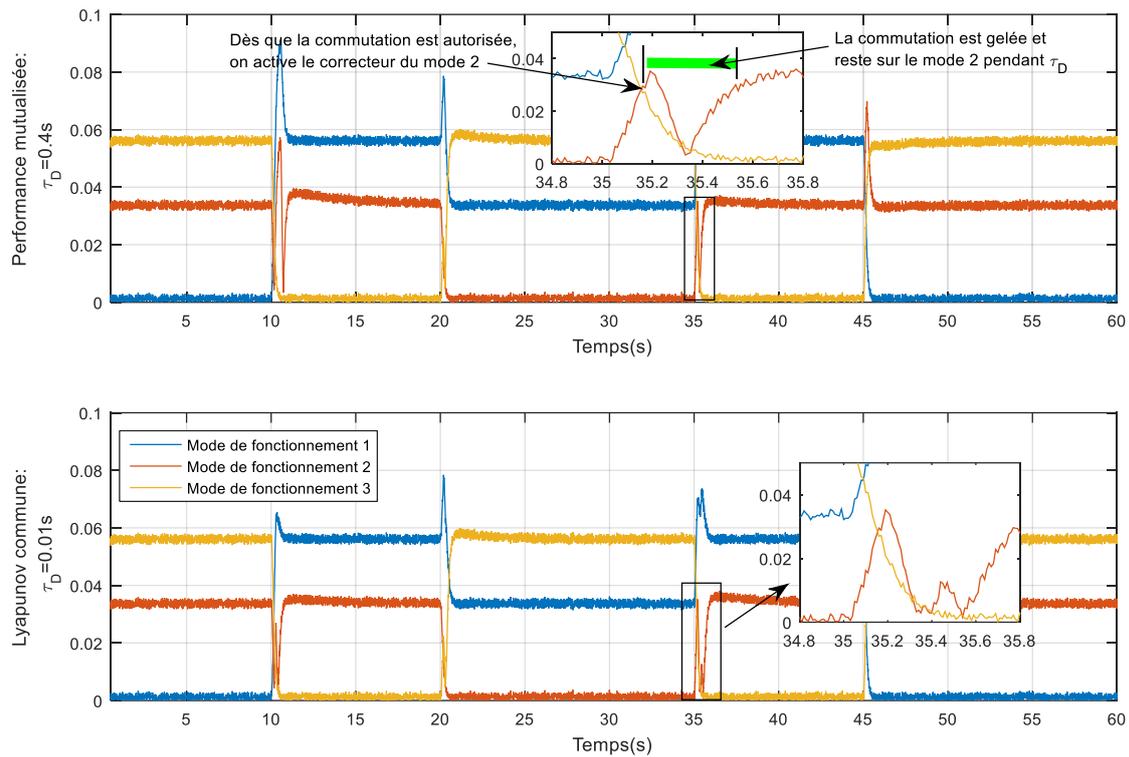


Figure 2.13 – Signaux d’erreurs des 3 observateurs pour les deux solutions

Le cadre de la commande supervisée semble donc se positionner comme une solution séduisante pour aborder un problème de commande tolérante aux défauts. A ce stade, les points **P.2**, **P.3**, **P.5**, **P.7** et **P.13** abordés dans la section 2.2 sont couverts. Le fait remarquable concerne **P.7** où les imperfections du module de diagnostic (retard à la détection, mauvaise isolation, ...) et les délais liés au mécanisme de reconfiguration affectent le niveau de performance transitoire du système commandé, sans remettre en cause la stabilité de ce dernier. Pour enrichir ce type de solution, un travail a été mené pour étendre ces premiers résultats au point **P.10**, *i.e.* gérer les comportements transitoires après une reconfiguration. Une stratégie d’étouffement des sauts transitoires observés après une commutation est donc proposée dans la section suivante et cette amélioration permettra également de minimiser la valeur du *dwell-time* lorsque les correcteurs présentent des actions intégrales.

2.4.5. Etouffement des transitoires d’accommodation

Pour aborder le problème **P.10**, nous allons relaxer la condition d’un état partagé pour les correcteurs (2.25). Nous aurons donc un ensemble de N correcteurs (2.25), de dimensions potentiellement différentes, synthétisé pour contrôler le système (2.24) dans N modes de fonctionnement. La technique retenue pour étouffer les sauts transitoires après une commutation est inspirée des travaux de [TW00]. L’idée revient à asservir à l’aide d’une matrice de gain F_i , $i = 1, \dots, N$, l’état des correcteurs hors-ligne. L’architecture FTC retenue est reportée sur la figure 2.14.

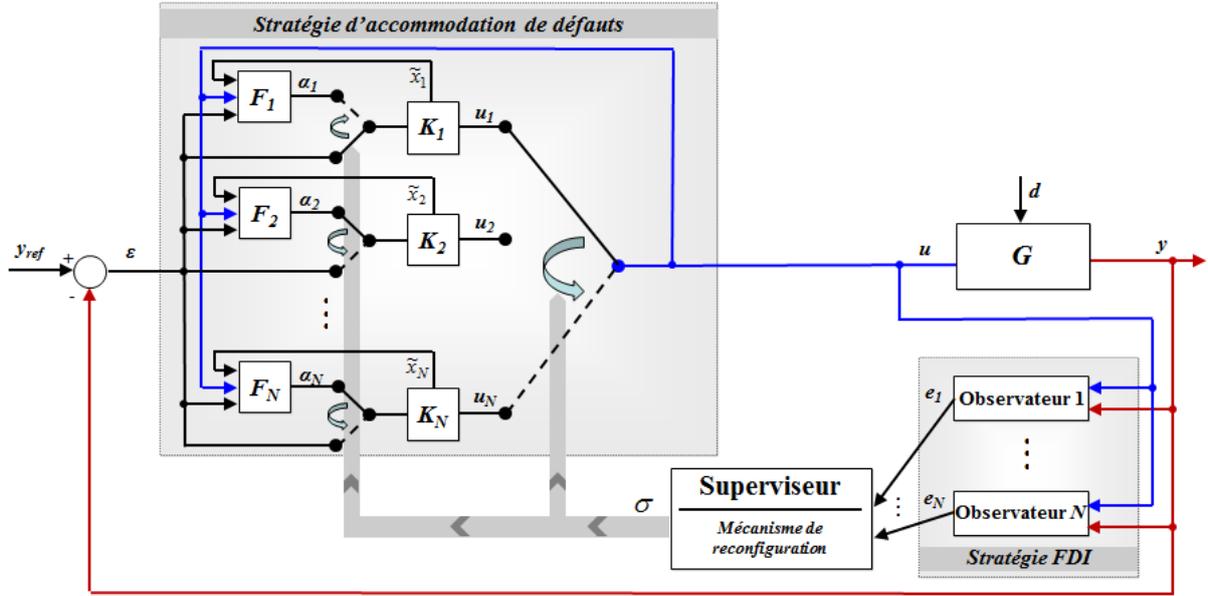


Figure 2.14 – Architecture FTC avec un dispositif d'étouffement des transitoires

La stratégie d'accommodation de défauts de la figure 2.14 applique le signal d'erreur $\varepsilon = y_{ref} - y$ au correcteur enclenché, *i.e.* le correcteur qui est sélectionné en ligne (voir K_1 de la figure 2.14). En même temps, la solution proposée vise à asservir l'état des $N-1$ correcteurs restant (qui peuvent être considérés comme étant hors ligne) par les matrices F_i . Cette situation se représente par les équations suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{correcteur en ligne :} \\ \text{correcteur hors ligne :} \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} u_k = K_k \varepsilon \\ \alpha_k = F_k \begin{pmatrix} \tilde{x}_k \\ u \end{pmatrix} \\ u_i = K_i \alpha_i \\ \alpha_i = F_i \begin{pmatrix} \tilde{x}_i \\ u \end{pmatrix} \end{array} \right. , \quad \varepsilon = y_{ref} - y, \quad k \neq i = 1, \dots, N \quad (2.70)$$

où les signaux impliqués dans (2.70) sont définis sur l'architecture 2.14. Les matrices de gain statique F_i , $i = 1, \dots, N$ sont synthétisées telles que le critère quadratique suivant soit minimisé

$$J(u_i, \alpha_i) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (z_u^T W_u z_u + z_e^T W_e z_e) dt \quad (2.71)$$

avec $z_u = u_i - u$ et $z_e = \alpha_i - \varepsilon$.

W_u et W_e sont des matrices de pondération constantes définies positives. Une fois la priorisation effectuée entre la minimisation du saut sur le signal de commande ($u_i - u$) ou sur l'écart entre $\alpha_i - \varepsilon$, le concepteur ajuste les matrices de réglage W_u et W_e . Les matrices de gain F_i sont alors calculées par l'équation suivante (le lecteur intéressé peut se référer aux travaux de [TW00] ou [CEH15] pour de plus amples détails)

$$F_i = \Omega_i \left(\begin{array}{c} (\tilde{B}_i^T \Pi_i + \tilde{D}_i^T W_u \tilde{C}_i)^T \\ (-\tilde{D}_i^T W_u + \tilde{B}_i^T M_i (\tilde{C}_i^T W_u + \tilde{C}_i^T W_u \tilde{D}_i \Omega_i \tilde{D}_i^T + \Pi_i \tilde{B}_i \Omega_i \tilde{D}_i W_u))^T \\ (-W_e + \tilde{B}_i^T M_i (\tilde{C}_i^T W_u \tilde{D}_i \Omega_i W_e + \Pi_i \tilde{B}_i \Omega_i W_e))^T \end{array} \right)^T \quad (2.72)$$

pour $i = 1, \dots, N$. Les matrices M_i and Ω_i impliquées dans (2.72) sont données par

$$M_i = (\mathbf{A}_i^T + \Pi_i \mathbf{B}_i)^{-1}, \quad i = 1, \dots, N \quad (2.73)$$

$$\Omega_i = -(\tilde{D}_i^T W_u \tilde{D}_i + W_e)^{-1}, \quad i = 1, \dots, N \quad (2.74)$$

où la matrice Π_i est une solution définie positive de l'équation algébrique de Riccati suivante

$$\Pi_i \mathbf{A}_i + \mathbf{A}_i^T \Pi_i + \Pi_i \mathbf{B}_i \Pi_i + \mathbf{C}_i = 0, \quad i = 1, \dots, N \quad (2.75)$$

avec \mathbf{A}_i , \mathbf{B}_i , and \mathbf{C}_i correspondant à :

$$\mathbf{A}_i = \tilde{A}_i + \tilde{B}_i \Omega_i \tilde{D}_i^T W_u \tilde{C}_i, \quad i = 1, \dots, N \quad (2.76)$$

$$\mathbf{B}_i = \tilde{B}_i \Omega_i \tilde{B}_i^T, \quad i = 1, \dots, N \quad (2.77)$$

$$\mathbf{C}_i = \tilde{C}_i^T W_u (I + \tilde{D}_i \Omega_i \tilde{D}_i^T W_u) \tilde{C}_i, \quad i = 1, \dots, N \quad (2.78)$$

Remarque 2.3 : En utilisant l'architecture FTC de la figure 2.14, nous supposons que les gains F_i , $i = 1, \dots, N$ ont accès aux états des correcteurs \tilde{x}_i . Dans la mesure où les correcteurs modernes sont généralement implantés dans des systèmes embarqués ou des ordinateurs de commande, c'est une hypothèse très modeste puisque les états de ces derniers correspondront à des variables calculées logiciellement. Une autre solution peut aussi consister à mettre les régulateurs (2.25) sous la forme d'une structure à base d'observateur [AA99], [CHZ10] pour facilement avoir accès aux états des correcteurs.

Les nouveaux éléments introduits dans l'architecture FTC de la figure 2.14 étant maintenant définis, la stabilité du système commuté (2.24), (2.25), (2.27), (2.31) équipé du mécanisme d'étouffement des transitoires *post* commutation (2.70) est maintenant adressée en utilisant une séquence de commutation arbitraire contraint par le *dwell-time*. Les preuves de stabilité sont de nouveau développées pour les signaux exogènes $y_{ref} \in L_{\infty}^{y_{ref}}$, $d \in L_{\infty}^d$ et $n \in L_{\infty}^n$ bornés. Le théorème admettra que l'indice i du système (2.24) reste constant. Cette hypothèse de travail sera ensuite relaxée dans le corollaire où $i \in I$ variera dans le temps. Rappelons que d'après l'équation (2.28), il existe $C_1 > 0$, $C_2 > 0$, $C_3 > 0$ et $\eta > 0$ tels que les signaux d'erreurs obéissent à $|e_i(t)| \leq C_1 |e_i(0)| e^{-\eta t} + C_2 \|d\| + C_3 \|n\|$ pour chaque indice fixe du système (2.24).

Théorème 2.4 [CEH15] : Il existe $\tau_D > 0$ tel que pour tout $\Psi(0) \in \mathfrak{R}^{(N+1)n_x + \sum_{i=1}^N \tilde{n}_i}$, $\Psi = [z_k^T \tilde{x}_k^T x^T z_1^T \Lambda z_N^T \tilde{x}_1^T \Lambda \tilde{x}_N^T]^T$ où $z_1^T \Lambda z_N^T$ et $\tilde{x}_1^T \Lambda \tilde{x}_N^T$ ne contiennent pas respectivement z_k^T et \tilde{x}_k^T . Pour $n \in L_{\infty}^n$, $d \in L_{\infty}^d$ et $y_{ref} \in L_{\infty}^y$, les systèmes (2.24), (2.25), (2.27), (2.31) et (2.70) possèdent la propriété

$$|\Psi(t)| \leq v_i e^{-\mu_i t / \tau_D} |\Psi(0)| + v_i \left\{ \|\delta\|_{[0,t)} + \|d\|_{[0,t)} + \|y_{ref}\|_{[0,t)} + \|n\|_{[0,t)} \right\} \text{ pour tout } t \geq 0 \quad (2.79)$$

avec $v_i > 0$, $\mu_i > 0$ et $\tau_D > 0$. □

Preuve : Le système commuté (2.24), (2.25), (2.27), (2.31) et (2.70) possède des solutions continues définies pour tout $t \geq 0$. L'introduction de la stratégie d'étouffement ne remet pas en cause la continuité définie dans la preuve de stabilité du théorème 2.2 pour tout $t \in [t_k + \tau_D, t_{k+1})$. La structure des observateurs de diagnostics n'étant pas modifiée, les équations (2.28) et (2.29) sont toujours correctes et par conséquent l'équation (2.34) reste vrai. On recherche donc maintenant les équations d'états qui caractérisent le système commuté. Il vient que (on rappelle que pour simplifier l'écriture des équations, l'indice k sera utilisé à la place de $\sigma(t_k)$, *i.e.* $\sigma(t_k) = k$)

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= A_i x + B_i (\tilde{C}_k \tilde{x}_k + \tilde{D}_k y_{ref} - \tilde{D}_k y) + G_i d \\ &= (A_i - L_i C) x + B_i \tilde{C}_k \tilde{x}_k + (L_i - B_i \tilde{D}_k) C z_k + (L_i - B_i \tilde{D}_k) C e_k + B_i \tilde{D}_k y_{ref} + G_i d + (L_i - B_i \tilde{D}_k) n \end{aligned} \quad (2.80)$$

$$\dot{\tilde{x}}_k = \tilde{A}_k \tilde{x}_k + \tilde{B}_k y_{ref} - \tilde{B}_k y = \tilde{A}_k \tilde{x}_k - \tilde{B}_k C z_k - \tilde{B}_k C e_k + \tilde{B}_k y_{ref} - \tilde{B}_k n \quad (2.81)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}}_k &= A_k z_k + B_k (\tilde{C}_k \tilde{x}_k + \tilde{D}_k y_{ref} - \tilde{D}_k y) + L_k (y - C z_k) \\ &= B_k \tilde{C}_k \tilde{x}_k + (A_k - B_k \tilde{D}_k C) z_k + (L_k - B_k \tilde{D}_k) C e_k + B_k \tilde{D}_k y_{ref} + (L_k - B_k \tilde{D}_k) n \end{aligned} \quad (2.82)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}}_j &= A_j z_j + B_j (\tilde{C}_k \tilde{x}_k + \tilde{D}_k y_{ref} - \tilde{D}_k y) + L_j (y - C z_j) \\ &= B_j \tilde{C}_k \tilde{x}_k + (L_j - B_j \tilde{D}_k) C z_k + (A_j - L_j C) z_j + (L_j - B_j \tilde{D}_k) C e_k + B_j \tilde{D}_k y_{ref} + (L_j - B_j \tilde{D}_k) n \end{aligned} \quad (2.83)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_j &= \tilde{A}_j \tilde{x}_j + \tilde{B}_j F_j \begin{pmatrix} \tilde{x}_j \\ \tilde{C}_k \tilde{x}_k + \tilde{D}_k y_{ref} - \tilde{D}_k y \\ y_{ref} - y \end{pmatrix} \\ &= \tilde{B}_j F_{2j} \tilde{C}_k \tilde{x}_k - \tilde{B}_j \mathcal{N} C z_k + (\tilde{A}_j + \tilde{B}_j F_{1j}) \tilde{x}_j - \tilde{B}_j \mathcal{N} C e_k + \tilde{B}_j \mathcal{N} y_{ref} - \tilde{B}_j \mathcal{N} n \end{aligned} \quad (2.84)$$

où $F_j = [F_{1j} \quad F_{2j} \quad F_{3j}]$ est donné par (2.72) et $\mathcal{N} = (F_{2j} \tilde{D}_k + F_{3j})$ pour $j = 1, \dots, N, j \neq k$. Notons que la substitution $y = C e_k + C z_k + n$ a parfois été employée pour obtenir les équations précédentes. En définissant le vecteur d'états augmenté $\Psi = [z_k^T \quad \tilde{x}_k^T \quad x^T \quad z_1^T \quad \Lambda \quad z_N^T \quad \tilde{x}_1^T \quad \Lambda \quad \tilde{x}_N^T]^T$ où $z_1^T \quad \Lambda \quad z_N^T$ et $\tilde{x}_1^T \quad \Lambda \quad \tilde{x}_N^T$ ne contiennent pas respectivement z_k^T et \tilde{x}_k^T , la dynamique du système commuté composé de (2.24), (2.25), (2.27), (2.31) et (2.70) peut s'écrire

$$\dot{\Psi}_k = W_{k,i} \Psi_k + V_{k,i} C e_k + \tilde{G}_i d + \bar{G}_i y_{ref} + \bar{G}_i n \quad (2.85)$$

où $V_{k,i} = [(L_k - B_k \tilde{D}_k)^T \quad -\tilde{B}_k^T \quad (L_i - B_i \tilde{D}_k)^T \quad (L_1 - B_1 \tilde{D}_k)^T \quad \Lambda \quad (L_N - B_N \tilde{D}_k)^T \quad -(\tilde{B}_1 \mathcal{N}_1)^T \quad \Lambda \quad -(\tilde{B}_N \mathcal{N}_N)^T]^T$, $\bar{G}_i = [(B_k \tilde{D}_k)^T \quad \tilde{B}_k^T \quad (B_i \tilde{D}_k)^T \quad (B_1 \tilde{D}_k)^T \quad \Lambda \quad (B_N \tilde{D}_k)^T \quad (\tilde{B}_1 \mathcal{N}_1)^T \quad \Lambda \quad (\tilde{B}_N \mathcal{N}_N)^T]^T$, $\bar{G}_i = [(L_k - B_k \tilde{D}_k)^T \quad -\tilde{B}_k^T \quad (L_i - B_i \tilde{D}_k)^T \quad (L_1 - B_1 \tilde{D}_k)^T \quad \Lambda \quad (L_N - B_N \tilde{D}_k)^T \quad (-\tilde{B}_1 \mathcal{N}_1)^T \quad \Lambda \quad (-\tilde{B}_N \mathcal{N}_N)^T]^T$, $\tilde{G}_i = [0 \quad 0 \quad G_i^T \quad 0 \quad \Lambda \quad 0 \quad 0 \quad \Lambda \quad 0]^T$, $\mathcal{N}_1 = (F_{21} \tilde{D}_k + F_{31})$, $\mathcal{N}_N = (F_{2N} \tilde{D}_k + F_{3N})$ et la matrice $W_{k,i}$ est triangulaire basse. Les blocs sur la diagonale principale de $W_{k,i}$ sont :

$$H_k, (A_i - L_i C), (A_1 - L_1 C), \Lambda, (A_N - L_N C), (\tilde{A}_1 + \tilde{B}_1 F_{11}), \Lambda, (\tilde{A}_N + \tilde{B}_N F_{1N}) \quad (2.86)$$

Dans la mesure où F_i est une solution stabilisante de (2.75), tous les blocs $(\tilde{A}_i + \tilde{B}_i F_{1i})$, $i = 1, \Lambda, N$ sont stables. En rajoutant en considération les hypothèses 2.1 et 2.2,

tous les blocs matriciels de (2.86) sont donc Hurwitz. On se retrouve donc dans une situation similaire au théorème 2.2. En appliquant la même procédure, on retrouve [CEH15]

$$|\Psi(t)| \leq e^{(\bar{\beta}_i(1-4\ln(\lambda))^{-1}e^{-1}\bar{\gamma}_i\rho_1\lambda^{-1}) + \bar{\gamma}_i\rho_1} e^{0.25\ln(\lambda)t\tau_D^{-1}} |\Psi(0)| + (1 + \bar{\beta}_i(1-\lambda)^{-1})(\bar{\gamma}_i\|\delta\| + \bar{\chi}_i\|d\| + \bar{\omega}_i\|y_{ref}\| + \bar{\pi}_i\|n\|) \quad (2.87)$$

qui permet de retrouver les valeurs $v_i = \bar{\beta}_i e + (e - 4\ln(\lambda))^{-1} \bar{\beta}_i \lambda^{-1} \bar{\gamma}_i \rho_1$, $\mu_i = -0.25\ln(\lambda)$, $v_i = \max\{\bar{\gamma}_i, \bar{\chi}_i, \bar{\omega}_i, \bar{\pi}_i\}(1 + \bar{\beta}_i(1-\lambda)^{-1})$ pour compléter la preuve. ■

Remarque 2.4 : Après les manipulations algébriques (2.80), (2.81), (2.82), (2.83) et (2.84), la preuve du théorème 2.4 permet de retrouver une équation du système commuté (2.85) aux propriétés similaires à (2.39). La stratégie d'étouffement de l'architecture 2.14 ne vient donc pas affecter la stabilité de la boucle fermée. Elle apporte même un avantage structurel indéniable puisque sans les matrices F_i , les blocs de la diagonale principale de $W_{k,i}$ sont $H_k, A_i - L_i C, A_1 - L_1 C, \Lambda, A_N - L_N C, \tilde{A}_1, \Lambda, \tilde{A}_N$. Si on retrouve parmi les correcteurs (2.25) des actions intégrales pour garantir des spécifications de suivi de consigne, $W_{k,i}$ n'est pas Hurwitz. La stabilité BIBO du système commuté n'est donc pas assurée. De plus, la constante dwell-time τ_D obtenue par (2.44) peut prendre une valeur importante quand au moins un des correcteurs (2.25) possède une petite valeur propre (qui implique un petit $\alpha_{j,i}$) pour garantir un certain niveau d'erreur statique. Une telle caractéristique n'est pas acceptable en FTC. Avec la stratégie d'étouffement, les blocs $\tilde{A}_1, \Lambda, \tilde{A}_N$ de $W_{k,i}$ sont remplacés par les blocs $\tilde{A}_1 + \tilde{B}_1 F_{11}, \Lambda, \tilde{A}_N + \tilde{B}_N F_{1N}$ qui sont Hurwitz. A travers un choix judicieux des matrices de pondérations W_u et W_e , il est possible d'agir sur les valeurs propres de $\tilde{A}_i + \tilde{B}_i F_{li}$ et donc d'optimiser (réduire) la valeur de τ_D .

Relaxons maintenant la condition $i(t) = \text{constante}$ pour tout $t \geq 0$. Supposons que $i(t) = i(T_r)$, $t \in [T_r, T_{r+1})$ et $i(T_r) \in I$ pour tout $r \geq 0$. Introduisons maintenant l'intervalle de temps minimum admissible entre deux situations défailtantes consecutives $T_D > 0$ tel que $T_{r+1} - T_r \geq T_D$ pour tout $r \geq 0$. Le corollaire qui suit donne les conditions de stabilité.

Corollaire 2.3 : Supposons que les hypothèses 2.1, 2.2 et le théorème 2.4 soient vérifiés. Pour $T_{r+1} - T_r \geq T_D$, il existe $T_D > 0$ et $\tau_D > 0$ tels que pour tout $\Psi(0) \in \mathfrak{R}^{(N+1)n_x + \sum_{i=1}^N \tilde{n}_i}$, $\Psi = [z_k^T \tilde{x}_k^T x^T z_1^T \Lambda z_N^T \tilde{x}_1^T \Lambda \tilde{x}_N^T]^T$ où $z_1^T \Lambda z_N^T$ et $\tilde{x}_1^T \Lambda \tilde{x}_N^T$ ne contiennent pas respectivement z_k^T et \tilde{x}_k^T . Pour $n \in L_\infty^y$, $d \in L_\infty^d$ et $y_{ref} \in L_\infty^y$, les systèmes (2.24), (2.25), (2.27), (2.31) et (2.70) possèdent la propriété

$$|\Psi(t)| \leq \tilde{v} e^{-\tilde{\mu}t/T_D} |\Psi(0)| + \tilde{v} \left\{ \|\delta\|_{[0,t)} + \|d\|_{[0,t)} + \|n\|_{[0,t)} + \|y_{ref}\|_{[0,t)} \right\} \text{ pour tout } t \geq 0 \quad (2.88)$$

pour $\tilde{v} > 0$, $\tilde{\mu} > 0$ et $\tilde{v} > 0$. □

Preuve : [CEH15].

Le système commuté composé de (2.24), (2.25), (2.27), (2.31) et (2.70) possède donc tous les atouts pour prendre en compte les points positifs soulignés dans la section précédente,

avec l'ajout d'une propriété pour étouffer les sauts indésirables des commutations nécessaires à l'accommodation des défauts. L'exemple de simulation qui suit doit mettre en avant la gestion des transitoires soulignée par le point **P.10** de la section 2.2.

2.4.6. Exemple académique

L'exemple académique considère de nouveau le modèle longitudinal de l'avion de chasse *HiMAT* utilisé dans la section 2.3.3 [HBG79]. Pour ce cas d'étude, on propose de se focaliser sur un modèle d'ordre 2 obtenu pour le premier point d'équilibre de l'appareil [HDW10], [YLJC18]. Pour améliorer la propriété de recouvrabilité des situations défailtantes, tous les actionneurs disponibles sur l'avion sont pris en compte, *i.e.* le modèle est commandable à travers les gouvernes de profondeur δ_s , les elevons δ_e et les canards δ_c . Pour éviter une confusion dans les notations avec la variable α impliquée dans le calcul du *dwell-time* (2.44), les mesures de l'angle d'attaque et de l'assiette sont respectivement notées par y_α et y_q . Ces mesures présentent des bruits hautes fréquences notés n . Le système est donc maintenant modélisé comme suit :

$$\dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t), \quad i = 1, 2, 3 \quad (2.89)$$

Le vecteur d'état x est donné par $x = (\alpha \quad q)^T$ avec α et q qui représentent respectivement l'angle d'attaque et la vitesse de tangage. Le vecteur d'entrée de (2.89) est donné par $u = (\delta_s, \delta_e, \delta_c)^T$. L'indice $i = 1$ est utilisé pour modéliser le système sain où

$$A_1 = \begin{bmatrix} -1.0772 & 0.96528 \\ 9.068 & -1.5077 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} -0.17211 & -0.12245 & -0.01431 \\ -7.9948 & -4.955 & 5.0369 \end{bmatrix} \quad (2.90)$$

et les indices $i = 2, 3$ correspondent aux modèles des deux situations défailtantes considérées dans ce cas d'étude donnés par :

$$A_1 = A_2 = A_3, \quad B_2 = B_1 \begin{bmatrix} 0.5 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B_3 = B_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La situation défailtante pour le mode $i = 2$ représente une variation de gain anormale de 50% pour les gouvernes de profondeur et le mode $i = 3$ correspond à une variation anormale similaire observée sur les elevons.

Synthèse des différents éléments de l'architecture FTC

Dans un premier temps, trois correcteurs sont synthétisés en utilisant l'approche LQG (pour l'acronyme anglophone *Linear Quadratic Gaussian*) [ACT03]. Les spécifications de commande portent principalement sur le souhait de garantir le suivi de consigne pour les trois modes de fonctionnement considérés. De ce fait, la dynamique des correcteurs (2.25) intègre des actions intégrales (voir [CEH15] pour la représentation d'états de ces trois

correcteurs). Trois observateurs de Luenberger sont maintenant créés telle que l'hypothèse 2.2 soit valide. Dans cet exemple, les pôles pour $i=1,2,3$ sont arbitrairement fixés à $[-10,-11]$, $[-10,-11]$ et $[-5,-6]$. Notons que le problème d'optimisation donné en (2.63) n'a volontairement pas été considéré pour mettre en avant l'apport de la stratégie d'étouffement.

Les matrices statiques F_i sont maintenant calculées avec (2.72). Pour ce faire, il faut d'abord définir les matrices de pondérations W_u et W_e impliquées dans le critère quadratique (2.71). En prenant en compte la remarque 2.4, le choix de ces matrices de pondérations va affecté les valeurs propres de $\tilde{A}_i + \tilde{B}_i F_{1i}$, $i=1,2,3$. De ce fait, on se propose de définir W_u et W_e comme suit : $W_u = w_u I_{3 \times 3}$ et $W_e = w_e I_{2 \times 2}$. Les poids w_u et w_e sont obtenus à travers la résolution du problème d'optimisation suivant

$$(w_u^*, w_e^*) = \arg \min_{w_u, w_e} J(w_u, w_e) \tag{2.91}$$

$$s.t. \operatorname{Re}[\lambda\{\tilde{A}_i + \tilde{B}_i F_{1i}\}] < 0, \quad i=1,2,3 \tag{2.92}$$

$$J(w_u, w_e) = l_1 \tau_D(w_u, w_e) + (1 - l_1) T_D(w_u, w_e)$$

où τ_D et T_D sont respectivement obtenus par (2.44) et (2.52). l_1 est un paramètre de réglage fixé à 0.5 pour mettre autant de poids sur la minimisation de τ_D que T_D . Le problème d'optimisation (2.91) est résolu en effectuant un cadrillage sur les valeurs de w_u et w_e . Le résultat montré par la figure 2.15 permet de révéler que la plus petite valeur de $J(w_u, w_e)$ est obtenue lorsque $w_u^* = w_e^*$. Dans cette situation, les équations (2.44) et (2.52) donnent $\tau_D = 1.2892 \text{ s}$ and $T_D = 26.7484 \text{ s}$.

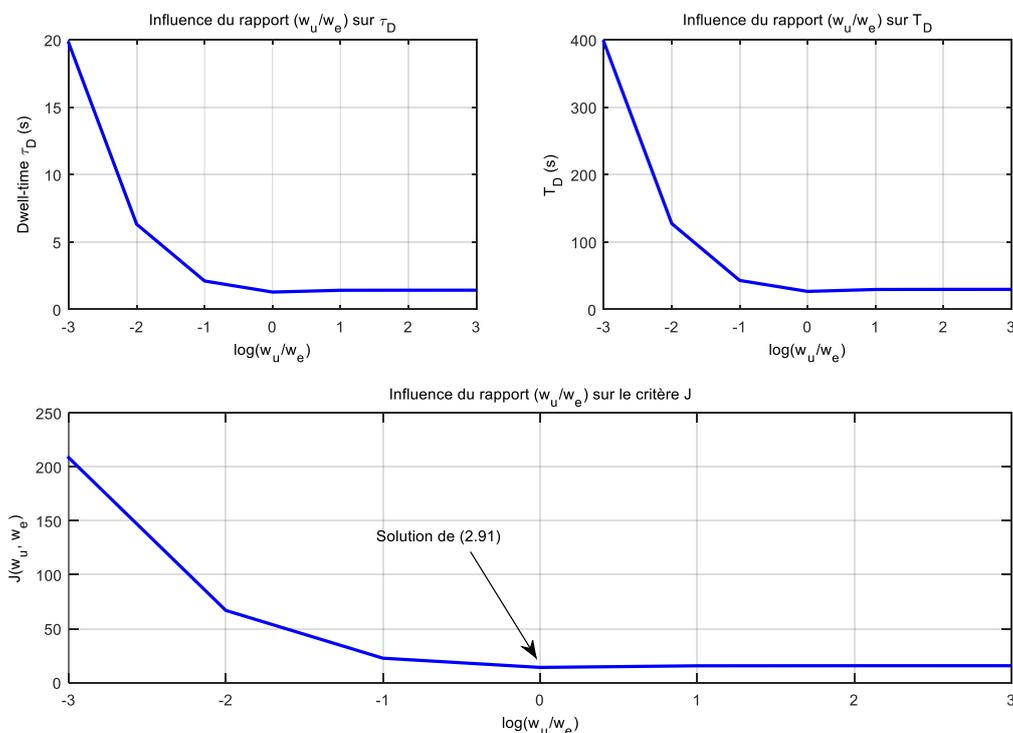


Figure 2.15 – Sélection des pondérations w_u et w_e de la stratégie d'étouffement des transitoires

Résultats de simulation

L'architecture FTC de la figure 2.14 est maintenant implantée dans un simulateur développé dans l'environnement Matlab/Simulink. Pour mettre en avant les résultats de la stratégie d'étouffement (mentionnée « solution II » dans la suite), l'approche FTC développée en 2.4.2 où les correcteurs ont un état commun est considérée (on la retiendra sous le nom de solution I). A partir des expressions (2.44) et (2.52), on obtient $\tau_D = 1.0876 \text{ s}$ and $T_D = 20.79 \text{ s}$. On peut déjà remarquer que sans la stratégie d'étouffement, les valeurs obtenues sont légèrement plus faible.

Remarque 2.5 : Conformément à la remarque 2.4, la solution où les correcteurs (2.25) n'ont pas d'états partagés et pas de stratégie d'étouffement n'est pas retenue car elle conduit à un comportement instable de la boucle fermée à cause des actions intégrales présentes dans ces correcteurs.

Les résultats de simulation pour les solutions I et II sont données sur les figures 2.16 et 2.17. A ce stade, le paramètre h lié au phénomène d'hystérésis est fixé à 1 pour se focaliser sur la stratégie d'étouffement. A partir de la figure 2.16, on peut constater que les deux solutions garantissent la stabilité et le suivi de consigne du système en situation saine et défaillante. Concernant la gestion des transitoires produits par l'activation d'une reconfiguration, il apparait clairement que la solution II offre de meilleurs résultats. Il est même intéressant de souligner qu'en dépit d'un *dwel-time* légèrement plus élevé et d'une mauvaise identification du mode de fonctionnement à $t = 60 \text{ s}$, les sauts observés sur les signaux de sorties sont moins important avec la solution II que ceux observés avec la solution I développée dans la section 2.4.2.

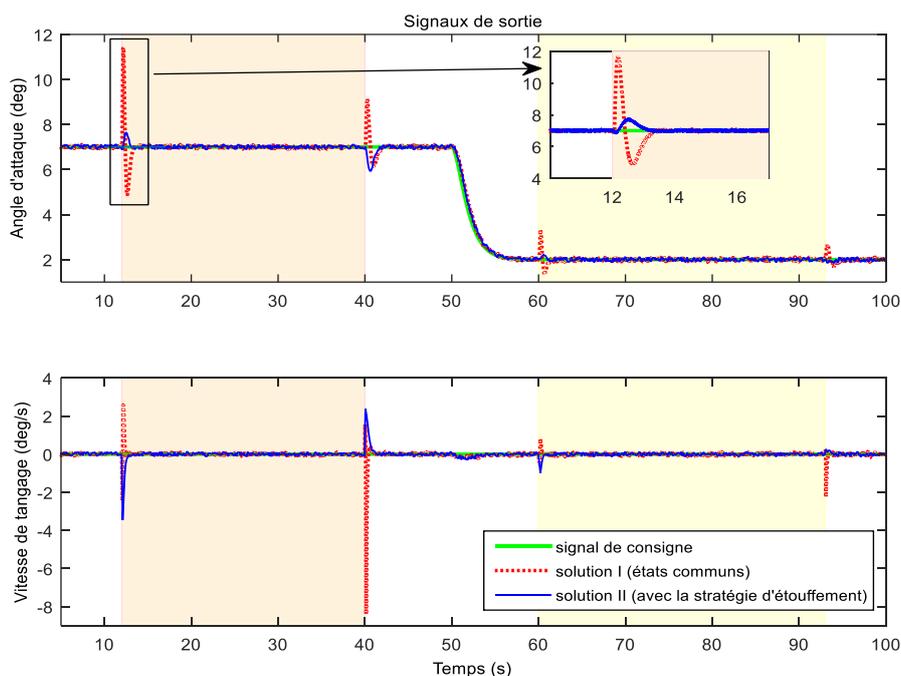


Figure 2.16 – Comportement des signaux de sorties

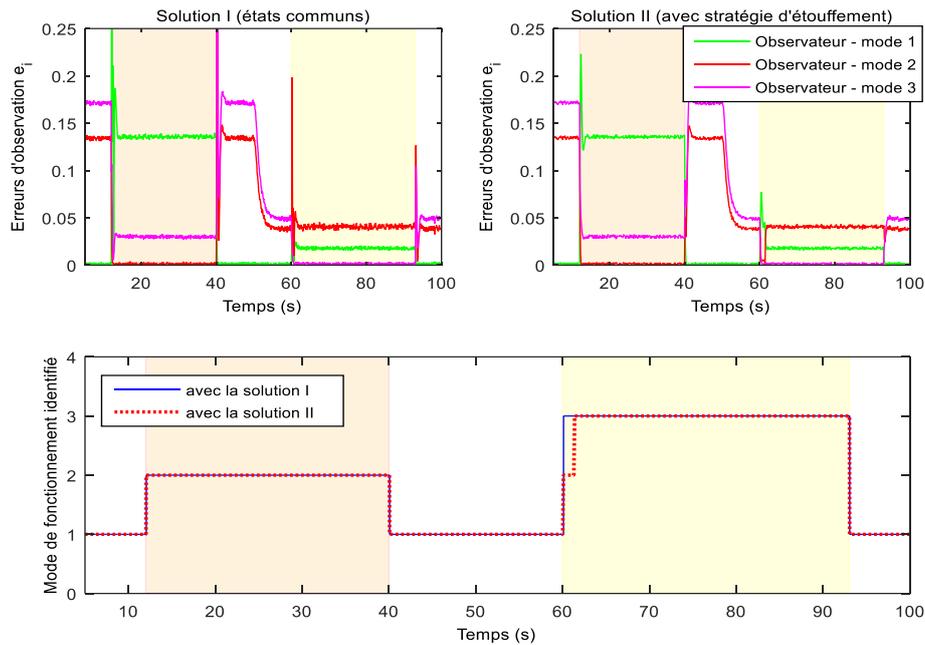


Figure 2.17 – Comportement des signaux d’erreurs e_i et modes identifiés

Pour terminer l’analyse des résultats de simulation, l’influence du paramètre d’hystérésis h de la logique de commutation (2.31) est discutée. La figure 2.17 montre une mauvaise identification du mode de fonctionnement à $t = 60 s$. La figure 2.18 compare les résultats obtenus avec la solution II pour $h = 1$ et $h = 1.1$. On peut constater qu’en agissant sur le paramètre de réglage h , la mauvaise décision du module de diagnostic est évitée et le saut transitoire sur le signal de sortie est encore légèrement atténué.

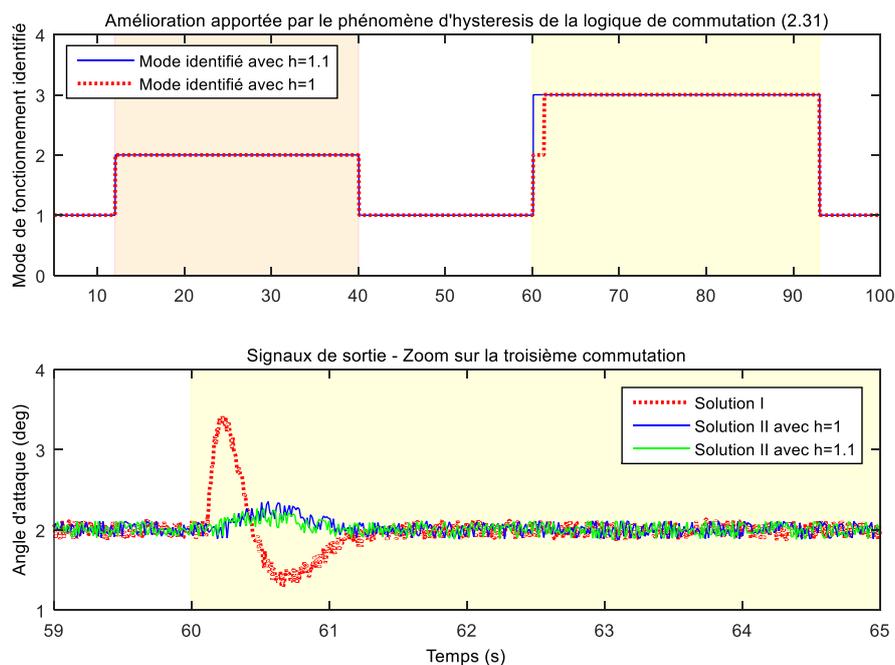


Figure 2.18 – Comparaison des résultats en agissant sur le paramètre h

2.4.7. Discussion

Les théorèmes développés dans cette section apportent une preuve de stabilité formelle pour des architectures FTC basées sur la théorie de la commande supervisée. Les résultats présentent un cadre séduisant pour aborder la problématique d'accommodation de défauts où les points **P.2**, **P.3**, **P.5**, **P.7**, **P.10** et **P.13** abordés dans la section 2.2 sont couverts, soit 6 des 7 points que l'on s'est proposé d'aborder dans la section 2.2. Un des points remarquables portent sur la préservation de la stabilité de l'architecture FTC lorsque l'algorithme FDI se trompe, temporairement, sur l'identification du mode de fonctionnement. Ce droit à l'erreur présentant un atout indéniable pour l'autonomie des systèmes, j'ai souhaité étendre ces résultats en prenant en compte les contraintes de saturations sur les signaux d'entrées et répondre ainsi aux attentes portées par le point **P.6**. Pour mener à bien cette direction, je me suis orienté vers les approches basées sur les actionneurs virtuels qui permettent de dissimuler la présence d'un défaut au correcteur nominal déjà en place, sans effectuer une modification de ce dernier qui peut être potentiellement certifié.

2.5. Dissimulation de défauts à travers un banc d'actionneurs virtuels

Les approches permettant de dissimuler l'apparition d'une faute sur un système sont connues sous l'acronyme anglophone de *fault hiding*. Initialement introduit par [LS06], ce type d'approches appartient en grande majorité à la classe des approches *actives* de la FTC. Conformément à la figure 2.19, l'idée consiste à introduire un bloc de reconfiguration entre le système à contrôler et le régulateur nominal déjà en place pour que ce dernier soit dupé en pensant contrôler un système sain, en dépit de la présence d'une panne. Lorsque l'on traite le cas des défauts actionneurs, le bloc de reconfiguration est composé d'un ensemble d'actionneurs virtuels utilisé pour cacher le défaut sur le principe suivant : pour la $i^{\text{ème}}$ situation défailante, l'actionneur virtuel synthétisé pour ce $i^{\text{ème}}$ mode de fonctionnement est introduit entre le correcteur nominal K_1 et le procédé G .

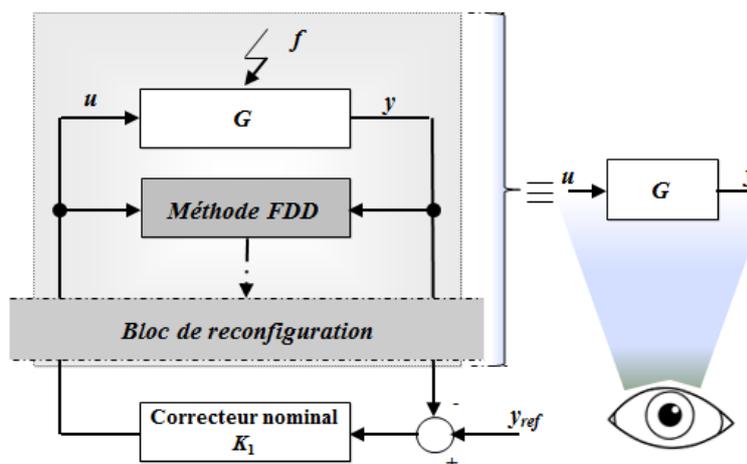


Figure 2.19 – Le paradigme de dissimulation de fautes

2.5.1. Concept de base de la dissimulation de fautes

Pour bien comprendre l'idée de la dissimulation des défauts, considérons, sans perte de généralité, le cas d'école où le système à commander peut se mettre sous la forme classique suivante

$$\dot{\mathbf{x}} = Ax + Bu, \quad y = Cx \quad (2.93)$$

avec $x \in \mathfrak{R}^n$, $u \in \mathfrak{R}^m$ and $y \in \mathfrak{R}^p$ qui sont respectivement les vecteurs d'états, de commande et de sortie. Soit K_1 , le correcteur nominal déjà en place possédant une représentation d'état similaire à la section 2.3 donnée pour $x_c \in \mathfrak{R}^{n_c}$ par :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_c = A_c x_c + B_c (y_{ref} - y) \\ u_c = C_c x_c + D_c (y_{ref} - y) \end{cases} \quad (2.94)$$

Remarque 2.5 : La représentation (2.94) a volontairement été choisie pour mettre en avant le fait que le correcteur de base ne fait pas partie d'un banc de correcteurs (2.25) comme dans la section précédente.

Dans le cadre d'une boucle de commande conventionnelle, on a $u = u_c$. Le correcteur (2.94) a été conçu pour garantir des spécifications de commande pré-définies et la stabilité de la boucle fermée qui se traduit par une matrice H donnée par

$$H = \begin{bmatrix} A - BD_c C & BC_c \\ -B_c C & A_c \end{bmatrix},$$

Hurwitz. Supposons que le système (2.93) soit affecté par un défaut actionneur. La matrice B du modèle (2.93) sera donc différente, *i.e.* le système défaillant obéit à

$$\dot{\mathbf{x}} = Ax + B_i u, \quad y = Cx \quad (2.95)$$

où B_i traduit l'effet du défaut sur le système. La stabilité de la boucle fermée composée du correcteur (2.94) et du système défaillant (2.95) dépend alors de la matrice H_i suivante :

$$H_i = \begin{bmatrix} A - B_i D_c C & B_i C_c \\ -B_c C & A_c \end{bmatrix},$$

Le correcteur (2.94) n'ayant pas été synthétisé pour prendre en compte la situation conduisant au modèle défaillant (2.95), il n'y a aucune garantie autour de la stabilité de H_i . Pour éviter une modification de (2.94), on propose d'introduire un actionneur virtuel entre le système défaillant (2.95) et le régulateur (2.94). La représentation d'état de l'actionneur virtuel est donnée par

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{v_i} = (A + B_i^* M_i) x_{v_i} + (B - B_i^*) u_c \\ u_{f_i} = N_i u_c - N_i M_i x_{v_i} \\ y_{f_i} = y + C x_{v_i} \end{cases} \quad (2.96)$$

où $M_i \in \mathbb{R}^{m \times n}$ correspond au gain de l'actionneur virtuel synthétisé tel que $(A + B_i^* M_i)$ soit Hurwitz. A travers le concept de la dissimulation de fautes, le signal de commande appliqué au système défaillant (2.95) est maintenant u_{f_i} défini dans (2.96) et le signal de sortie utilisé par le correcteur déjà en place n'est plus y , mais y_{f_i} . Notons que les matrices N_i et B_i^* sont obtenues par

$$N_i = (B_i^*)^\mu B \quad (2.97)$$

$$B_i^* = B_i N_i = B_i (B_i^*)^\mu B \quad (2.98)$$

où $(\bullet)^\mu$ correspond à la pseudo-inverse de Moore-Penrose. Rappelons que le signal u_c impliqué dans (2.96) représente le signal de commande délivré par le correcteur nominal (2.94). En utilisant le changement de variable $x_{w_i} = x + x_{v_i}$, il est possible d'obtenir à partir de (2.95), (2.96), (2.97) et (2.98) le résultat suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_{w_i} = \dot{x} + \dot{x}_{v_i} = Ax + B_i N_i u_c - B_i N_i M_i x_{v_i} + Ax_{v_i} + B_i^* M_i x_{v_i} + Bu_c - B_i^* u_c = Ax_{w_i} + Bu_c \\ y_{f_i} = y + Cx_{v_i} = Cx + Cx_{v_i} = Cx_{w_i} \end{cases} \quad (2.99)$$

A partir de (2.99), on peut facilement constater que les dynamiques du système sain (2.93) sont les mêmes que le système défaillant (2.95) couplé à l'actionneur virtuel (2.96), *i.e.* l'effet du défaut sur le système n'est absolument pas visible vis-à-vis du correcteur déjà en place (2.94).

2.5.2. Une vue d'ensemble des approches FTC basées sur la dissimulation de fautes

La mise en place de stratégies basées sur le concept de dissimulation a reçu une attention particulière dans la communauté FTC. Pour prendre en compte les notions de couplage entre les algorithmes FDI et FTC, une approche intégrée a été proposée par [SDR11], [SDR13]. Ce type de solution a également été étendu pour une certaine classe des systèmes à temps discret dans [WRM13]. Pour apporter des solutions viables aux systèmes non-linéaires, il est également possible de trouver des travaux basés sur des techniques permettant d'appréhender les problèmes des systèmes linéaires à paramètres variant dans le temps (LPV) dans [RNP14], [RPNR15] ou sur la synthèse de correcteurs dynamiques par retour de sortie [KFS15]. Si la majorité des travaux ont été développés pour traiter le cas des défauts actionneurs, ce concept a également été étendu aux défauts capteurs dans [SOSD14] où le principe d'invariance est couplé avec les conditions du temps de séjour pour garantir la tolérance aux fautes sous des règles de commutation arbitraires contraintes.

Boosté par ces résultats prometteurs, le travail de [RPT15] est peut être l'un des plus abouti dans cette catégorie. En effet, il permet de prendre en considération l'influence du retard à la détection de la méthode FDI sur la stabilité du système bouclé. De plus, il permet de prendre en compte les contraintes de saturation sur les signaux d'entrée pour apporter une solution au point P.6 mentionné dans la section 2.2. La mise en place d'un banc d'actionneurs virtuels présente donc un gain double :

- a) garantir une tolérance aux défauts en cachant au correcteur de base les $N - 1$ situations défaillantes identifiées ;
- b) synthétiser les gains des actionneurs virtuels tels qu'ils vérifient des conditions d'anti-saturation (on parle de solutions *anti-windup* dans la littérature [TGGQ11]).

Ce constat s'appuie sur l'analyse de l'architecture dédiée au concept de dissimulation de fautes de la figure 2.19 [RPT15] et de la figure 2.20 extraite de l'étude bibliographique faisant état de la situation en 2009 [TT09] pour les solutions anti-saturation. On peut constater qu'il existe une forte similitude : dans les deux cas, la solution est introduite entre le correcteur de base et le système à contrôler.

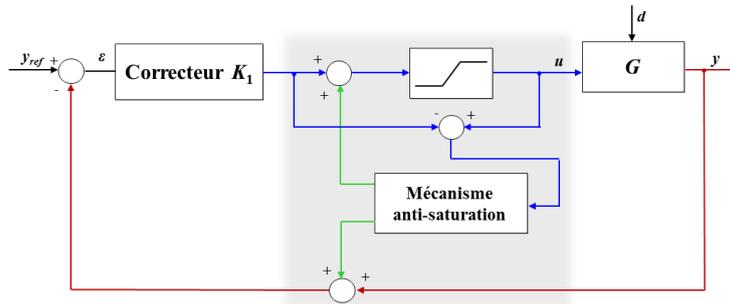


Figure 2.20 – Principe des solutions anti-saturation

C'est donc naturellement que j'ai proposé d'étendre le travail de [RPT15] en la développant dans le contexte de la commande supervisée pour aborder les 7 points mentionnés dans la section 2.2.

2.5.3. Commande supervisée basée sur un banc d'actionneurs virtuels

La structure retenue pour cette section est reportée sur la figure 2.21. La tâche de surveillance est toujours assurée par un banc d'observateur de Luenberger (2.27). Le régulateur K_1 déjà en place est clairement identifié et admet la représentation d'état donnée en (2.94). La logique de commutation (2.31) est conservée pour activer l'actionneur virtuel (2.96) correspondant au mode de fonctionnement identifié. Enfin, la prise en compte des saturations des signaux d'entrée du procédé modifie la modélisation du procédé comme suit

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_i \text{sat}(u) + G_i d \\ y = Cx + n \end{cases}, \quad i = 1, \dots, N, \quad N > 1 \quad (2.100)$$

où la fonction $\text{sat}(u)$ est définie par :

$$\text{sat}(u) = \begin{pmatrix} \text{sat}(u_1) \\ \text{M} \\ \text{sat}(u_m) \end{pmatrix}, \quad \text{sat}(u_1) = \begin{cases} \kappa_1 & (u_1 > \kappa_1) \\ u_1 & (|u_1| \leq \kappa_1) \\ -\kappa_1 & (u_1 < -\kappa_1) \end{cases} \quad (2.101)$$

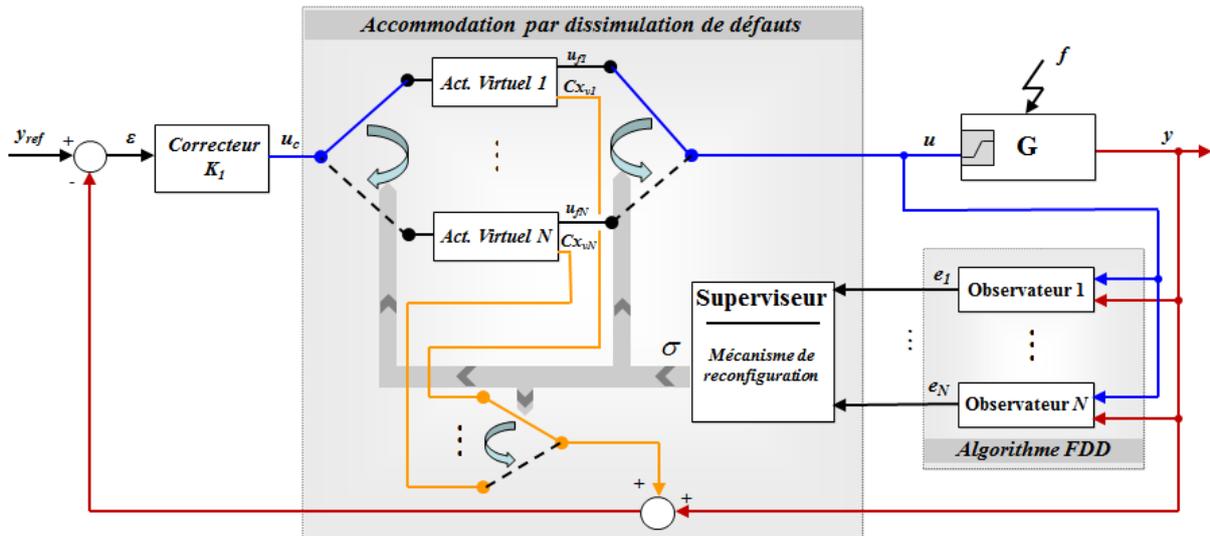


Figure 2.21 – Architecture FTC via une approche de dissimulation de fautes

Lorsque la supervision (2.31) identifie le bon mode de fonctionnement, les indices du système (2.100) et de l’actionneur virtuel (2.96) sont les mêmes (on parle de *matched case* dans la littérature). La stabilité du système bouclé dépend alors exclusivement de la dynamique du correcteur (2.94), de l’actionneur virtuel (2.96) et du système contraint par une saturation en entrée (2.100). La première étape revient donc à synthétiser les N gains des actionneurs virtuels tels que le $i^{\text{ème}}$ gain permette de stabiliser la boucle fermée du $i^{\text{ème}}$ mode de fonctionnement. Lorsque l’on prend en compte les imperfections de chaque module impliqué dans le système commuté de la figure 2.21 (retard à la détection, délai pour isoler le défaut, délai de reconfiguration pour respecter la contrainte imposée par le temps de séjour, ...), l’indice du système (2.100) et de l’actionneur virtuel (2.96) est différent (on parle de *unmatched case*). Dans la mesure où le $i^{\text{ème}}$ gain de (2.96) est conçu pour stabiliser seulement la boucle fermée de la $i^{\text{ème}}$ situation, il est nécessaire d’étendre la preuve de stabilité de l’architecture de la figure 2.21 au cas des systèmes commutés soumis à une séquence de commutation arbitraire. C’est la raison pour laquelle le principe utilisé dans les théorèmes développés en section 2.4 devra être appliqué à l’architecture 2.21.

Synthèse des gains des actionneurs virtuels

En considérant le modèle de l’actionneur virtuel donné par (2.96), la synthèse des gains des actionneurs virtuels permettant de garantir la stabilité des N systèmes bouclés en respectant les conditions d’anti-saturation peut se formuler par le problème suivant.

Problème 2.1 : Soit (2.94) le modèle dynamique du correcteur maintenu en place qui permet d’assurer les spécifications de commande en situation saine (sans défaut). L’ajout d’un actionneur virtuel entre (2.94) et le système contraint en entrée (2.100) revient à synthétiser pour chaque $i = 1, \dots, N$ le gain de l’actionneur virtuel M_i tel que les signaux de commande générés u_{f_i} ne saturent pas et garantissent la stabilité de la boucle fermée. □

Le problème 2.1 peut se formuler comme la synthèse des gains des actionneurs virtuels M_i telle que la boucle composée du système (2.100), de la loi de commande (2.94) et de l'actionneur (2.96) possédant le même indice que (2.94) soit contractivement invariant et ne sature pas le signal de commande. L'ellipsoïde $\mathcal{E}(P, \rho) = \{x \in \mathfrak{R}^n : x^T P x \leq \rho\}$ est dite contractivement invariante si la dérivée de fonction de Lyapunov $V(x(t)) = x(t)^T P x(t)$ est définie comme $\dot{V}(x(t)) < 0$ pour tout $x \in \mathcal{E}(P, \rho) \setminus \{0\}$. Une solution au problème 2.1 est donnée par le théorème 2.5 et revient à maximiser $v_{f_i} \in]0, 1]$ tel que $\mathcal{E}(P, v_{f_i})$ soit contractivement invariant et $\mathcal{E}(P, v_{f_i}) \subseteq \mathcal{L}(u_{f_i}, \kappa)$ où $\mathcal{L}(u_{f_i}, \kappa)$ correspond à la région de l'espace d'état pour laquelle les actionneurs ne sont pas saturés

Théorème 2.5 : *Pour chaque mode de fonctionnement $i = 1, \dots, N$, les gains des actionneurs virtuels M_i apportent une solution au problème 2.1 s'il existe les matrices symétriques $X_{va_i}^{-1} \in \mathfrak{R}^{n \times n}$, $P_i \in \mathfrak{R}^{(n+n_c) \times (n+n_c)}$ et la matrice $\Gamma_i \in \mathfrak{R}^{m \times n}$ qui sont solutions des inégalités matricielles suivantes*

$$He \left\{ \begin{pmatrix} v_{f_i} A_{cl} P_i^{-1} & 0_{(n+n_c) \times n} \\ v_{f_i} A_i^* P_i^{-1} & A X_{va_i}^{-1} + B_i^* \Gamma_i \end{pmatrix} \right\} \pi 0 \quad (2.102)$$

$$\begin{pmatrix} X_{va_i}^{-1} & (\Gamma_i^{(j)})^T \\ \Gamma_i^{(j)} & \frac{\left(\frac{\kappa_k}{\|N_i^{(k)}\|} - \mu_{f_i} \right)^2}{n_{\tilde{u}_i}} \end{pmatrix} \phi 0 \quad k = 1, \dots, m \quad \|N_i^{(k)}\| \neq 0 \quad (2.103)$$

où :

$$A_{cl} = H = \begin{bmatrix} A - B D_c C & B C_c \\ -B_c C & A_c \end{bmatrix} \quad (2.104)$$

$$A_i^* = \left(-(B - B_i^*) D_c C \quad (B - B_i^*) C_c \right) \quad (2.105)$$

$$\mu_{f_i} = \max_{\mathcal{E}(P_i, v_{f_i})} \|u_c\| \quad (2.106)$$

$N_i^{(k)}$ représente la $k^{\text{ième}}$ ligne de N_i et, dans le même esprit, $\Gamma_i^{(j)}$ est la $j^{\text{ième}}$ ligne de Γ_i . $n_{\tilde{u}_i}$ correspond au nombre d'éléments non nuls de $N_i^{(k)}$ et l'indice j dans (2.103) prend les valeurs correspondant aux indices des éléments non nuls de $N_i^{(k)}$. m correspond toujours au nombre d'actionneur du système sain. La notation $He\{M\}$ est équivalente à $M + M^T$. Les gains des actionneurs virtuels M_i de (2.96) sont obtenus par $M_i = \Gamma_i X_{va_i}$ et garantissent que $\mathcal{E}(P_i, v_{f_i})$ soit contractivement invariant pour le système (2.100) commandé par (2.94) et $\mathcal{E}(P_i, v_{f_i}) \subseteq \mathcal{L}(u_{f_i}, \kappa)$ lorsque les indices de (2.96) et (2.100) sont similaires. \square

Preuve : Basée sur l'architecture de la figure 2.21, la preuve du théorème 2.5 est entièrement basée sur l'idée originelle publiée dans [RPT15]. Le développement est néanmoins présenté et adapté aux notations utilisées dans le manuscrit pour en apprécier le bienfondé. Relaxons d'abord les conditions d'anti-saturation $\mathcal{L}(u_{f_i}, \kappa)$. La boucle fermée est alors composée de (2.100), du correcteur maintenu en place (2.94) et d'un actionneur virtuel (2.96). Lorsque les indices de (2.96) et (2.100) sont similaires, il est possible d'obtenir une représentation d'état

de forme triangulaire par blocs pour cette boucle fermée en considérant $x_{w_i} = x + x_{v_i}$ au lieu de x , et ceci pour chaque situation $i = 1, \dots, N$. En prenant en compte (2.97), on obtient

$$\begin{pmatrix} \mathcal{X}_{cl_i} \\ \mathcal{X}_{v_i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{cl} & \mathbf{0}_{(n+n_c) \times n} \\ A_i^* & A + B_i^* M_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{cl_i} \\ x_{v_i} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B^y \\ (B - B_i^*) D_c \end{pmatrix} y_{ref} + \begin{pmatrix} B_i^d \\ 0 \end{pmatrix} d + \begin{pmatrix} B^n \\ -(B - B_i^*) D_c \end{pmatrix} n \quad (2.107)$$

avec $x_{cl_i} = \begin{pmatrix} x_{w_i} \\ x_c \end{pmatrix}$, $B^y = \begin{pmatrix} B D_c \\ B_c \end{pmatrix}$, $B_i^d = \begin{pmatrix} G_i \\ 0 \end{pmatrix}$, $B^n = \begin{pmatrix} -B D_c \\ -B_c \end{pmatrix}$, $A_{cl} = H$.

Dans la mesure où les signaux y_{ref} , d et n sont bornés et exogènes, la stabilité de cette boucle fermée dépend donc de la stabilité du système non perturbé suivant :

$$\begin{pmatrix} \mathcal{X}_{cl_i} \\ \mathcal{X}_{v_i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{cl} & \mathbf{0}_{(n+n_c) \times n} \\ A_i^* & A + B_i^* M_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{cl_i} \\ x_{v_i} \end{pmatrix} \quad (2.108)$$

Considérons maintenant la fonction de Lyapunov suivante pour évaluer la stabilité de (2.108)

$$V_{2_i}(t) = \begin{pmatrix} x_{cl_i}(t) \\ x_{v_i}(t) \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} \frac{P_i}{v_{f_i}} & \mathbf{0}_{(n+n_c) \times n} \\ \mathbf{0}_{n \times (n+n_c)} & X_{va_i} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{cl_i}(t) \\ x_{v_i}(t) \end{pmatrix} \quad (2.109)$$

où X_{va_i} est une matrice définie positive. Il vient que garantir $\dot{V}_{2_i} < 0$ revient à vérifier :

$$He \left\{ \begin{pmatrix} \frac{P_i}{v_{f_i}} & \mathbf{0}_{(n+n_c) \times n} \\ \mathbf{0}_{n \times (n+n_c)} & X_{va_i} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_{cl} & \mathbf{0}_{(n+n_c) \times n} \\ A_i^* & A + B_i^* M_i \end{pmatrix} \right\} < 0 \quad (2.110)$$

L'équivalence des inégalités de Lyapunov (donnée dans le lemme 2 de [RPT15]) entre l'expression $A^T Q + Q A < 0$ et $A Q^{-1} + Q^{-1} A^T < 0$ permet de reformuler (2.110) comme

$$He \left\{ \begin{pmatrix} A_{cl} & \mathbf{0}_{(n+n_c) \times n} \\ A_i^* & A + B_i^* M_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{f_i} P_i^{-1} & \mathbf{0}_{(n+n_c) \times n} \\ \mathbf{0}_{n \times (n+n_c)} & X_{va_i}^{-1} \end{pmatrix} \right\} < 0 \quad (2.111)$$

qui correspond à l'inégalité matricielle donnée par (2.102) en prenant en compte le changement de variable $\Gamma_i = M_i X_{va_i}^{-1}$. Si la contrainte (2.102) est vérifiée, la boucle fermée (2.107) est asymptotiquement stable. Levons maintenant la relaxe appliquée sur les contraintes de saturation du système (2.100). La définition de u_{f_i} dans (2.96) est équivalente à

$$u_{f_i}^{(h)} = N_i^{(h)} (u_c - M_i x_{v_i}) \quad (2.112)$$

où $u_{f_i}^{(h)}$ correspond à la $h^{\text{ième}}$ entrée de commande ($h = 1, \dots, m$) telle que la condition de non saturation conduit à

$$\left| u_{f_i}^{(h)} \right| = \left| N_i^{(h)} (u_c - M_i x_{v_i}) \right| \leq \left\| N_i^{(h)} \right\| \left(\|u_c\| + \|M_i x_{v_i}\| \right) \leq \left\| N_i^{(h)} \right\| \left(\mu_{f_i} + \|M_i x_{v_i}\| \right) \leq \kappa_h \quad (2.113)$$

avec $\mu_{f_i} = \max_{\mathcal{F}(P_i, v_{f_i})} \|u_c\|$. La condition de non saturation des signaux de commande peut donc se ramener à l'inégalité $\left\| N_i^{(h)} \right\| \left(\mu_{f_i} + \|M_i x_{v_i}\| \right) \leq \kappa_h$. Si la matrice $\left\| N_i^{(h)} \right\|$ présente des éléments

non nuls, cette inégalité est nécessairement vérifiée. Il n'est donc pas nécessaire de l'intégrer dans le problème LMI. Dans le cas où $\|N_i^{(h)}\| \neq 0$, la condition est équivalente à

$$\|M_i x_{v_i}\| \leq \frac{\kappa_h}{\|N_i^{(h)}\|} - \mu_{f_i} \quad (2.114)$$

Au prix d'un certain conservatisme, la norme de $\|M_i x_{v_i}\|$ de (2.114) est transformée en une condition sur la norme de scalaires. Avec (2.112), on peut constater que seul les lignes de M_i des éléments non nuls de $N_i^{(h)}$ agiront sur $u_{f_i}^{(h)}$. Notons ces lignes $M_i^{(j)}$ et le nombre d'éléments non nuls de $N_i^{(h)}$ par $n_{\tilde{u}_i}$, l'équation (2.114) peut être remplacée par :

$$\sqrt{\sum_{j=1, N_i^{(j)} \neq 0}^m |M_i^{(j)} x_{v_i}|^2} \leq \frac{\kappa_h}{\|N_i^{(h)}\|} - \mu_{f_i} \quad (2.115)$$

L'inégalité (2.115) sera donc vérifiée si :

$$|M_i^{(j)} x_{v_i}| \leq \frac{\left(\frac{\kappa_h}{\|N_i^{(h)}\|} - \mu_{f_i} \right)}{\sqrt{n_{\tilde{u}_i}}}, j = 1, \dots, m, N_i^{(j)} \neq 0 \quad (2.116)$$

En appliquant le lemme 3 de [RPT15] qui permet de mettre

$$\begin{pmatrix} Q^{-1} & Q^{-1}m \\ m^T Q^{-1} & \gamma^2 \end{pmatrix} > 0$$

sous la forme de $|m^T x| \leq \gamma \forall x \in \mathcal{E}(Q,1)$, l'inégalité (2.116) est valide $\forall x_{v_i} \in \mathcal{E}(Q,1)$ avec Q définie positive en résolvant l'expression suivante :

$$\begin{pmatrix} Q^{-1} & Q^{-1} \left(M_i^{(j)} \right)^T \\ M_i^{(j)} Q^{-1} & \frac{\left(\frac{\kappa_h}{\|N_i^{(h)}\|} - \mu_{f_i} \right)^2}{n_{\tilde{u}_i}} \end{pmatrix} > 0, j = 1, \dots, m, N_i^{(j)} \neq 0 \quad (2.117)$$

En choisissant $Q = X_{v_{a_i}}$ et en utilisant le changement de variable précédemment utilisé $\Gamma_i = M_i X_{v_{a_i}}^{-1}$, les LMIs (2.103) sont bien retrouvées. Pour terminer la preuve, il est nécessaire de montrer que si $\begin{pmatrix} x^T & x_c^T \end{pmatrix}^T \in \mathcal{E}(P_i, v_{f_i})$ lorsque les systèmes (2.96) et (2.100) possèdent le même indice, alors $x_{v_i} \in \mathcal{E}(X_{v_{a_i}}, 1)$ durant cette période. La preuve est assez immédiate puisque $\begin{pmatrix} x^T & x_c^T \end{pmatrix}^T \in \mathcal{E}(P_i, v_{f_i})$ est équivalent à :

$$\begin{pmatrix} x^T & x_c^T \end{pmatrix} P_i \begin{pmatrix} x \\ x_c \end{pmatrix} \leq v_{f_i} \Leftrightarrow \begin{pmatrix} x^T & x_c^T \end{pmatrix}^T \frac{P_i}{v_{f_i}} \begin{pmatrix} x \\ x_c \end{pmatrix} \leq 1 \quad (2.118)$$

A travers l'architecture 2.21, l'état x_{v_i} au moment où les systèmes (2.96) et (2.100) possèdent le même indice est nul, *i.e.* $x_{v_i} = 0$. L'état x de (2.118) peut donc être remplacé par x_{w_i} permettant d'obtenir $V_2 \leq 1$ où V_2 est définie par (2.109). Dans la mesure où $\mathbb{V}_2 < 0$, il vient que $x_{v_i} \in \mathcal{E}(X_{v_{a_i}}, 1)$. La preuve est complétée. ■

Stabilité du système commuté

Pour couvrir les situations liées aux imperfections (retard à la détection, ...) causées par les interactions entre les différents éléments de l'architecture 2.21, la théorie des systèmes supervisés introduite dans la section 2.4.2 va être étendue au contexte des stratégies de dissimulation de défauts pour apporter une preuve de stabilité formelle. Dans le cas de séquences de commutation arbitraires, la stabilité du système commuté (2.100), du banc d'observateurs (2.27), du banc d'actionneurs virtuels (2.96), du correcteur nominal en place (2.94) et de la logique de commutation (2.31) est assurée par le théorème suivant :

Théorème 2.6 [CH18] : *Il existe $\tau_D > 0$ tel que pour tout $\Psi(0) \in \mathfrak{R}^{(2N+1)n+n_{ci}}$, $\Psi = [\kappa_k^T \ x_c^T \ x_{v_k}^T \ x^T \ x_{v_1}^T \ \Lambda \ x_{v_N}^T \ \kappa_1^T \ \Lambda \ \kappa_N^T]^T$, $\kappa_i = z_i + x_{v_i}$ où $x_{v_1}^T \ \Lambda \ x_{v_N}^T$ et $\kappa_1^T \ \Lambda \ \kappa_N^T$ ne contiennent pas x_{v_k} et κ_k^T respectivement. $n \in L_\infty^d$, $d \in L_\infty^d$, $y_{ref} \in L_\infty^d$, les systèmes (2.100), (2.27), (2.96), (2.94) et (2.31) possèdent la propriété*

$$|\Psi(t)| \leq v_i e^{-\mu_i t / \tau_D} |\Psi(0)| + v_i \left\{ \|\delta\|_{[0,t]} + \|d\|_{[0,t]} + \|y_{ref}\|_{[0,t]} + \|n\|_{[0,t]} \right\} \text{ pour tout } t \geq 0 \quad (2.119)$$

pour $v_i > 0$, $\mu_i > 0$ et $v_i > 0$ où

$$\delta(t) = \begin{cases} C[e_i(t) - e_{\sigma(t_k)}(t)] \text{ si } t \in [t_k, t_k + \tau_D) \wedge |Ce_i(t)| < |Ce_{\sigma(t_k)}(t)| \\ 0 \text{ autrement} \end{cases} \quad \square$$

Preuve : Le système commuté (2.100), (2.27), (2.96), (2.94) équipé du mécanisme de commutation (2.31) possède des solutions continues définies pour tout $t \geq 0$, i.e il peut être perçu comme un système linéaire continu sur les intervalles $[t_k, t_{k+1})$, $k \geq 0$. Les commutations de (2.96) apparaissent à des instants isolés t_k , $k \geq 0$. En prenant en compte la contrainte du *dwell-time*, la continuité de la solution n'est pas remise en cause. Dans la mesure où $|Ce_i(t)| \leq (C_1|e_i(0)|e^{-\eta t} + C_2\|d\| + C_3\|n\|)|C|$, la logique de commutation (2.31) permet de retrouver (2.33) pour tout $t \in [t_k + \tau_D, t_{k+1})$, $k \geq 0$. L'expression $|Ce_{\sigma(t_k)}(t)|$ est donc bornée sur les intervalles $t \in [t_k + \tau_D, t_{k+1})$, $k \geq 0$. En manipulant les équations (2.100), (2.27), (2.96), (2.94) et (2.31) de l'architecture de la figure 2.21 (pour simplifier la notation, l'indice k sera utilisé à la place de $\sigma(t_k)$, i.e. $\sigma(t_k) = k$), le système commuté admet les équations suivantes pour $j = 1, \dots, N, j \neq k$

$$\dot{\mathfrak{X}}_k = \mathfrak{X}_k + \mathfrak{X}_{v_k} = (A - BD_c C)\kappa_k + BC_c x_c + (L_k - BD_c)Ce_k + BD_c y_{ref} + (L_k - BD_c)n \quad (2.120)$$

où la substitution $y = Ce_k + Cz_k + n$ a été utilisée. Les autres états obéissent à :

$$\dot{\mathfrak{X}}_c = A_c x_c + B_c y_{ref} - B_c y - B_c C x_{v_k} = -B_c C \kappa_k + A_c x_c - B_c Ce_k + B_c y_{ref} - B_c n \quad (2.121)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathfrak{X}}_{v_k} &= (A + B_k^* M_k) x_{v_k} + (B - B_k^*) u_c \\ &= -(B - B_k^*) D_c C \kappa_k + (B - B_k^*) C_c x_c + (A + B_k^* M_k) x_{v_k} - (B - B_k^*) D_c Ce_k \\ &\quad + (B - B_k^*) D_c y_{ref} - (B - B_k^*) D_c n \end{aligned} \quad (2.122)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathfrak{X}} &= Ax + B_i(N_k u_c - N_k M_k x_{v_k}) + G_i d \\ &= (L_k - B_i N_k D_c) C \kappa_k + B_i N_k C_c x_c - (L_k C + B_i N_k M_k) x_{v_k} + (A - L_k C)x + B_i N_k D_c y_{ref} \\ &\quad + (L_k - B_i N_k D_c) Ce_k + G_i d + (L_k - B_i N_k D_c) n \end{aligned} \quad (2.123)$$

$$\dot{x}_{v_j} = (A + B_j^* M_j) x_{v_j} \quad (2.124)$$

$$\begin{aligned} \dot{\kappa}_j = \dot{x}_j + \dot{x}_{v_j} = & -B_j N_k D_c C \kappa_k + B_j N_k C_c x_c - B_j N_k M_k x_{v_k} + L_j C x + (B_j^* M_j + L_j C) x_{v_j} \\ & + (A - L_j C) \kappa_j - B_j N_k D_c C e_k + B_j N_k D_c y_{ref} + (L_j - B_j N_k D_c) n \end{aligned} \quad (2.125)$$

En définissant le vecteur $\Psi = [\kappa_k^T \ x_c^T \ x_{v_k}^T \ x^T \ x_{v_1}^T \ \Lambda \ x_{v_N}^T \ \kappa_1^T \ \Lambda \ \kappa_N^T]^T$, $\kappa_i = z_i + x_{v_i}$ où $x_{v_1}^T \ \Lambda \ x_{v_N}^T$ et $\kappa_1^T \ \Lambda \ \kappa_N^T$ ne contiennent pas $x_{v_k}^T$ et κ_k^T respectivement, la dynamique du système commuté peut s'écrire

$$\dot{\Psi}_k = W_{k,i} \Psi_k + V_{k,i} C e_k + \tilde{G}_i d + \bar{G}_i y_{ref} + \bar{\bar{G}}_i n \quad (2.126)$$

où $V_{k,i}$, \tilde{G}_i , \bar{G}_i , $\bar{\bar{G}}_i$ sont déduits des équations (2.120) à (2.125) et la matrice $W_{k,i}$ est une matrice triangulaire dont les blocs sur la diagonale principale de $W_{k,i}$ sont :

$$H, A + B_k^* M_k, A - L_k C, A + B_1^* M_1, \Lambda, A + B_N^* M_N, A_1 - L_1 C, \Lambda, A_N - L_N C \quad (2.127)$$

En considérant les hypothèses 2.1 et 2.2, tous les blocs matriciels de (2.127) sont Hurwitz. La matrice $W_{k,i}$ possède alors la même propriété, *i.e.* $W_{k,i}$ est stable. Il est donc possible de garantir la stabilité du système commuté à partir de l'expression du temps de séjour donnée en (2.44) et en appliquant les développements présentés dans les preuves des théorèmes 2.2 ou 2.3. Le théorème 2.6 sera alors complètement prouvé [CH18]. ■

Remarque 2.6 : L'attention est portée sur l'équation (2.127). Elle admet une caractéristique forte intéressante comparée aux expressions de (2.40) et (2.86). A travers le choix de maintenir le correcteur nominal en place, la matrice H dédiée à la boucle fermée nominale reste fixe dans (2.127) pour les N modes de fonctionnement. Selon ces N différentes situations pré-définies, seule l'organisation des blocs $A + B_k^* M_k, A - L_k C, A + B_1^* M_1, \Lambda, A + B_N^* M_N, A_1 - L_1 C, \Lambda, A_N - L_N C$ diffère entre les modes. De ce fait, la condition pour l'existence d'une fonction de Lyapunov commune qui implique que $T_1^T P_{1,1} T_1 = \Lambda = T_N^T P_{N,N} T_N$ est structurellement vérifiée. A partir des travaux de [IB09], une fonction de Lyapunov commune peut donc toujours être obtenue et permet d'assurer la stabilité BIBO du système bouclé, sous une séquence de commutation arbitraire. La stabilité de l'architecture FTC ne dépend donc plus de la valeur du temps de séjour donné par (2.44) mais reste assurée pour tout $\tau_D > 0$.

Remarque 2.7 : Si pour une raison quelconque, le concepteur ne souhaite pas prendre en compte l'existence structurelle d'une fonction de Lyapunov commune, il est important de rajouter une contrainte dans la syntaxe des gains des actionneurs virtuels du théorème 2.5 pour que les pole engendrés par les $A + B_i^* M_i$ ne viennent pas augmenter la valeur du dwell-time obtenue par (2.44).

2.5.4. Exemple académique

L'exemple de la section 2.4.6 est maintenant considéré pour permettre de comparer les solutions de cette section par rapport aux résultats des sections 2.4.2 et 2.4.5. De ce fait, les pôles des observateurs de Luenberger de (2.27) restent arbitrairement fixés à $[-10, -11]$,

[-10,-11] et [-5,-6]. Rappelons que la situation défailante pour le mode $i = 2$ représente une variation de gain anormale de 50% pour les gouvernes de profondeur et le mode $i = 3$ correspond à une variation anormale similaire observée sur les elevons, *i.e.* les seconds actionneurs. Notons que le problème d'optimisation donné en (2.63) n'a volontairement pas été considéré pour se focaliser sur les commandes supervisées.

Synthèse des différents éléments de commande de l'architecture FTC

Dans ce cas d'étude, le correcteur nominal déjà en place correspond au correcteur synthétisé en utilisant l'approche LQG de la section 2.4.6. Ce dernier a donc été développé pour la situation saine (l'indice $i = 1$, voir [CEH15] pour la représentation d'états du correcteur). Ce correcteur est donc maintenu pour la trajectoire de vol considérée et permet de déterminer le signal $\mu_{f_i} = \max_{\mathcal{E}(P_i, v_{f_i})} \|u_c\| = 3^\circ$, qui reste en dessous des contraintes de saturations fixées à $\pm 20^\circ$.

La synthèse des 3 gains des actionneurs virtuels $M_i, i = 1, 2, 3$ est maintenant effectuée en utilisant le théorème 2.6. Les paramètres $\mu_{f_i}, i = 1, 2, 3$ et $\kappa_k, k = 1, 2, 3$ (où k correspond au numéro de l'actionneur) impliqués dans les LMIs (2.103) sont fixés à $\mu_{f_i} = 3$ et $\kappa_k = 20$ respectivement. Ce choix tient compte des performances assurées par le correcteur de base déjà en place et des limites physiques des actionneurs de ce cas d'étude. Nous procédons à la résolution du problème LMI en utilisant le solver `sdpt3`. Notons que la remarque 2.7 a été prise en considération pour permettre la comparaison entre la solution basée sur le temps de séjour obtenu par (2.44) et celle où ce temps de séjour n'est pas considéré puisqu'il existe une fonction de Lyapunov commune. De ce fait, la contrainte $\text{trace}(X_{v_{d_i}}) < 0.01$ est ajoutée aux LMIs (2.102) et (2.103) pour conditionner les valeurs propres des matrices $A + B_i^* M_i$ de telles sortes qu'elles ne viennent pas augmenter la valeur du temps de séjour fixé par (2.44). On obtient alors les matrices suivantes pour $v_{f_i} = 1$:

$$M_1 = \begin{bmatrix} -0.4328 & 0.0379 \\ 6.6987 & -0.5861 \\ 3.7215 & -0.3256 \end{bmatrix}, M_2 = \begin{bmatrix} 0.1478 & -0.0139 \\ 5.7597 & -0.5419 \\ 3.6917 & -0.3473 \end{bmatrix}, M_3 = \begin{bmatrix} 1.3597 & 0.0913 \\ 2.9970 & 0.2940 \\ 2.8720 & 0.3246 \end{bmatrix}$$

A partir des expressions (2.44) et (2.52), on obtient $\tau_D = 1.1956$ s et $T_D = 24.97$ s pour l'approche par dissimulation de fautes utilisant le temps de séjour. Pour la solution qui exploite l'existence d'une fonction de Lyapunov commune grâce à la structure de la figure 2.21, la valeur de 0.01 est choisi pour τ_D . Cela correspond à la période d'échantillonnage, *i.e.* on a opté pour contraindre la commutation sur la plus petite valeur en pratique, *i.e.* une période d'échantillonnage. Dans ce cas d'étude, le paramètre h lié au phénomène d'hystérésis est fixé à 1 pour ne pas corrompre l'analyse qui va suivre.

Résultats de simulation

L'architecture FTC de la figure 2.21 est maintenant implantée dans un simulateur développé sous un environnement Matlab/Simulink. Pour mettre en avant les dernières solutions, la même simulation est également effectuée pour la solution basée sur le temps de

séjour de la section 2.4.2 et pour la solution possédant une stratégie d'étouffement (voir la section 2.4.5). Pour la simulation, les références ont été fixées à $\alpha_{ref}=7^\circ$ et $\theta_{ref}=0^\circ$. A $t=50s$, l'angle d'attaque α_{ref} passe à 2° . La première situation défailante correspond à un défaut sur les gouvernes de profondeur sur l'intervalle $[12,40] s$ et la seconde situation défailante apparaîtra sur l'intervalle de temps de $[60, 93] s$.

Les résultats de simulation sont donnés sur les figures 2.22, 2.23 et 2.24. A partir de la figure 2.22, on peut constater que toutes les solutions garantissent la stabilité et le suivi de consigne du système en situation saine et défailante. Concernant la gestion des transitoires produits par l'activation d'une reconfiguration, il apparaît que l'approche par dissimulation de défaut offre de meilleurs résultats. Il est d'ailleurs intéressant de souligner que la prise en compte ou non du temps de séjour n'influe quasiment pas sur le transitoire observé sur les signaux de sortie. En s'appuyant sur la figure 2.23, la dégradation apportée par l'effet de broustement observé autour de $60 s$ quand $\tau_D = 0.01$ provoque en effet un transitoire similaire à la solution $\tau_D = 1.1956 s$ malgré une mauvaise identification de mode de fonctionnement durant un intervalle de temps correspondant au temps de séjour. Notons que le suivi de consigne est assuré pour l'approche par dissimulation utilisant le temps de séjour puisque l'erreur des algorithmes de surveillance n'est que temporaire. Enfin, la figure 2.24 permet d'apprécier le fait que le système n'entre pas en saturation. Il est également rassurant d'observer que le signal de commande pour les approches par dissimulation avant une commutation est bien similaire, *i.e.* le temps de séjour τ_D n'influe pas sur la dynamique du signal de commande.

Remarque 2.8 : Pour corriger le problème de distinguabilité observé autour de $60 s$ sur la figure 2.23, le concepteur peut jouer sur le paramètre h de la logique de commutation (2.31). Il vient que pour $h = 1.1$, la mauvaise identification du mode de fonctionnement disparaît.

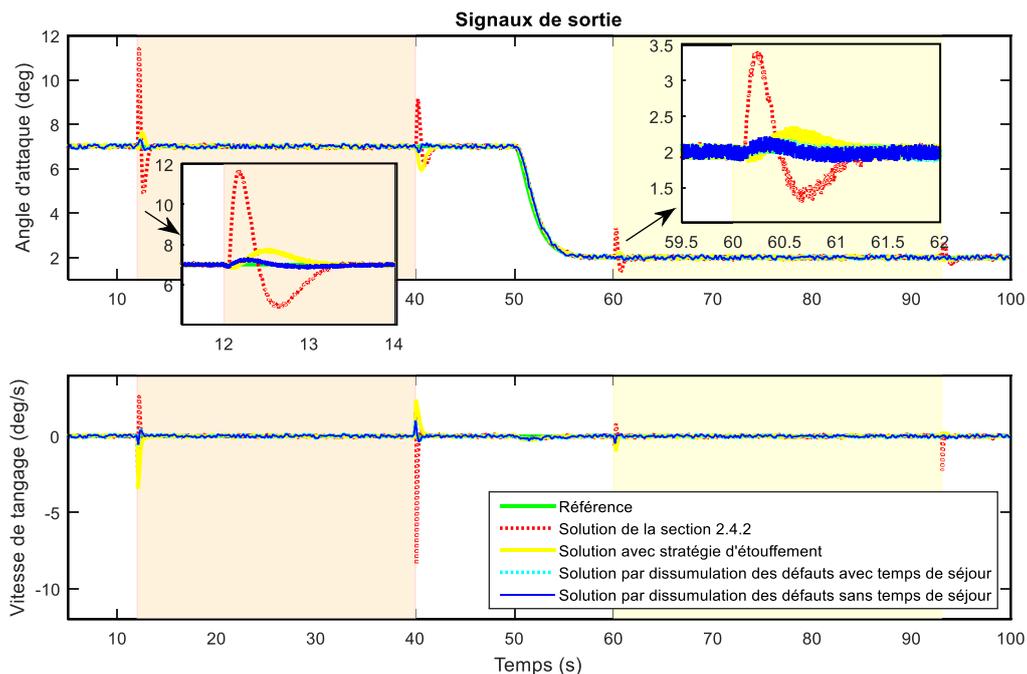


Figure 2.22 – Comportement temporel des signaux de sorties

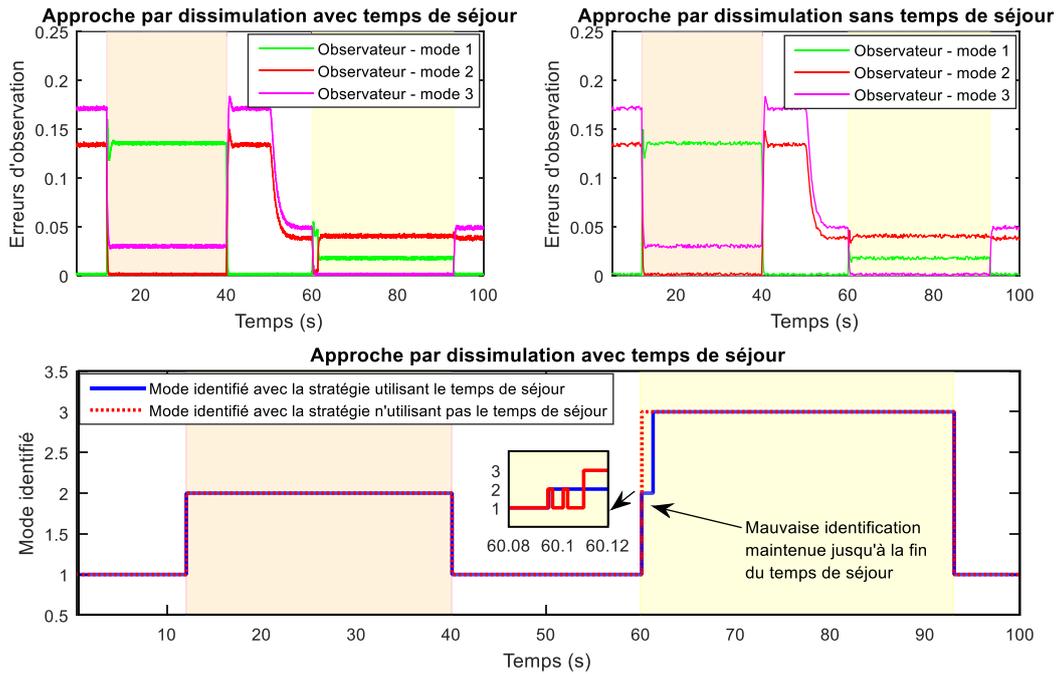


Figure 2.23 – Comportement des signaux d'erreurs e_i et modes identifiés

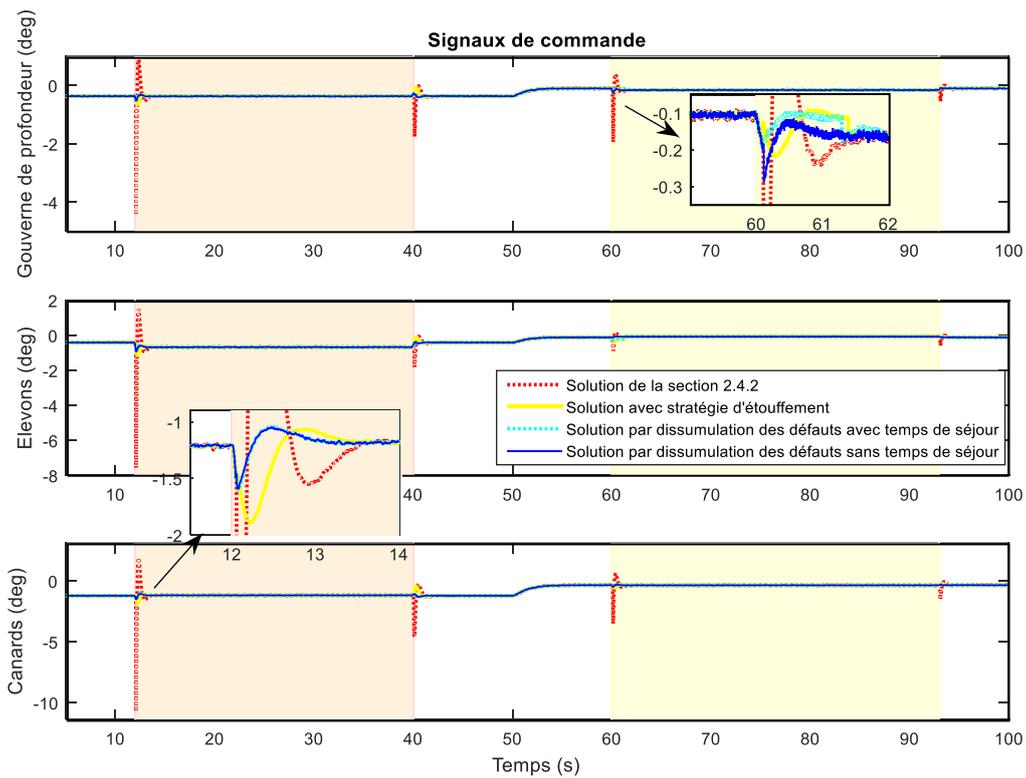


Figure 2.24 – Comportement temporel des signaux de commande

2.5.5. Discussion

Les solutions de la section 2.5 préservent les propriétés observées jusqu'à présent en étant capable maintenant de prendre en compte les saturations liées aux limites physiques des

actionneurs. Le cadre de travail permet donc d'apporter une solution pour l'ensemble des points **P.2**, **P.3**, **P.5**, **P.6**, **P.7**, **P.10** et **P.13** de la section 2.2. En plus de garantir la stabilité en dépit d'une mauvaise identification (temporaire) de l'algorithme FDI, l'élément clef de cette section porte sur l'existence d'une fonction de Lyapunov commune obtenue sans l'ajout de contraintes de synthèse, mais grâce à l'architecture FTC de la figure 2.21. On observe également que les comportements transitoires suite à une reconfiguration sont plus faibles que ceux obtenus avec les autres approches développées dans le manuscrit (voir la figure 2.22). Simple concours de circonstance ou réel apport de l'architecture FTC, un travail de fond doit encore être mené pour pouvoir se positionner.

En dépit de transitoires de reconfiguration atténués, ils continuent d'être présent et donnent un goût d'inachevé. C'est la raison pour laquelle en parallèle des approches de commande supervisée, j'ai travaillé avec Jorge Davila et Alejandra Feirrerera De Loza sur la théorie des modes glissants. Cette dernière présente l'avantage d'être insensible vis-à-vis d'une certaine classe de défauts. En d'autres mots, l'apparition de certaines fautes n'aura aucun impact sur le signal à contrôler et ne remettra donc pas en compte le maintien du service attendu par l'utilisateur du système.

2.6. Accommodation de défauts basée sur la théorie des modes glissants

Dans cette section, la solution développée relaxe les points **P.2**, **P.6** et **P.13** de la section 2.2. Ce travail doit donc être perçu comme une alternative aux solutions précédemment développées qui exigera un travail supplémentaire pour pousser le degré de maturité de cette approche. Notons que si des travaux ont été proposés pour les systèmes non-linéaires dans [DCHZ15], [DCHZB16], [DCH16], [DCH19] avec l'apport des compétences de Jorge Davila, la solution proposée dans cette section portera sur un modèle linéaire du système à commander [FCHZF15], [FCHDZ15].

Ce travail collaboratif est né d'une invitation initiée par le professeur Ali Zolghadri pour l'accueil du professeur mexicain Leonid Fridman au sein de l'équipe ARIA du laboratoire IMS. Suite à cette visite, des échanges et séjours scientifiques se sont créés avec les professeurs Jorge Davila et Alejandra Ferreira de Loza. Cette collaboration a ensuite donné lieu au financement d'une thèse par l'organisme mexicain CONACyT.

2.6.1. Principe

L'utilisation des modes glissants pour la conception de loi de commande robuste est née dans les années 60 en Union Soviétique. Si le concept est ancien, il n'a pas cessé d'évoluer pour arriver actuellement à la cinquième génération de lois de commande par modes glissants [FMB15]. L'élément intergénérationnel reste la définition d'une surface de glissement forçant le système à rester à son voisinage pour délivrer les spécifications souhaitées. Plus précisément, le principe vise à contraindre l'état du système à atteindre une

hypersurface pour y rester [Bre10]. Sous réserve de rester (glisser) sur cette hypersurface, la dynamique du système à contrôler vérifiera alors les spécifications de commande imposées par l'hypersurface. Le comportement d'un système commandé avec une loi de commande par modes glissants obéit donc à deux phases :

- **une phase de convergence.** Durant cet intervalle de temps fini, l'état du système n'est pas sur l'hypersurface de glissement. Il est possible de définir le temps nécessaire à attendre pour atteindre et, sous certaines hypothèses, rester sur cette surface de glissement. Durant cette phase, le niveau de performances de commande imposé par le choix de la surface de glissement n'est pas garanti ;
- **une phase de glissement.** L'évolution du procédé dépendra alors entièrement des propriétés de l'hypersurface de glissement qui peut rendre le système totalement insensible à des incertitudes (propres au système), des perturbations (extérieures au système) et une certaine classe de défauts d'actionneur. Plus précisément, les perturbations agissant sur le procédé au même niveau que le signal de commande (on parle de *matched perturbation* en anglais) n'auront aucun impact (aucun transitoire) sur le signal à contrôler.

Les deux phases précédemment mentionnées permettent donc d'extraire les deux caractéristiques qui ont fait le succès de ce genre d'approche : *i*) la possibilité de converger vers les spécifications de commande désirées en temps fini et *ii*) une insensibilité vis-à-vis des perturbations agissant directement sur le canal du signal de commande. Cette insensibilité a cependant un coût : le signal de commande appliqué au système est généralement très énergétique et fait clairement apparaître le phénomène de brouttement (*chattering*) observé dans les sections précédentes. Ce phénomène peut se trouver être par ailleurs amplifié lorsque des perturbations affectent une partie de l'état du système qui n'est pas directement liée au signal de commande (on parle de *unmatched perturbation*). Pour contrecarrer cet inconvénient, la théorie des modes glissants d'ordre supérieur peut être utilisée pour estimer ces perturbations dites *unmatched* et adapter, en temps réel, la loi de commande par mode glissant [FCHZF15]. C'est cette solution que j'ai choisi de développer dans la section suivante.

2.6.2. Commande par retour de sortie via une approche de type « *backstepping* »

Pour ce cas d'étude, on se propose de considérer une classe des systèmes admettant le modèle suivant

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B(u + f) + Gd \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.128)$$

où A , B et G correspondent aux matrices du système (2.24) sans défaut. $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $f \in \mathbb{R}^m$, $d \in \mathbb{R}^q$ ($q \leq n - m$) et $y \in \mathbb{R}^p$ ($1 \leq p \leq n$) sont respectivement les vecteurs d'états, de commande, de défauts, de perturbations et de sortie. Le signal f est ici une représentation additive des défauts affectant le système. f agit directement sur le canal d'action du signal de commande. Cette propriété n'est en revanche pas vérifiée pour les perturbations d (on parle de

unmatched perturbations) qui nécessitent alors la mise en place d'un dispositif pour résister à leurs effets. Le positionnement du problème admet donc les hypothèses de travail suivantes :

- H1** : les défauts f et les perturbations d sont observables, *i.e.* le triplet $(A, C, [B \ G])$ ne possède pas de zéros ;
- H2** : $\text{span}(G) \subset \text{span}(B^\perp)$;
- H3** : d et ses dérivées successives jusqu'à l'ordre r sont bornées, *i.e.* $|d| \leq d_0$ et $|d^{(i)}| \leq d_i$ pour tout $i = 1, \dots, r$ et $t \geq 0$;
- H4** : f et ses dérivées successives jusqu'à l'ordre $r-2$ sont bornées, *i.e.* $|f| \leq f_0$ et $|f^{(i)}| \leq f_i$ pour tout $i = 1, \dots, r-2$ et $t \geq 0$;

Remarque 2.9 : L'hypothèse **H2** permet de dire que les défauts et les perturbations appartiennent à des sous-espaces différents.

Mise en place d'un estimateur basé sur la théorie des modes glissants d'ordre supérieur

La stratégie retenue pour compenser l'effet des défauts f et résister aux perturbations d qui n'agissent pas directement sur le canal dédié au signal de commande revient à estimer ces derniers pour adapter en ligne la loi de commande à mode glissant adaptative. Pour obtenir ces estimations, le système dynamique auxiliaire suivant est considéré pour garantir la bornitude de l'erreur d'observation. On a

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + Bu + L(y - C\tilde{x}) \quad (2.129)$$

où le gain L est synthétisé tel que $\tilde{A} := A - LC$ est Hurwitz. Soit le signal d'erreur e défini par $e = x - \tilde{x}$. La dynamique de ce signal d'erreur obéit à

$$\dot{e} = \tilde{A}e + Dw \quad (2.130)$$

où $D = [B \ G]$ et $w = [f^T \ d^T]^T$. Définissons maintenant le signal $y_e = Ce$. Sous les hypothèses **H3** et **H4**, le vecteur d'entrées inconnues w et ses dérivées successives sont bornés. Le signal d'erreur qui obéit à la dynamique donnée en (2.130) sera donc stable, *i.e.* $|e| \leq \delta$ pour tout $t > t_e$. Avant de procéder à l'estimation des défauts et des perturbations, la solution proposée vise à estimer, dans un premier temps, le vecteur d'état x du système (2.128). Pour ce faire, la dynamique du signal (2.130) est exploitée et un algorithme de découplage est utilisé pour se débarrasser des entrées inconnues w . La procédure se résume comme suit : on commence par définir $M_1 := C$ et $J_1 := (M_1 D)^\perp$. La procédure étant récursive, les autres valeurs sont obtenues par :

$$M_\kappa = \begin{bmatrix} (M_{\kappa-1} D)^\perp M_{\kappa-1} \tilde{A} \\ M_1 \end{bmatrix}, \quad J_{\kappa-1} = (M_{\kappa-1} D)^\perp \begin{bmatrix} J_{\kappa-2} & 0 \\ 0 & I_p \end{bmatrix}$$

Basée sur l'hypothèse **H1**, il existe un entier positif unique $\kappa \leq n$ tel que la matrice M_κ générée de façon récursive satisfasse la condition de rang $\text{rank}(M_\kappa) = n$. Par conséquent, l'expression algébrique suivante peut être construite

$$M_{\kappa} e = \frac{d^{\kappa-1}}{dt^{\kappa-1}} \begin{bmatrix} J_{\kappa-1} & 0 \\ 0 & I_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_e \\ M \\ y_e^{[\kappa-1]} \end{bmatrix} = \frac{d^{\kappa-1}}{dt^{\kappa-1}} Y \quad (2.131)$$

où $y_e^{[i]} = \int_0^t K \int_0^{\tau_i} y_e d\tau_i K dt$. A partir de (2.131), il est donc possible d'obtenir une expression du signal d'erreur d'observation par :

$$e = M_{\kappa}^+ \frac{d^{\kappa-1}}{dt^{\kappa-1}} Y$$

Pour calculer le signal d'erreur e à partir de l'équation précédente, il est nécessaire d'obtenir la dérivée du vecteur Y . Un différentiateur d'ordre supérieur est donc utilisé pour générer une différentiation exacte en temps fini de Y . Il est donné par

$$\begin{aligned} \mathfrak{z}_{i,0} &= \lambda_0 Y^{\frac{1}{\lambda+1}} |z_{i,0} - Y_i|^{\frac{\lambda}{\lambda+1}} \text{sign}(z_{i,0} - Y_i) + z_{i,1} \\ \mathfrak{z}_{i,j} &= \lambda_j Y^{\frac{1}{\lambda+1-j}} |z_{i,j} - \mathfrak{z}_{i,j-1}|^{\frac{\lambda-j}{\lambda+1}} \text{sign}(z_{i,j} - \mathfrak{z}_{i,j-1}) + z_{i,j+1} \\ \mathfrak{z}_{i,\lambda} &= \lambda_{\lambda} Y \text{sign}(z_{i,\lambda} - \mathfrak{z}_{i,\lambda-1}) \end{aligned} \quad (2.132)$$

où $j = 1, \dots, \lambda-1$ et λ est l'ordre de différentiation. Le signal Y_i , $i = 1, \dots, n$ correspond à la $i^{\text{ème}}$ ligne de Y . Les différents gains λ_j peuvent être sélectionné comme dans [Lev03]. Y est une constante de Lipschitz de $Y^{(\lambda)}$. En tenant compte des hypothèses **H3** et **H4**, l'ordre de différentiation supérieur peut être $\lambda = \kappa + r - 3$, i.e. $|e^{(r-1)}| < Y$. Par conséquent, $Y \geq |\tilde{A}|^{r-1} \left(\epsilon + \sum_{j=1}^{r-2} |\tilde{A}|^j (|B| f_j + |G| d_j) \right)$. Dans [Lev03], il a été démontré qu'un choix particulier pour les constantes λ_j et Y pour tout $j = 0, \dots, \lambda$ permet de garantir $z_j = \frac{d^j}{dt^j} Y$ en temps fini $t \geq t_o$. Par conséquent, le vecteur e dans (2.131) s'obtient à partir de la $(\kappa-1)$ -th dynamique de glissement, i.e. $e = M_{\kappa}^+ z_{\kappa-1}$ pour $t \geq t_x$. De ce fait, on obtient

$$\hat{x} := M_{\kappa}^+ z_{\kappa-1} + \tilde{x} \quad (2.133)$$

où $\hat{x} \in \mathfrak{R}^n$ correspond à l'estimation de l'état x de (2.128).

Disposant d'une estimation de l'état x , il est maintenant possible d'obtenir une estimation des défauts f et des perturbations d en utilisant l'équation (2.130). Le signal \mathfrak{z} est obtenu grâce au différentiateur par modes glissants d'ordre supérieur (2.132). Plus précisément, l'égalité $z_{\kappa} = \mathfrak{z}$ est établie pour tout $t \geq t_x$. Par conséquent, il vient que

$$\hat{f} = (G^{\perp} B)^+ G^{\perp} (z_{\kappa} - \tilde{A} z_{\kappa-1}) \quad (2.134)$$

où $\hat{f} \in \mathfrak{R}^m$ représente l'estimation des défauts f . L'estimation des perturbations et de leurs dérivées successives est quant-à elle obtenue par

$$\hat{d}^{(j)} = (B^{\perp} G)^+ B^{\perp} (z_{\kappa+j} - \tilde{A} z_{\kappa-1+j}) \quad (2.135)$$

pour $j = 0, \dots, r-3$ où $z_{\kappa+j}$ provient de (2.132). $\hat{d}^{(j)}$ représente donc une estimation de $d^{(j)}$ pour tout $t > t_x$. Les dérivées successives $\hat{d}^{(r-2)}$ peuvent être obtenues par l'expression $\hat{d}^{(r-2)} = (B^{\perp} G)^+ B^{\perp} (e^{(r-1)} - \tilde{A} z_{\kappa+r-2})$ où $B^{\perp} e^{(r-1)}$ est calculé par $\frac{d}{dt} z_{\kappa+r-2}$. Pour ce faire, il faut que la constante de Lipschitz Y_2 vérifie $|B^{\perp} e^{(r)}| < Y_2$, i.e. $Y_2 \geq |B^{\perp} \Gamma| + |B^{\perp} G| d_{r-1}$. En utilisant le réglage de [Lev03] pour λ_i , il vient que $\hat{d}^{(r-2)} = d^{(r-2)}$ pour tout $t > t_o \geq t_x$.

Synthèse d'une loi de commande adaptative par mode glissant

Avant de mettre en place la procédure de synthèse, le système (2.128) doit être reformulé sous la forme commandable, *i.e.* la modélisation du procédé fera clairement apparaître une composition de r sous-systèmes connectés en cascade. Sous les hypothèses **H1** et **H2**, le système (2.128) peut alors s'écrire par

$$\dot{x}_1 = A_1 x_1 + B_1 (x_2 + \Gamma_1 d) \quad (2.136)$$

$$\dot{x}_i = A_i \bar{x}_i + B_i (x_{i+1} + \Gamma_i d) \quad (2.137)$$

$$\dot{x}_r = A_r \bar{x}_r + B_r (u + f) \quad (2.138)$$

pour $i = 2, \dots, r-1$. Les signaux \bar{x}_i sont définis par $\bar{x}_i = [x_1^T \quad \mathbf{K} \quad x_i^T]^T$, $x_i \in \mathfrak{R}^{n_i}$, $n_i = \text{rank}(B_i)$, $\sum_{i=1}^r n_i = n$. Le vecteur d'état $x \in \mathfrak{R}^n$ est donné par $x = [x_1^T \quad x_i^T \quad \mathbf{K} \quad x_r^T]^T$. Le signal de sortie mesuré est le même que celui défini en (2.128). Les objectifs de commande ne concerneront que l'état $x_1 \in \mathfrak{R}^{n_1}$ dans ce cas d'étude. Les sous-systèmes de (2.136) à (2.137) pour $i = 1, \dots, r-1$ représentent les dynamiques qui ne sont pas directement commandable et (2.138) correspond aux dynamiques directement affectées par le signal de commande.

Problème 2.2 (*Spécifications de commande attendues*) : synthétiser une loi de commande par retour de sortie permettant à l'état $x_1 \in \mathfrak{R}^{n_1}$ de suivre une référence $x_d \in \mathfrak{R}^{n_1}$ et d'être robuste (insensible) aux perturbations d et aux défauts f .

La solution proposée extraite de [FCHZ15] utilise la commande réursive de type *backstepping* qui revient à définir une loi de commande virtuelle stabilisante pour chaque état du modèle qui n'est pas directement commandable, jusqu'aux états directement touchés par le signal de commande. L'idée revient à exploiter la structure en cascade observée en (2.136)-(2.138) pour garantir, pas à pas, la stabilité [Dur14]. Ici, la synthèse de la surface de glissement est effectuée en $r-1$ étapes de façon à ce que les dynamiques qui ne sont pas directement commandable (2.136)-(2.137) respectent le comportement fixé par le cahier des charges en dépit des perturbations. Puis, une loi de commande est proposée à la $r^{\text{ième}}$ étape pour que l'état atteigne et reste sur la surface de glissement. Dans ce travail, on supposera que la consigne x_d et ses dérivées successives sont disponibles.

Etape 1 : La procédure commence par prendre en compte le sous-système (2.136). Le signal x_2 va être perçu comme un signal de commande virtuelle $x_2 := \phi_1$, défini par

$$\phi_1 = -\Gamma_1 \hat{d} - B_1^\dagger (A_1 x_1 - \hat{A}_1 (x_1 - x_d) - \dot{x}_1) \quad (2.139)$$

où $\hat{A}_1 \in \mathfrak{R}^{n_1}$ est une matrice Hurwitz respectant les spécifications de convergence souhaitées de x_1 vers x_d . Notant que puisque $\text{rank}(B_i) = n_i$, le produit $B_i B_i^T$ est inversible. La pseudo-inverse droite $B_i^\dagger = B_i^T (B_i B_i^T)^{-1}$ existe donc bien.

Etape i : Le signal x_{i+1} est maintenant considéré comme le signal de commande virtuelle $x_{i+1} := \phi_i$ pour (2.137)

$$\phi_i = -\Gamma_i \hat{d} - B_i^\dagger (A_i \bar{x}_i - \hat{A}_i (x_i - \phi_{i-1}) + X_{i-1} (x_{i-1} - \phi_{i-2}) - \mathfrak{E}_{i-1}) \quad (2.140)$$

pour tout $i = 2, \dots, r-1$. $\hat{A}_i \in \mathfrak{R}^{n_i}$ est Hurwitz et $X_{i-1} = P_i^{-1} B_i^T P_{i-1}$ avec P_i qui est une matrice définie positive vérifiant $P_i \hat{A}_i + \hat{A}_i^T P_i = -I$.

Étape r : La surface de glissement s est maintenant définie et utilise le signal de commande virtuelle ϕ_{r-1} . On a

$$s = x_r - \phi_{r-1} \quad (2.141)$$

où $s \in \mathfrak{R}^m$, $[s_1 \quad \mathbf{K} \quad s_m]^T$. La loi de commande appliquée au système devient :

$$u = -B_r^\dagger \left(A_r \bar{x}_r - \tilde{\phi}_r - B_{r-1}^T (x_{r-1} - \phi_{r-2}) + v \right) - \hat{f} \quad (2.142)$$

$\tilde{\phi}_r$ est une combinaison linéaire de l'état x et des estimations de la perturbation d et de ses dérivées successives. Le signal de commande v est généré par une loi de commande par mode glissant de type *super twisting* (qui présente des caractéristiques proches de celles du régulateur Proportionnel Intégral classique de la littérature) donnée par [Lev03]

$$v = K_1 \Psi_1 + K_2 \int_{t_0}^t \Psi_2 dt \quad (2.143)$$

où les matrices $K_j = \text{diag}(k_{j1}, \mathbf{K}, k_{jm})$, pour $j = \overline{1,2}$, $\Psi_1 = \text{diag}(\psi_{11}, \mathbf{K}, \psi_{1m})$ et $\Psi_2 = \text{diag}(\psi_{21}, \mathbf{K}, \psi_{2m})$ avec $\psi_{1j} = |s_j|^{1/2} \text{sign}(s_j)$ et $\psi_{2j} = \text{sign}(s_j) \quad \forall j = \overline{1,m}$. A partir de [MO12], les variables des matrices K_1 et K_2 sont données par

$$k_{1j} > 0 \quad k_{2j} > 3\bar{\omega} + 2 \left(\frac{\bar{\omega}}{k_{j1}} \right)^2 \quad (2.144)$$

pour $j = \overline{1,m}$. $\bar{\omega}$ est quant à lui une borne supérieur de $|B_{r-1}^\dagger \dots B_2^\dagger \Gamma_1 d^{(r)}| \leq \bar{\omega}$. Le théorème qui suit permet donc d'apporter une solution aux spécifications de commande énoncées.

Théorème 2.7 [FCHZ15] : *Sous réserve que les hypothèses H1, H2, H3 et H4 soient respectées et s'il existe les matrices définies positives P_i qui sont solutions de*

$$P_i \hat{A}_i + \hat{A}_i^T P_i = -I \quad (2.145)$$

alors le système (2.136)-(2.138) commandé par la loi de commande (2.142) est stable et permet de garantir les spécifications du problème 2.2 en terme de suivi de consigne de l'état $x_i \in \mathfrak{R}^{n_i}$, tout en restant robuste et insensible aux perturbations d et aux défauts f . \square

Preuve : La preuve de stabilité de la boucle fermée est développée en deux étapes. Tout d'abord, la convergence des trajectoires de la surface de glissement vers zéro est montrée. Ensuite, une fonction de Lyapunov mixte permettra de démontrer la convergence des dynamiques qui ne sont pas directement affectées par le signal de commande (2.142). En dérivant (2.141) et en considérant la loi de commande (2.142), on obtient

$$\mathfrak{E}_j = -k_{j1} \psi_{1j} - k_{j2} \int_{t_0}^t \psi_{2j} dt - \omega_j \quad (2.146)$$

avec $j = \overline{1, m}$. ω_j et s_j représente une ligne des vecteurs ω et s respectivement. Notons que le vecteur $\omega = -B_{r-1}^\dagger \dots B_2^\dagger \Gamma_1 d^{(r-1)}$ correspond à une incertitude additive causée par les perturbations dites *unmatched* sur les dynamiques directement affectées par le signal de commade. Définissons $\mu_j = -k_{j2} \int_{t_0}^t \psi_{2j} dt - \omega_j$, il vient que

$$\mathfrak{K}_j = -k_{j1} \psi_{1j} + \mu_j \quad \mathfrak{K}_j = -k_{j2} \psi_{2j} + \mathfrak{K}_j \quad (2.147)$$

où $\mathfrak{K} = B_{r-1}^\dagger \dots B_2^\dagger \Gamma_1 d^{(r)}$. Avec l'hypothèse **H3**, ce signal est borné, *i.e.* il existe une constante \hat{d} telle que $|\mathfrak{K}| \leq \hat{d}$. Dans [MO12], il est démontré que le système auxiliaire (2.147) peut être stabilisé en sélectionnant les gains du correcteur comme dans (2.144) pour garantir $s = 0$ en temps fini. Par conséquent, on a $x_r \equiv \phi_{r-1}$.

Fort de ce constat, l'attention est maintenant portée sur la convergence des états des sous-systèmes (2.136) et (2.137). Rappelons que $x_{i+1} = \phi_i$ représente la commande fictive pour l'état x_i . Soit $\sigma_1 = x_1 - x_d$ et $\sigma_i = x_i - \phi_{i-1}$ pour $i = \overline{2, r-1}$ la définition de variables d'erreur. Une fonction de Lyapunov mixte pour les dynamiques d'erreur peut dorénavent être construite. Premièrement, considérons x_2 comme une pseudo-commande permettant de vérifier que $x_1 \rightarrow x_d$. Pour garantir cette propriété, la fonction de Lyapunov suivante est considérée $V_1 = \sigma_1^T P_1 \sigma_1$. La dérivée de cette fonction par rapport au temps donne $\dot{V}_1 = 2\sigma_1^T (A_1 x_1 + B_1(x_2 + \Gamma_1 d) - \mathfrak{K}_1)$. Puisque $x_2 = \phi_1 + \sigma_2$ et en prenant en compte (2.139), il vient que $\dot{V}_1 \leq -|\sigma_1|^2 + 2\sigma_1 P_1 B_1 \sigma_2$. A partir de (2.136) et (2.137), le système auxiliaire suivant apparaît

$$\dot{\mathfrak{K}}_1 = \hat{A}_1 \sigma_1 + B_1 \sigma_2 \quad (2.148)$$

$$\dot{\mathfrak{K}}_2 = A_2 \bar{x}_2 + B_2(x_3 + \Gamma_2 d) - \mathfrak{K}_1 \quad (2.149)$$

où x_3 est la pseudo-commande qui permet de stabiliser σ_1, σ_2 à zéro. Considérons maintenant la fonction de Lyapunov suivante $V_2 = V_1 + \sigma_2^T P_2 \sigma_2$. Sa dérivée par rapport au temps conduit à $\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \sigma_2^T P_2 (A_2 \bar{x}_2 + B_2(x_3 + \Gamma_2 d) - \mathfrak{K}_1)$. En sachant que $x_3 = \phi_2 + \sigma_3$ et en utilisant (2.140), on obtient $\dot{V}_2 \leq -|\sigma_1|^2 - |\sigma_2|^2 + 2\sigma_2 P_2 B_2 \sigma_3$.

Cette procédure est suivie pour chacun des états des sous-systèmes (2.136) et (2.137). Pour la $(r-1)^{\text{ième}}$ étape, les dynamiques d'erreur obéissent à :

$$\dot{\mathfrak{K}}_i = \hat{A}_i \sigma_i + B_i \sigma_{i+1} \quad (2.150)$$

$$\dot{\mathfrak{K}}_i = \hat{A}_i \bar{x}_i + B_i \sigma_{i+1} - X_{i-1} \sigma_{i-1} \quad (2.151)$$

$$\dot{\mathfrak{K}}_{r-1} = A_{r-1} \bar{x}_{r-1} + B_{r-1}(x_r + \Gamma_{r-1} d) - \mathfrak{K}_{r-2} \quad (2.152)$$

Par conséquent, la fonction de Lyapunov mixte retenue est donnée par $V_\sigma = \sum_{i=1}^{r-1} \sigma_i^T P_i \sigma_i$. Sa dérivée par rapport au temps est $\dot{V}_\sigma = \sum_{i=1}^{r-2} |\sigma_i|^2 + 2\sigma_{r-1}^T B_{r-2} P_{r-2} \sigma_{r-2} + 2\sigma_{r-1}^T (A_{r-1} \bar{x}_{r-1} + B_{r-1}(x_r + \Gamma_{r-1} d) - \mathfrak{K}_{r-2})$. Dans la mesure où $s \equiv 0$, on a $x_r \equiv \phi_{r-1}$. En utilisant (2.137), la dérivée de V_σ donne $\dot{V}_\sigma = \sum_{i=1}^{r-2} |\sigma_i|^2$. Il vient donc que les signaux σ_i pour $i = \overline{r-1, 1}$ converge asymptotiquement vers 0 et implique $x_i \rightarrow \phi_{i-1}$ pour $i = \overline{r-1, 2}$. Par conséquent, $x_1 \rightarrow x_d$. Ceci complète la preuve. ■

2.6.3. Exemple académique

L'exemple académique considéré dans cette partie correspond à un hélicoptère à trois degrés de liberté développé par la société Quanser Inc. [Qua04]. Le système illustré par la figure 2.25 est composé de deux bras : un bras court sur lequel est placé un moteur propulseur à ses deux extrémités, qui est connecté à un bras mouvant fixé à une base. Le système peut se déplacer selon les trois axes de la figure 2.25.

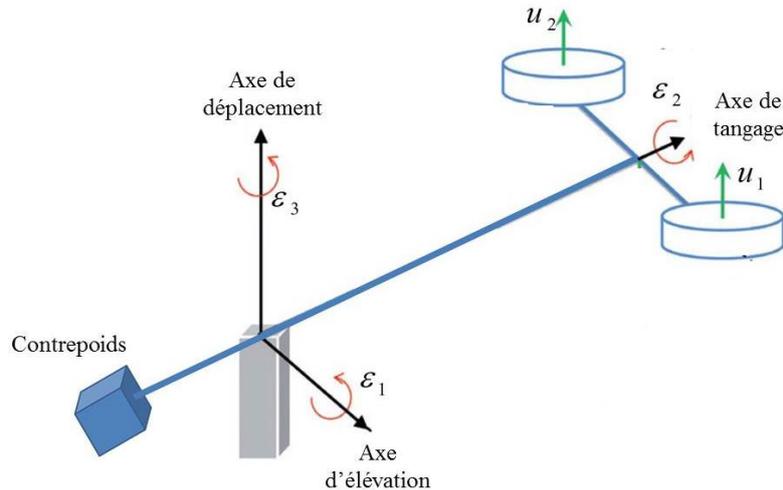


Figure 2.25 – Diagramme fonctionnel d'un hélicoptère à 3 degrés de liberté

Dans ce cas d'étude, nous allons considérer un modèle linéarisé autour de $\varepsilon_2 = 0$. Le modèle est donné par

$$\ddot{\varepsilon}_1 = 0.45((u_1 + f_1) + (u_2 + f_2)) \quad (2.153)$$

$$\ddot{\varepsilon}_2 = 3.05((u_1 + f_1) - (u_2 + f_2)) \quad (2.154)$$

$$\ddot{\varepsilon}_3 = -0.49\varepsilon_2 + d \quad (2.155)$$

où $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3 \in \mathfrak{R}$ correspondent respectivement aux angles d'élévation, de tangage et de déplacement. Le signal de commande est $u \in \mathfrak{R}^2$. Le système peut être affecté par des défauts de type actionneur qui sont modélisés sous la forme additive à travers les signaux f_1 et f_2 . La perturbation d affectera elle les dynamiques liées à l'axe de déplacement. Les mesures disponibles ici sont les positions angulaires, *i.e.* $y = [\varepsilon_1 \ \varepsilon_2 \ \varepsilon_3]^T$. Les spécifications de commande portent sur un objectif de suivi de consigne pour la variable ε_3 . Plus précisément, l'état ε_3 devra suivre la consigne $x_d = 5\sin(1.1t)$ en dépit de la présence de défauts et/ou de perturbations sur le système (2.153)-(2.155). Les perturbations d obéissent à $d = 2\sin 3t + 1.5$. Les défauts dans le premier actionneur modélise une panne oscillatoire $f_1 = 5\cos(1.5t) + 5$ et le cas d'un embarquement sera étudié pour le second actionneur, *i.e.* $f_2 = \beta t : \beta > 0$.

Synthèse des différents éléments de l'architecture FTC

L'attention est d'abord portée sur la mise en place d'un observateur à modes glissants d'ordre supérieur. L'état du système à contrôler est donné par le vecteur suivant $x = [\varepsilon_1 \ \varepsilon_2 \ \varepsilon_3 \ \dot{\varepsilon}_1 \ \dot{\varepsilon}_2 \ \dot{\varepsilon}_3]^T$. En considérant ce vecteur d'état et en prenant en compte le

vecteur de sortie $y = [\varepsilon_1 \ \varepsilon_2 \ \varepsilon_3]^T$, il vient que le système (2.153)-(2.155) vérifie l'hypothèse d'observabilité **H1**. Le système auxiliaire (2.129) est donc construit en fixant arbitrairement les valeurs propres de la matrice \tilde{A} à $-\{1.6, 1.5, 1.8, 1.9, 1.7, 1.1\}$. La procédure itérative de découplage est ensuite appliquée. Après deux itérations ($\kappa = 2$), une matrice de plein rang colonne est obtenue pour la matrice M_2 , i.e. $M_2 = [-21 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0; 0 \ -13 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0; C]$. Le différentiateur d'ordre supérieur (2.132) est ensuite utilisé. Pour fournir une estimation de \hat{x} , \hat{f} , \hat{d} and $\hat{d}^{(1)}$, l'ordre du différentiateur (2.132) est de $\lambda = 3$. Pour les défauts et perturbations considérés, les bornes sont $\hat{d} = 3.5$, $\hat{d}^{(1)} = 6$, $\hat{f}_1 = 10$ et $\hat{f}_2 = 7.5$ et permettent de vérifier les hypothèses de départ **H3** et **H4**. Basé sur [Lev03], on sélectionne $\lambda_i = \{1.1, 1.5, 3, 5\}$, $i = 1, \dots, 3$ et $Y = 150$.

Disposant des estimations de \hat{x} , \hat{f} , \hat{d} and $\hat{d}^{(1)}$, la loi de commande adaptative basée sur l'approche récursive de type *backstepping* est maintenant mise en place. Rappelons que l'objectif revient à assurer $\varepsilon_3 \rightarrow x_d$ en dépit des fautes et de perturbations. Les simulations seront effectuées en maintenant un angle d'élevation de $\varepsilon_o = 15[deg]$. Pour prendre en compte cette condition, l'état ε_1 est remplacé par $\tilde{\varepsilon}_1 := \varepsilon_1 - \varepsilon_o$ et l'état $\varepsilon_4 = \int_{t_0}^t \tilde{\varepsilon}_1$ est introduit. La synthèse de la loi de commande portera donc sur le vecteur d'état augmenté $x = [\tilde{\varepsilon}_1 \ \varepsilon_2 \ \varepsilon_3 \ \&_1 \ \&_2 \ \&_3 \ \varepsilon_4]^T$. En utilisant les transformations de [Po12], le système (2.153)-(2.155) peut s'écrire sous la forme

$$\dot{\&}_1 = B_1 x_2 \tag{2.156}$$

$$\dot{\&}_2 = B_2 (x_3 + \Gamma_2 d) \tag{2.157}$$

$$\dot{\&}_3 = B_3 x_4 \tag{2.158}$$

$$\dot{\&}_4 = B_4 (u + f) \tag{2.159}$$

où $x_1 = \varepsilon_3$, $x_2 = [\&_1 \ \varepsilon_4]^T$, $x_3 = [0.98 \ 0.14; -0.14 \ -0.98] [\tilde{\varepsilon}_1 \ \varepsilon_2]^T$ et $x_4 = [\&_2 \ -\&_3]^T$ avec $B_1 = [1 \ 0]$, $B_2 = [0.49 \ 0.07; -0.14 \ 0.98]$, $\Gamma_2 = [1.99 \ -0.29]^T$, $B_3 = [0.14 \ 0.98; -0.98 \ 0.14]$ et $B_4 = [-0.45 \ -0.45; -3.05 \ 3.05]$. Les commandes virtuelles pour $i = \overline{1,3}$ sont calculées par (2.139) et (2.140). A l'étape r , la surface de glissement dans cet exemple est définie par $s = x_4 - \phi_3$. Le signal de commande (2.142) tient compte des définitions suivantes : $\hat{A}_1 = -1.8$, $\hat{A}_2 = \text{diag}(-2, -3)$, $\hat{A}_3 = \text{diag}(-4, -5)$ et $\hat{d} = 160$. Les gains de la loi de commande par mode glissant de type *super twisting* sont $k_{1i} = 10$ et $k_{2i} = 600$.

Résultats de simulation

L'estimateur (2.129) et la loi de commande tolérante aux défauts (2.142) sont maintenant implantés dans un environnement Matlab/Simulink. Pour mettre en avant l'avantage apporté par cette solution, la même simulation est effectuée lorsque l'hélicoptère à 3 degrés de liberté est commandé par une loi de commande robuste immuable synthétisée par une approche H_∞ de type « sensibilité mixte » [CHZ10]. Il est important de noter que cette solution présentée dans [FCHZ15] est obtenue sans prendre en compte l'effet des défauts actionneurs et les perturbations d . Les fonctions de pondérations ont seulement permis de fixer une erreur de suivi de consigne de 0.01 sur $x_1 = \varepsilon_3$, tout en atténuant l'énergie des

signaux de commande appliqués au système à travers une fonction de pondération sur la commande u de (2.159).

Dans ce contexte, la comparaison entre les méthodes est discutable. Deux nouveaux régulateurs sont donc synthétisés via l'approche H_∞ de type « sensibilité mixte ». Les objectifs de synthèse précédemment mentionnés sont maintenus pour les deux correcteurs. Pour le premier (on retiendra le nom 'Correcteur I'), un objectif d'atténuation d'un facteur 0.001 à la pulsation 1.5 rd/s sur le signal de commande u_1 est ajouté dans le problème de synthèse. Il vise donc à écraser le défaut de type $f_1 = 5\cos(1.5t) + 5$ de telle sorte que son effet ne vienne pas remettre en cause l'objectif de suivi de consigne. Le second correcteur (appelé 'Correcteur II') maintient les objectifs précédents et prend maintenant en compte l'effet des perturbations observées dans (2.157) dans la synthèse. Dans cet exemple, le régulateur H_∞ de [FCHZ15] est utilisé dans une situation saine (sans défaut) non perturbée et les nouveaux régulateurs vont être activés pour accommoder le défaut f_1 après avoir détecté et localiser la panne. On supposera que la détection et localisation intervient après un délai de 2 secondes. Les résultats de simulation notés commande commutée I et II correspondent respectivement à une activation du Correcteur I et Correcteur II.

La simulation sera découpée en quatre phases :

- (a) sur l'intervalle $0 \leq t < 50$, le système fonctionne sans défaut et sans perturbation, *i.e.* $f = [0 \ 0]$, $d = 0$,
- (b) pour $50 \leq t < 100$ secondes, une panne oscillatoire de type « solide » [ZHCE14] apparaît, de façon intermittente, dans le premier actionneur, *i.e.* $f_1 = 5\cos(1.5t) + 5$,
- (c) pour $t \geq 100$, la perturbation $d = 2\sin 3t + 1.5$ affecte enfin le système,
- (d) pour $t \geq 140$ s un embarquement (*i.e.* $f_2 = \beta t : \beta > 0$) se manifeste dans le second actionneur.

La période d'échantillonnage retenue pour la simulation est de $10[\mu\text{s}]$ pour la solution (2.142). Les figures 2.26 et 2.27 montrent les résultats de simulation. Plus précisément, la figure 2.26 permet de vérifier si les objectifs de suivi de consigne sont atteints pour les quatre phases précédemment mentionnées. Dans le cadre (A) de la figure (2.26), on aperçoit facilement la limitation d'un correcteur immuable par rapport à une loi de commande adaptative par modes glissants qui assure un suivi de consigne parfait [FCHZ15]. Dans le cadre (B), on présente les résultats de simulation pour les deux solutions commutées. A cause du retard à la détection, on peut facilement apercevoir que le suivi de consigne n'est plus transitoirement assuré. Le comportement observé pour $t \geq 100$ avec la commande commutée I permet de mettre en avant l'importance de prendre en considération l'effet des perturbations d sur (2.157) dans la phase de synthèse du régulateur pour, conformément aux résultats de la commande commutée II, présenter un suivi de consigne similaire à l'approche adaptative par modes glissants. Si la commande commutée II présentent des performances proches de la loi de commande (2.142), le caractère adaptatif de la solution par modes glissants permet donc d'éviter la présence d'un régime transitoire dû à l'accommodation d'un défaut. Cette caractéristique donne donc un avantage à cette dernière solution.

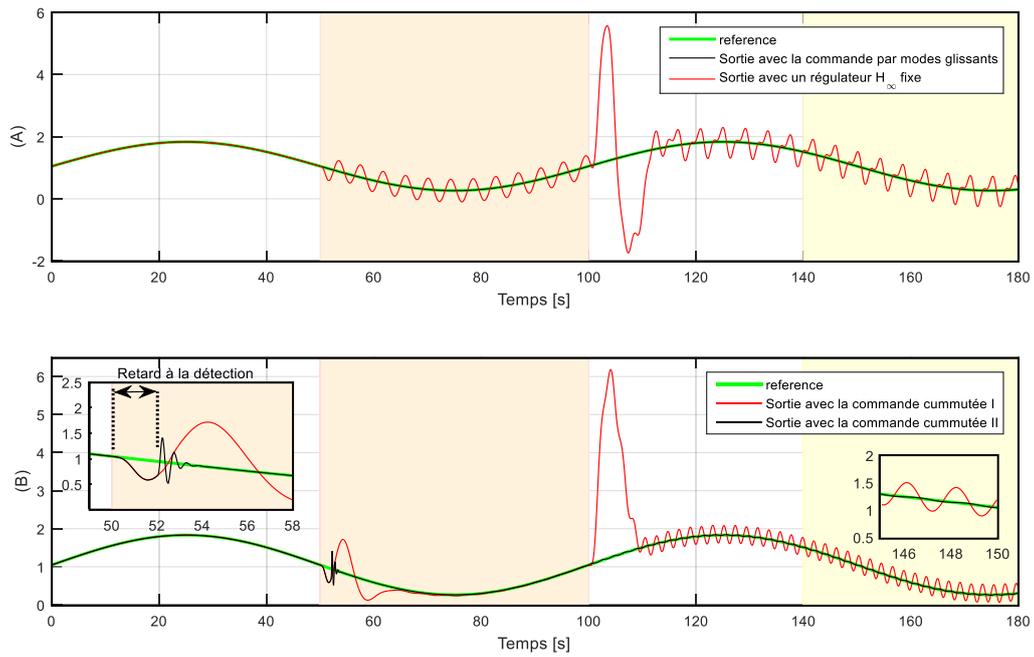


Figure 2.26 – Signal contrôlé pour (A) les solutions de [FCHZ15] (B) des solutions commutées

Les signaux de commande pour les quatre situations étudiées sont donnés dans la figure 2.27. Dans la mesure où le point P.6 de la section 2.2 n’est pas retenu pour ce cas d’étude, les comportements transitoires sur les signaux de commande après une commutation ne seront pas discutés. Il est en revanche intéressant d’observer des signaux de commande d’amplitude quasi-similaire sont observés après $t \geq 100$ pour la commande commutée II et l’approche par modes glissants.

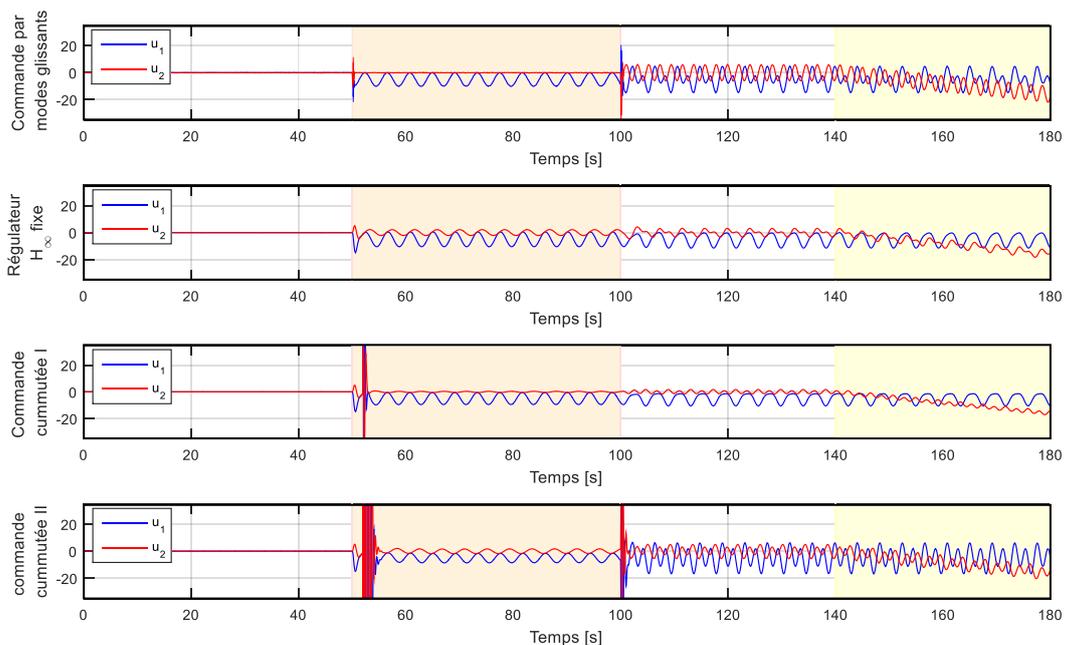


Figure 2.27 – Signaux de commande : (A) les solutions de [FCHZ15] (B) des solutions commutées

2.6.4. Discussion

Si les résultats semblent prometteurs, ils restent néanmoins à nuancer dans la mesure où cette théorie est extrêmement sensible aux bruits de mesure, à la fréquence d'échantillonnage et implique une modification drastique d'un correcteur classique rendant, en conséquence, son application difficile sur des systèmes réels. L'extrême sensibilité vis-à-vis du bruit de mesure a fait l'objet du travail [FCHD15]. Malgré cette sensibilité, il est néanmoins possible de garantir la détection de défauts de type intermittent. Pour illustrer l'impact du bruit de mesure et de la période d'échantillonnage, la simulation en quatre phases de la section 2.6.3 est maintenant effectuée pour deux nouvelles périodes d'échantillonnage de 0.0001 et 0.001 secondes. L'amplitude maximale du bruit de mesure est de 0.002. Les résultats sont donnés sur la figure 2.28. La colonne de gauche de cette figure met en avant les résultats de la loi de commande par modes glissants et les résultats de la colonne de droite montrent ce que l'on obtient lorsque le système est commandé par le Correcteur II de la section précédente.

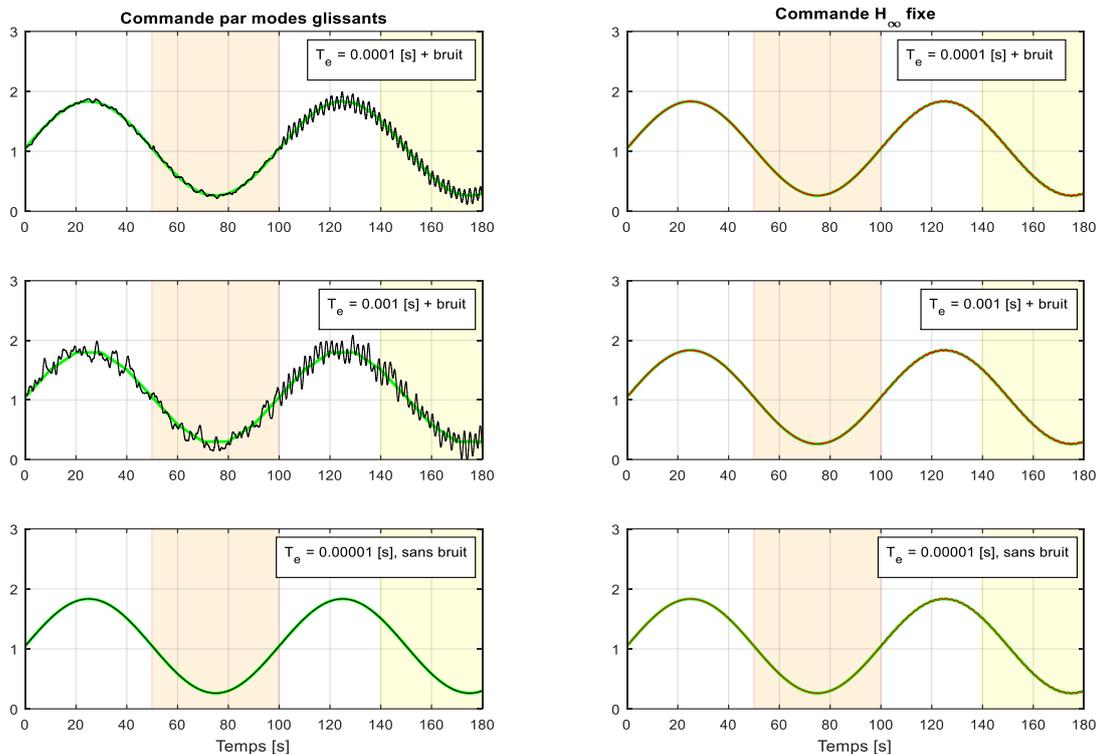


Figure 2.28 – Signal contrôlé pour différentes fréquences d'échantillonnage

A partir des résultats dans un environnement bruité, on constate qu'il est difficile d'assurer un suivi de consigne parfait avec la commande adaptative par modes glissants. L'explication vient principalement du fait que l'hypothèse de signaux de mesure Lebesgue n'est plus vérifiée. De ce fait, le calcul des dérivées obtenues par le différentiateur d'ordre supérieur (2.132) n'est plus exact et les dérivées sont comprises dans une enveloppe de précision bornée. C'est cette imprécision qui cause la perte du suivi de consigne. Notons que

la commande H_∞ , synthétisée sur des objectifs fréquentiels imposés par des fonctions de pondérations, présente une atténuation similaire pour les trois périodes d'échantillonnage, en présence ou non de bruits de mesure.

Remarque 2.10 : la philosophie de l'approche présentée dans la section 2.6.2 a également été utilisée pour les systèmes non-linéaires. Le lecteur intéressé peut se référer aux travaux [DCH15, DCH16a, DCH16b].

2.7. Conclusion

Depuis maintenant dix ans, je me suis investi dans le développement de différentes solutions pour la maîtrise des régimes transitoires après l'activation d'une stratégie permettant d'accommoder l'effet d'un défaut. L'objectif de ce chapitre était de dresser un panorama de mes contributions sur cet axe de recherche. Comme annoncé dans la section 2.2, cette démarche s'inscrit dans une volonté d'apporter humblement des éléments de réponses pour traiter 7 des 13 verrous scientifiques cités dans [ZJ08] et permettre d'élever la maturité des solutions FTC.

Après la présentation d'une solution à base de normes qui permet de comprendre comment les différents objectifs de synthèse d'une loi de commande sont gérés par des fonctions de pondérations, la rencontre avec Denis Efimov m'a permis d'ouvrir l'axe de recherche des systèmes commutés. Cette axe de recherche n'a eu cesse de s'améliorer pour être en mesure de proposer la solution de la section 2.5 qui est capable de répondre aux problèmes suivants :

- **P.2.** synthèse couplée (ou intégrée) de filtres de diagnostic et de lois de commande tolérante aux fautes ;
- **P.3.** développement de solutions permettant d'assurer un fonctionnement fiable, même si en partie dégradé, *i.e.* avec un niveau de performance moins élevé qu'en situation non défaillante ;
- **P.5.** proposer des solutions viables pour les systèmes non linéaires ;
- **P.6.** prendre en compte les contraintes de saturations sur les signaux d'entrées ;
- **P.7.** prendre en compte les imperfections du module de diagnostic et du retard lié au mécanisme de reconfiguration ;
- **P.10.** gérer les comportements transitoires après une reconfiguration ;
- **P.13.** prendre en compte les considérations « pratiques » pour un transfert de technologie viable.

Si les résultats obtenus sur un exemple académique sont prometteurs, on peut constater qu'un régime transitoire existe toujours pour accommoder l'effet du défaut. Ce constat fut à

l'origine d'un troisième axe de recherche qui s'est développé à l'aide des collègues mexicains Alejandra Ferreira De Loza, Jorge Davila et Leonid Fridman. Il porte sur la théorie des modes glissants qui permet d'être insensible à une certaine classe de défauts ou perturbations, celle qui agit directement sur le canal d'action du signal de commande (on parle de *matched disturbances*). Les résultats académiques confirment le bienfondé de cette théorie. Un travail supplémentaire devra cependant être mené pour maîtriser la solution dans un environnement bruité et offrir de bons résultats pour des périodes d'échantillonnage plus grandes. Ce dernier aspect peut en effet réduire considérablement le champ d'application potentielle de cette approche.

Le chapitre suivant permet d'ailleurs de rebondir sur ce dernier point. Je vais dresser une synthèse de mes actions de transfert de technologie pour répondre à des problématiques complexes et réalistes. Il permettra également de voir que si j'ai conservé un axe de recherche orienté sur la maîtrise des comportements transitoires en guise de fil rouge, j'ai également pu développé des solutions particulières qui exploitent les avantages de certaines des méthodes développées dans ce chapitre.

Chapitre 3

Actions de transfert de technologie sur différents systèmes volants

Plus nous avançons dans la connaissance et la maîtrise des technologies de la vie, plus nous nous condamnons à être responsables.

Olivier Arnaud

Sommaire :

Chapitre 3.....	111
Actions de transfert de technologie sur différents systèmes volants....	111
3.1. Introduction	113
3.2. Mise en place d'une méthode « Triplex » améliorée.....	114
3.3. Une détection précoce à l'aide des méthodes de diagnostic à base de modèles.....	129
3.4. Une procédure en deux temps pour une estimation améliorée des angles d'attitude d'un drone.....	159
3.5. Vers une solution alternative aux campagnes de Monte Carlo	169
3.6. Conclusion.....	185

3.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation de mes activités de transfert de technologie appliquées à différents systèmes volants. Dans la littérature, nombreux sont les travaux qui considèrent des systèmes parfaits, *i.e.* sans aucune imperfection structurelle dans la mise en place des actionneurs/capteurs et sans aucune incertitude sur les paramètres caractéristiques du système volant. Pour se démarquer de cette concurrence, j'ai eu l'opportunité d'appliquer certaines théories abordées dans le chapitre 2 aux cas de problématiques complexes et réalistes rencontrées par les acteurs majeurs de l'aéronautique et du spatial en Europe. Outre l'opportunité de créer des liens avec un secteur industriel innovant (Airbus, l'Agence Spatiale européenne (ESA), Airbus Defence & Space,...), ce chapitre mettra en avant mon encadrement doctoral. Il sera également l'occasion de souligner l'apport des collaborations internationales créées avec deux universités mexicaines (UNAM et IPN de Mexico City) et deux universités chinoises (NPU de Xi'an et Xidian university).

Dans chacune des sections abordées, une discussion sur le degré de maturité technologique (on utilisera l'acronyme TRL pour la définition anglophone *Technological Readiness Level*) de la solution proposée sera menée pour apprécier leurs limites et verrous technologiques. L'indice TRL a été initialement introduit par la NASA en 1989 avec la définition de 7 niveaux, qui ont été finalement portés à neuf, voir la figure 3.1. Les solutions proposées par le monde académique appartiennent essentiellement aux solutions présentant un TRL de niveau 1, *i.e.* on y expose l'idée générale et ses principes de base. De l'autre côté, un TRL de 9 souligne une solution technologique suffisamment éprouvée pour être intégrée dans un système produit alors en série et disponible sur le marché. Durant mes 10 années de travail, j'ai essayé d'apporter, modestement, des contributions dont les niveaux de maturités varient d'un niveau TRL 2 à TRL 6.

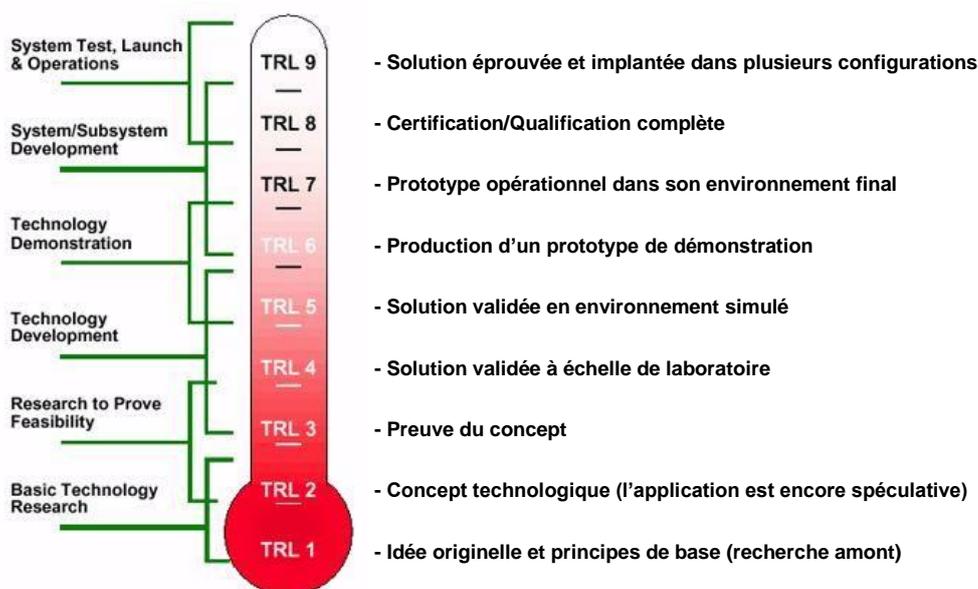


Figure 3.1 – Echelle de maturité technologique

Les deux premières sections qui suivent ont été développées dans le cadre de différents projets (français et européen) et d'une collaboration avec Airbus ayant menée au co-encadrement de la thèse d'Anca GHEORGHE. Il est important de noter que les techniques actuelles de surveillance assurent une parfaite couverture des pannes recherchées, conforme aux exigences de certification en vigueur. Les améliorations recherchées visent à réduire l'empreinte écologique d'un avion civil. Il est par exemple possible de montrer qu'en diminuant la valeur maximale atteinte par la gouverne lors d'un embarquement, les charges structurelles engendrées par la panne seront moins importantes, ce qui peut conduire à un allègement de la structure de l'avion. La troisième section porte sur des résultats obtenus dans le cadre du co-encadrement de la thèse de Jing CHANG, alors doctorante au sein de l'université NPU de Xi'an en Chine. Enfin, les deux dernières sections présenteront des activités de recherche en lien avec le domaine de l'aérospatial, avec notamment le co-encadrement de la thèse de Valentin PREDA.

3.2. Mise en place d'une méthode « Triplex » améliorée

L'une de mes premières actions s'est déroulée dans le cadre du projet SIRASAS (*Stratégies Innovantes et Robustes pour l'Autonomie des Systèmes Aéronautiques et Spatiaux*) pour aborder le problème des défauts oscillatoires. Avec le soutien de Denis Berdjag qui était alors *post*-doctorant au laboratoire IMS (et actuellement maître de conférences à l'Université de Valenciennes), nous devons développer une solution complémentaire à ce qui est actuellement en place. Plus précisément, la solution doit permettre de délivrer aux lois de commande de vol des paramètres fiables, à partir des mesures provenant des sondes et des centrales inertielles. Comme le montre la figure 3.2 [BZC10, BCZ11], les lois de pilotage utilisent les informations provenant du pilote (automatique ou réel) et des données mesurées par des capteurs appelés ADIRS (pour *Air Data / Inertial Reference System* en anglais). Chaque capteur ADIRS étant matériellement redondé, on doit traiter les mesures pour délivrer une valeur sûre du paramètre observé.

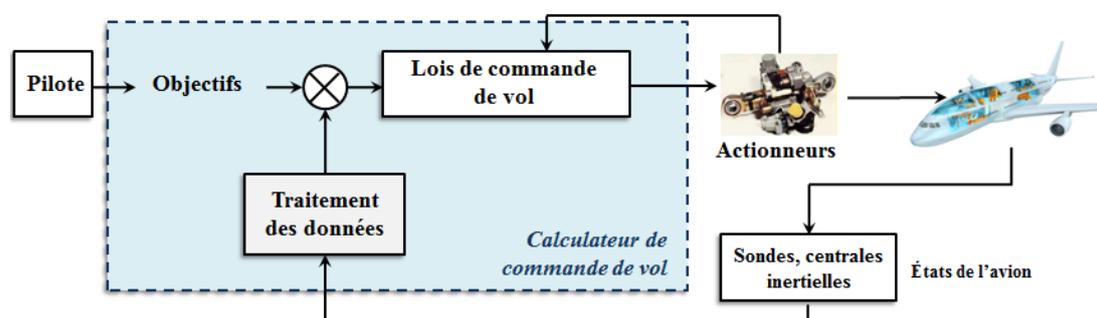


Figure 3.2 – Fonctionnement d'une commande de vol

Si ce travail entrepris il y a maintenant 10 années fut ma première collaboration avec l'entreprise Airbus, il prend aujourd'hui une importance malheureusement remarquée après les premiers éléments de l'enquête sur l'accident du Boeing 737 MAX 8 de la compagnie Lion Air en octobre 2018. Selon plusieurs sources de presse (*New York Time, Le Figaro,*

Ouest France, ...), il apparaît qu'une des deux sondes d'incidence était tombée en panne et que cette sonde défaillante a continué à fournir des informations aux calculateurs de vol, dont le système d'amélioration des caractéristiques de manœuvrabilité (l'acronyme anglophone MCAS pour *Maneuvering Characteristics Augmentation System* a le plus souvent été retenu dans les coupures de presse). Dans cette situation, le MCAS prend la main sur les commandes de vol et les oriente pour faire piquer l'avion (même si le pilote tente de faire le contraire) tant que ce dernier n'est pas désactivé. Ce comportement se lit malheureusement sur la figure 3.3 provenant du site @flightradar24. Une catastrophe étant souvent la conséquence d'un enchaînement de mauvaises décisions, il est important de noter que ce problème technique aurait pu être passivé si les pilotes avaient eu connaissance d'une procédure en 4 étapes qui doit être réalisée en moins de 40 secondes : désactiver le MCAS (ce qui avait été fait), « appuyer sur un interrupteur pour arrêter le moteur qui contrôle l'assiette de l'appareil, actionner un deuxième contacteur, juste à côté, qui fait de même avec le stand by, et enfin actionner manuellement une manivelle, insérée au sein d'un gros bouton circulaire, afin de réajuster l'angle de l'avion et arrêter le piqué »⁷.

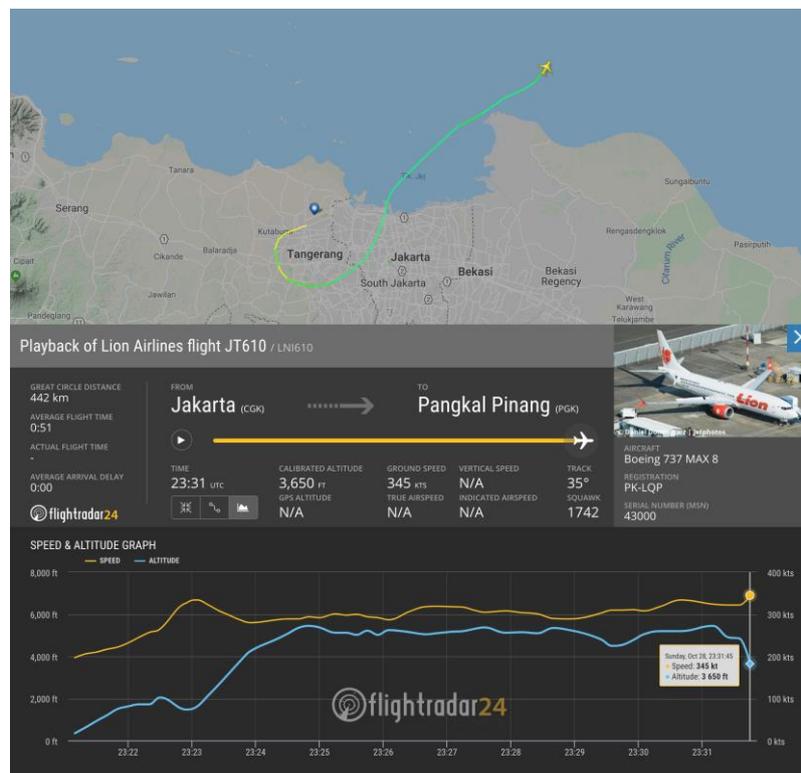


Figure 3.3 – Trajectoire de vol du Boeing 737 MAX 8

Fort heureusement, les avions développés par la compagnie Airbus disposent quant à eux de trois sondes d'incidence. Cette redondance matérielle est donc exploitée pour lever le doute dans la situation où un capteur est défaillant et permet donc de délivrer des paramètres de vol plus sûrs pour ce type de situation. La méthode la plus répandue pour traiter cette

⁷ Source *Ouest France*, « Boeing 737 Max. Crash de Lion Air : les pilotes ont appuyé plusieurs fois sur le bon bouton, mais... », Hervé HILLARD, 29/03/2019.

problématique de fusion de données est celle dite du triplex [Os99], [Go09], [BCZ12] présentée par la figure 3.4. Elle permet de garantir l'utilisation d'une information saine et, en revenant sur la problématique des défauts oscillatoires liée au projet SIRASAS, de limiter le niveau d'oscillation en entrée des lois (et donc en sortie aussi). Plus précisément, il est possible de constater à partir de la figure 3.4 que lorsque l'on fait l'acquisition de 3 mesures A_1 , A_2 et A_3 pour un même paramètre, la valeur sélectionnée pour ce dernier résulte d'un vote entre les 3 sources, *i.e.* on choisit la valeur médiane. Si une des sources se met à osciller et dans la mesure où les 2 autres sources valides sont normalement proches, l'oscillation transmise aux lois de commande de vol sera alors grandement atténuée. Par ailleurs, il sera possible de détecter et localiser la source défaillante en s'assurant que l'écart entre la valeur médiane et une source n'excède pas la valeur d'un seuil, voir figure 3.4. Si une des sources dépasse ce seuil, elle est éliminée du processus de fusion et la valeur sélectionnée est la moyenne des 2 sources valides restantes (duplex). Ces 2 sources sont également surveillées: on compare encore leur différence à un nouveau seuil S . Si leur écart excède ce seuil S et dans la mesure où l'on ne sait plus à quelle source faire confiance, les deux sont éliminées et on mémorise la dernière valeur valide du paramètre de vol.

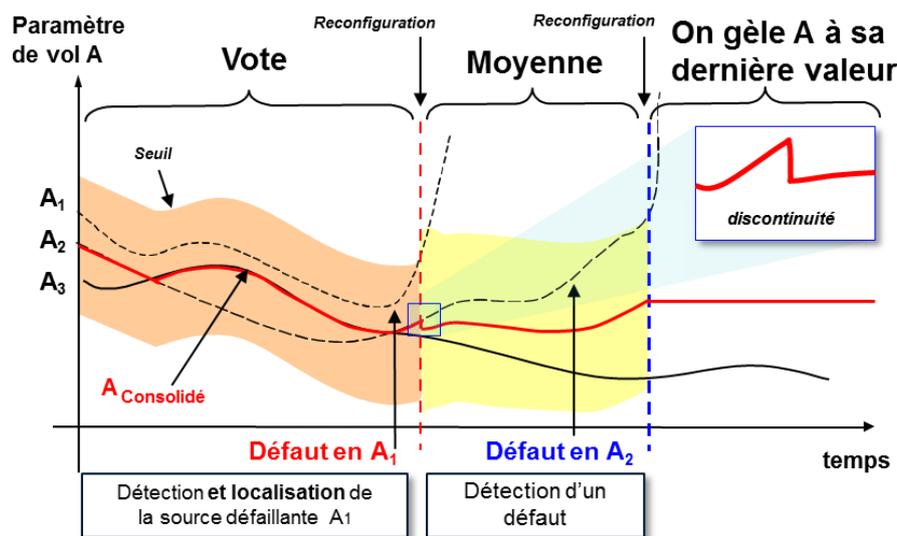


Figure 3.4 – Principe de fonctionnement de la méthode Triplex

La solution alternative proposée dans [BCZ12] vise à améliorer la méthode triplex pour le cas d'un défaut oscillatoire apparaissant sur une source ou pouvant affecter simultanément deux des trois sources disponibles. L'attention se porte donc sur le cas des défauts oscillatoires (l'acronyme anglophone OFC pour *Oscillatory Failure Case* sera retenu dans la suite du manuscrit). Notons que le travail de [OBV02] apporte déjà des améliorations lorsque l'on dispose de trois sources. Par ailleurs, une panne simultanée sur deux sources pour des défaillances de type dérive ou gèle de la mesure n'est pas réaliste. Les trois situations défaillantes sur lesquelles on se propose de développer une solution alternative sont :

- La perte d'une source lorsque l'on dispose de 3 sources initialement valides (l'approche triplex est appropriée pour détecter et localiser la source défaillante) ;

- L'apparition simultanée de deux OFCs lorsqu'on dispose initialement des 3 sources valides ;
- La perte d'une source lorsque l'on ne dispose plus que de 2 sources valides (on fonctionne alors en duplex et le vote n'est plus retenu).

Pour répondre à cette problématique, nous avons proposé une méthode qui fait cohabiter une stratégie de fusion de données et une méthode de détection et localisation de défauts de type OFC. L'architecture générale est donnée sur la figure 3.5. Il y a deux éléments majeurs. Tout d'abord, une méthode de diagnostic basée sur un filtre harmonique [ABK07] permettant de capturer la signature de la panne OFC. Cette caractéristique assure la portabilité de l'approche proposée et facilite la phase de réglage du filtre qui est indépendante de toutes variations paramétriques du système. Le second élément correspond à un module dit de consolidation permettant de délivrer un paramètre fiable aux lois de commande de vol à partir des mesures. Pour discriminer une situation de panne OFC simultanée à une situation (normal) où le signal de commande des lois de pilotage présente un caractère sinusoïdal, le signal de commande sera pris en compte par le module de prise de décision de la méthode de diagnostic. L'interaction entre ces deux éléments principaux peut se faire selon deux principes :

- **Situation A** : Si nous disposons d'un coût calculatoire suffisant, les deux modules peuvent fonctionner en parallèle pour pouvoir pallier aux cas des pannes OFC simultanées ;
- **Situation B** : Dans le cas où l'on se doit de minimiser le coût calculatoire de la solution, le module FDI est activé (position ON) seulement lorsqu'un défaut a été détecté par la méthode triplex. Le prix à payer dans cette option portera sur une dégradation transitoire du paramètre de vol délivré et un délai pour localiser la panne un peu plus important.

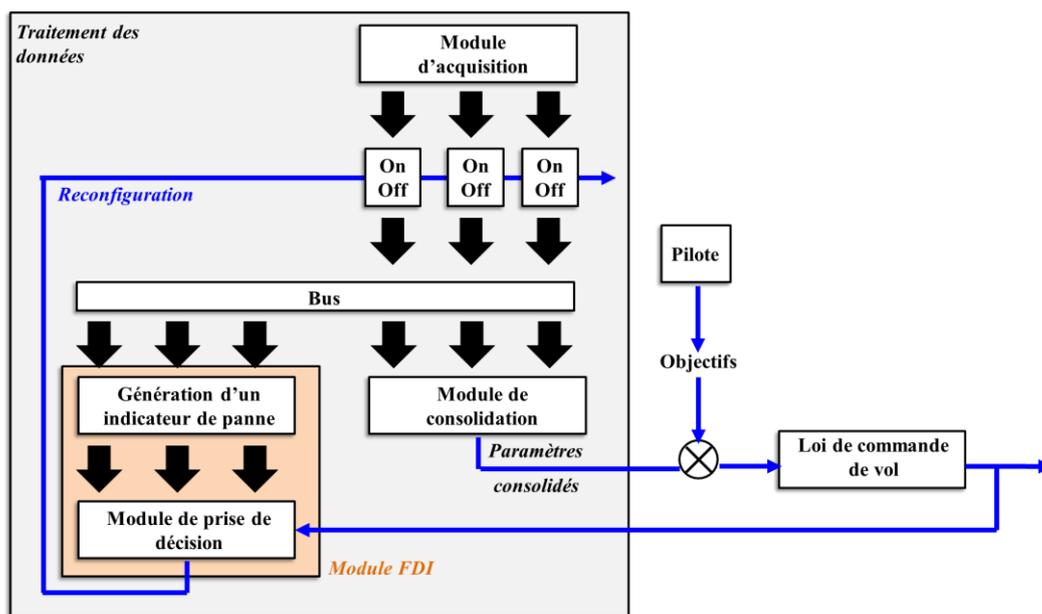


Figure 3.5 – Structure d'une méthode Triplex améliorée

3.2.1. Module de détection et localisation d'une panne OFC

Dans la littérature, il est possible de trouver différentes solutions pour assurer la détection de pannes oscillatoires basées par exemple sur l'analyse des composantes principales [XH05, OW07], le passage par zéro du spectre d'un signal et ses variantes [Ha95, [THZ03], la transformée de Fourier [KG02, WPB09, Zi11, LCFG14], l'auto-corrélation [MS99] et les approches indirectes [HSD99]. Dans la mesure où nous cherchons une solution permettant la détection et localisation de pannes OFC en ligne avec un faible coût calculatoire, nous avons opté pour l'utilisation d'un filtre harmonique [ABK07] qui nous permettra de capturer la signature de la panne OFC. Plus précisément, le module FDI retenu est composé des trois blocs donnés par la figure 3.6 et présentés en détail dans les sous-parties suivantes.

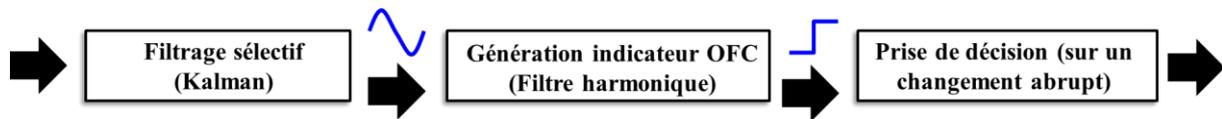


Figure 3.6 – Module FDI dédié aux pannes OFCs

Filtre sélectif pour la détection d'OFC

Soit le signal défaillant suivant

$$d(t) = a \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (3.1)$$

où a , ω_0 et ϕ correspondent respectivement à l'amplitude, la fréquence et le déphasage du signal sinusoïdal $d(t)$. Ce type de signal admet la représentation d'état suivante [BCZ12]

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_0^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \\ d = \begin{bmatrix} a & 0 \end{bmatrix} x + v \end{cases} \quad (3.2)$$

où v est un bruit Gaussien. Le filtre de Kalman sélectif est alors décrit par

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + H(y - C\hat{x}) \quad (3.3)$$

avec H qui est défini par

$$H = 2\xi\omega_0 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

pour respecter les recommandations de [MG90] et préserver des propriétés de sous-optimalité. ξ reste un paramètre de réglage de petite valeur pour garantir un filtrage sélectif de qualité. L'équation complète du filtre (3.3) est donc donnée par :

$$\dot{\hat{x}} = \begin{bmatrix} -2a\xi\omega_0 & 1 \\ -\omega_0^2 & 0 \end{bmatrix} \hat{x} + 2\xi\omega_0 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} y \quad (3.4)$$

L'expression (3.4) correspond finalement à un filtre du second ordre stable entre la sortie y et l'état \hat{x}_1 , *i.e.*

$$G(s) = \frac{\hat{X}_1}{Y} = \frac{2\xi\omega_0 s}{s^2 + 2a\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.5)$$

Le filtre (3.5) permet d'effectuer un nettoyage du signal fourni par un capteur, pour se focaliser essentiellement sur les signaux sinusoïdaux autour de la fréquence ω_0 . La sélectivité du filtre se règle avec le paramètre ξ . Dans la suite, le paramètre a est mis à 1 puisqu'il ne vient pas altérer le niveau de performance de ce dernier, voir la page 289 de [MG90].

Génération de l'indicateur de panne OFC

Dans la littérature FDI, la méthode la plus fréquemment utilisée pour déclarer l'apparition d'un défaut revient à vérifier si le signal indicateur de défauts dépasse un seuil. Ce seuil est généralement réglé de façon à maximiser le taux de détection, tout en minimisant le retard à la détection et le taux de fausse alarme. Pour aborder cette problématique dans le cas des défauts oscillatoires, on propose de transformer l'influence sinusoïdale des OFCs sur les sources, en une influence caractérisée par des variations de type abrupt ou gradué. Cette transformation est possible en filtrant le signal de sortie de (3.5) par la fonction de transfert de [ABK07], décrit par le système nonlinéaire d'ordre 3 suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = Kx_3(-2\alpha[-2\alpha x_3 - \alpha^2 x_2 + u] - \alpha^2 x_3) - Kx_3^2 y - K[-2\alpha x_3 - \alpha^2 x_2 + u]u \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = -2\alpha x_3 - \alpha^2 x_2 + u \\ y = x_1 + Kx_3 u \end{cases} \quad (3.6)$$

Les variables K et α sont les paramètres de réglages. Plus précisément, K agit comme un gain et α permet d'ajuster le degré d'amortissement. Quand $t \rightarrow \infty$, la relation $\omega = \sqrt{|y|}$ est une estimation précise de la fréquence du signal d'entrée (3.1). Les paramètres restant (l'amplitude et le déphasage) sont obtenus par

$$a = \sqrt{\frac{\hat{i}\mathfrak{L}}{y} + \beta^2}$$

$$\phi = y - \beta$$

avec

$$\beta = \frac{\hat{\mathfrak{L}}}{y}$$

$$\hat{i}\mathfrak{L} = yx_3 + 2\alpha[-2\alpha x_3 - \alpha^2 x_2 + u] + \alpha^2 x_3$$

$$\hat{\mathfrak{L}} = y[-2\alpha x_3 - \alpha^2 x_2 + u] + 2\alpha yx_3 + \alpha^2[-2\alpha x_3 - \alpha^2 x_2 + u]$$

où $\hat{i}\mathfrak{L}$ et $\hat{\mathfrak{L}}$ correspondent aux expressions des dérivées du signal appliqué à l'entrée de ce second filtre. Le filtre (3.6) sera sensible au signal sinusoïdal présent en sortie du filtre donné en (3.5) et la sortie y de (3.6) réagira à ce signal harmonique par une variation graduée. Le lecteur intéressé peut se référer à [ABK07] pour plus de détails sur la preuve de stabilité du filtre non-linéaire (3.6).

La représentation d'état couplant les filtres (3.5) et (3.6) est alors donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = Kx_3(-2\alpha[-2\alpha x_3 - \alpha^2 x_2 + x_4] - \alpha^2 x_3) - Kx_3^2 y - K[-2\alpha x_3 - \alpha^2 x_2 + x_4]x_4 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = -2\alpha x_3 - \alpha^2 x_2 + x_4 \\ \dot{x}_4 = -2\xi\omega_0 x_4 + x_5 + 2\xi\omega_0 u \\ \dot{x}_5 = -\omega_0^2 x_4 \\ y = x_1 + Kx_3 x_4 \end{cases} \quad (3.7)$$

Déclaration d'une panne OFC

Pour déclarer qu'une source est affectée pour une panne OFC, trois différents modules de prise de décision ont été testés et comparés dans [BCZ12]. Le filtre harmonique (3.7) permet de garantir une certaine insensibilité vis-à-vis de tous les signaux non périodiques et se comporte d'une façon prévisible pour ceux présentant une périodicité. De ce fait, la détection d'une OFC est possible en utilisant des approches permettant de détecter des variations abruptes ou graduées de l'indicateur d'OFC y . Pour respecter des contraintes fortes concernant le coût calculatoire des solutions développées, le premier module de prise de décision considéré revient à appliquer l'algorithme du gradient classique [BN93] sur l'indicateur d'OFC y et d'appliquer alors un seuillage sur le résultat pour maintenir un niveau de performance FDI satisfaisant.

La seconde solution retenue dans ce travail se base sur l'utilisation d'un nouveau filtre permettant une différentiation robuste de l'indicateur OFC [DK99]. Cet observateur à grand gain à temps discret obéit à la transmittance suivante

$$T(z) = \frac{2\beta}{2z.\text{epsi}; + \beta\Delta T} \times \frac{z-1}{1 - \frac{2z.\text{epsi};}{\beta\Delta T}} \quad (3.8)$$

$$z + \frac{\beta\Delta T}{1 + \frac{2z.\text{epsi};}{\beta\Delta T}}$$

où ΔT est la période d'échantillonnage et β , $z.\text{epsi};$ sont les paramètres de réglage du module de prise de décision. Le comportement de ce filtre est lié au rapport $\Delta T / z.\text{epsi};$. Si l'indicateur OFC présente peu de composantes hautes fréquences liées au bruit de mesure, il est possible de prendre une grande valeur (supérieure à 1) pour $\Delta T / z.\text{epsi};$. Dans le cas contraire, il faudra baisser sa valeur en agissant sur $z.\text{epsi};$.

Enfin, la dernière solution étudiée pour la détection d'une OFC porte sur la détection d'un changement de pente dans le signal y de (3.7) [MPDW09]. On se propose de faire l'acquisition du signal y sur une fenêtre de temps pré-définie. Une régression linéaire est alors appliquée et la pente obtenue est comparée à la dernière valeur estimée. Si la différence n'est pas significative, aucune alarme OFC n'est déclenchée et l'estimation est stockée en mémoire pour la prochaine comparaison. L'avantage de ce type de solution porte sur une robustesse accrue vis-à-vis du bruit de mesure, au prix d'un retard à la détection pouvant être important à cause de la taille de la fenêtre de temps pré-définie.

3.2.2. Module de consolidation

Le module dit de consolidation est employé pour délivrer un paramètre fiable et robuste, aux lois de commande de vol. Ici, on se propose d'adapter le travail de [OBV02], au cas spécifique des pannes OFCs. La fusion entre les différentes sources est basée sur une approche de type logique floue. Chaque source se voit attribuer un poids correspondant au degré de confiance qui est accrédité à la source. Le signal consolidé est alors obtenu en effectuant la somme des sources valides pondérées comme suit

$$S_{vote} = \sum_{i=1}^{n_{valid}} w_i S_i \quad (3.9)$$

où w_i représente le poids attribué à la source S_i et n_{valid} correspond au nombre de sources valides. Le poids w_i est calculé à partir d'un degré d'appartenance $\mu_i \in [0,1]$ assigné à chaque mesure :

$$w_i = \frac{\mu_i}{\sum_{j=1}^{n_{valid}} \mu_j} \quad (3.10)$$

Le calcul du degré d'appartenance μ_i est montré sur la figure 3.7. Chaque fonction d'appartenance (en bleue) est centrée autour de la valeur de la mesure correspondante. Pour calculer μ_1 , la fonction est donc d'abord centrée autour de la valeur fournie par la source q_1 . Le degré d'appartenance de la source est alors défini comme étant le degré d'appartenance le plus éloigné des signaux valides restants. Après avoir centré la fonction d'appartenance sur la source q_1 , la courbe du haut de la figure 3.7 montre que $0 < \mu_1 < 1$ puisque la plus lointaine des sources (q_3) valides appartient à la région $0 < \mu < 1$. Dans la seconde situation illustrée sur la figure du bas de la figure 3.7, on observe que $\mu_1 = 0$ car q_1 est très éloigné de q_2 et q_3 . L'un des avantages obtenu en appliquant cette technique de vote lisse porte sur la suppression de la source corrompue avant sa détection, en permettant également d'éviter la discontinuité observée dans la figure 3.4.

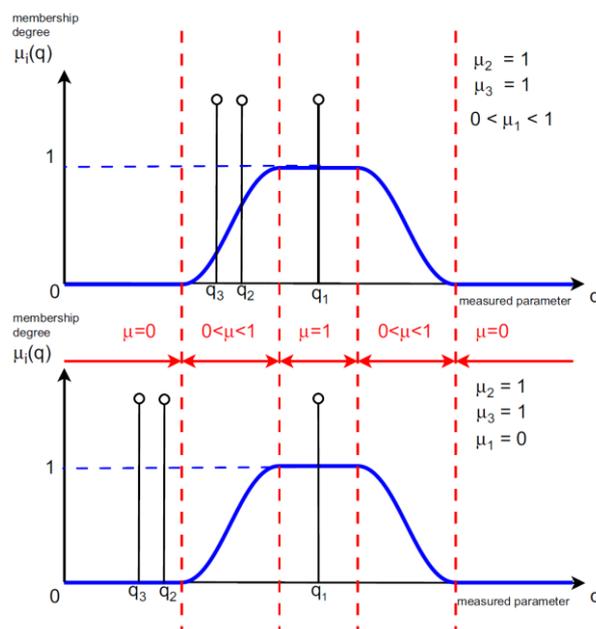


Figure 3.7 – Calcul de degré de confiance

La structure générale de la méthode de vote lisse est montrée par la figure 3.8. Les mesures sont dans un premier temps rangées de la plus petite à la plus grande valeur (cela correspond à la fonction *Sort* de la figure 3.8). Des soustractions sont ensuite effectuées et les résultats sont pondérés en utilisant la fonction d'appartenance précédemment présentée pour calculer leur degré d'appartenance. La fonction *Desort* est ensuite utilisée pour retrouver l'ordre du vecteur de mesures initial et attribuer le bon degré d'appartenance pour chaque source. La consolidation d'un paramètre est alors obtenue en effectuant la somme de simples mutliplications entre le vecteur de mesures et celui des degrés d'appartenance, éléments par éléments.

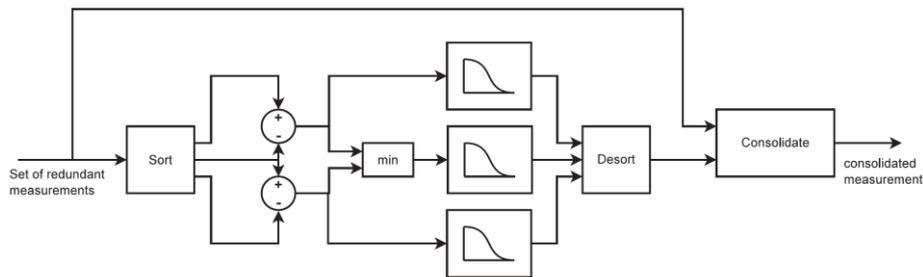


Figure 3.8 – Architecture de vote lisse

Pour apporter une solution à la détection et localisation d'une panne OFC dans la **situation B** (le module FDI est déconnecté lorsqu'on dispose de trois sources valides), la surveillance de chaque source est alors basée sur une variable de type compteur dédiée à chaque source obéissant aux règles du tableau 3.1. Une OFC sera déclarée dès lors que l'on excèdera un seuil. Ce seuil est réglé pour ne pas atteindre le niveau d'oscillation maximal autorisé à l'entrée des lois de commande de vol pour le paramètre consolidé. La procédure de détection est illustrée par la figure 3.9. Quand une OFC apparaît, on peut détecter assez rapidement une anomalie en utilisant une simple logique de seuil sur la source pour faire vivre la variable compteur de l'algorithme du tableau 3.1. De ce fait, une anomalie est déclarée si la valeur du compteur de la $i^{ème}$ source dépasse un seuil d'alerte. Pour garantir cependant la nature OFC de l'anomalie affectant la $i^{ème}$ source, il est proposé ici d'exploiter la périodicité observée sur le degré d'appartenance μ_i (courbes du milieu de la figure 3.9). De ce fait, l'identification d'une panne de type OFC et sa localisation s'effectuent, par exemple, lorsque l'on observe quatre périodicités caractéristiques sur le degré d'appartenance de la source corrompue. Notons que le retard accru permettant d'identifier la nature OFC de l'anomalie et d'assurer sa localisation n'a que peu d'influence sur l'allure du paramètre consolidé grâce à l'approche de type vote lisse qui n'attribue qu'un poids minime à la source défaillante.

$si \mu_i = 1$	alors	$count_i = count_i - 1$
$si 0 < \mu_i < 1$	alors	$count_i = count_i$
$si \mu_i = 0$	alors	$count_i = count_i + 1$

Tableau 3.1 Procédure de surveillance vote lisse

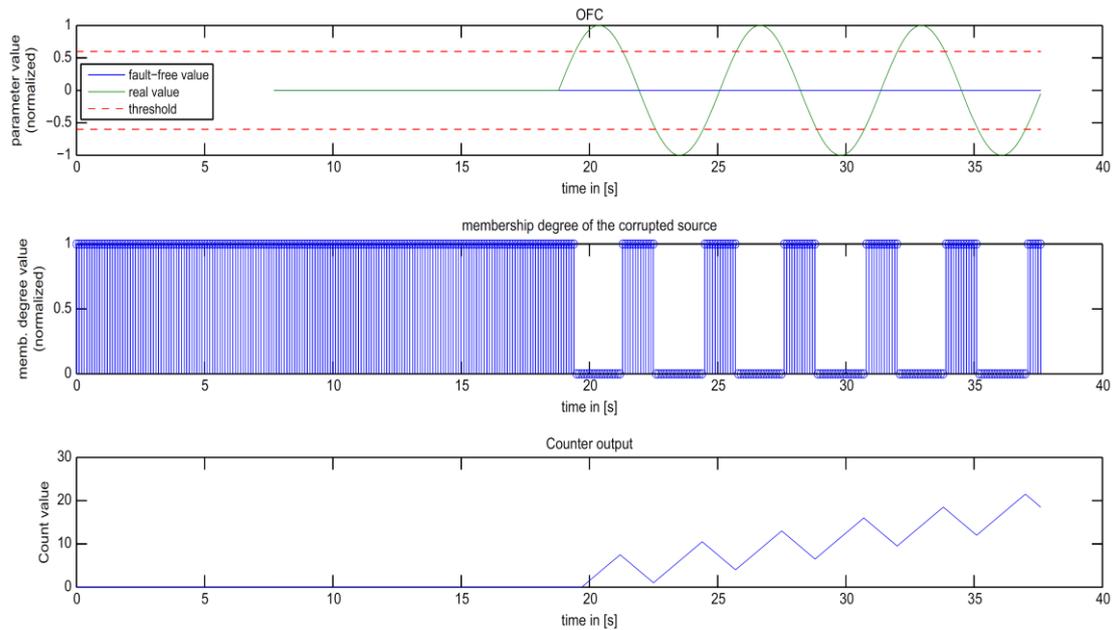


Figure 3.9 – Exemple – détection d’une OFC à partir du module de consolidation

Remarque 3.1 : Notons que conformément au travail de [OBV02], il est également possible de détecter des défaillances de type dérive ou gèle. La figure 3.10 montre le comportement observé pour ces situations défaillantes.

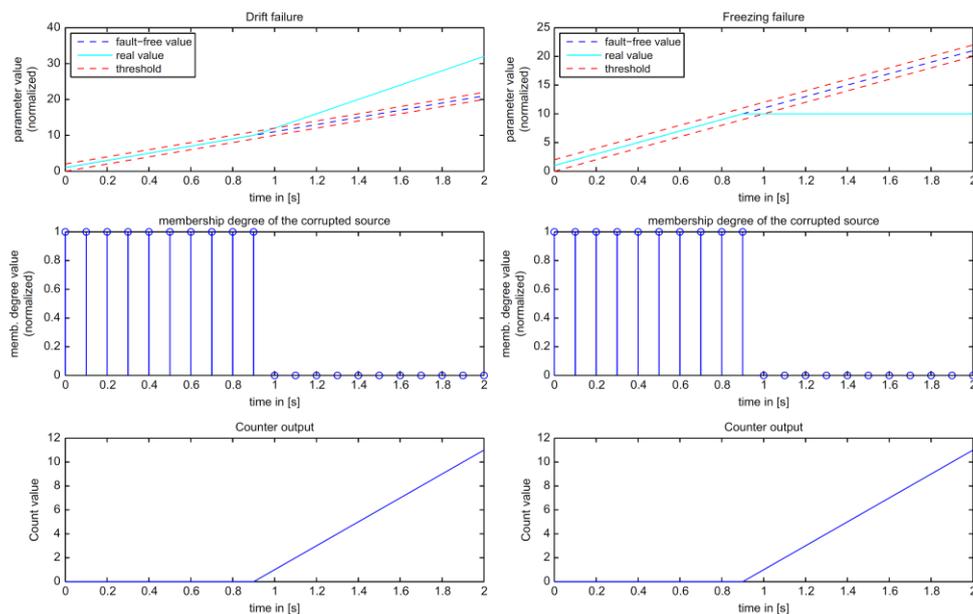


Figure 3.10 – Exemple – détection d’une OFC à partir du module de consolidation

3.2.3. Résultats de simulation exploitant des données

Les premiers résultats de simulation ont été obtenus sur un benchmark industriel non linéaire de haute fidélité développé par l’entreprise Airbus. Ces résultats préliminaires publiés dans [BZCG10] s’étant avérés prometteurs, il a été proposé de pousser l’évaluation de la méthode un peu plus loin en exploitant des jeux de données provenant d’un vol d’essai.

Notons que la simulation des pannes OFC est réalisée de façon fictive dans la mesure où l'on ajoute une composante sinusoïdale (présentant des paramètres caractéristiques réalistes), aux mesures non défaillantes. L'ensemble des résultats de cette sous-section porte donc sur cette dernière étape de validation. Pour des soucis de confidentialité, les signaux ont été normalisés. Deux situations vont être mises en avant :

- Celle qui conduit à l'apparition d'une anomalie de type OFC sur le premier capteur inertiel lorsque l'on dispose de 3 sources initialement valides. On supposera que les contraintes calculatoires nous ont conduit à considérer la **situation B**, *i.e.* la détection et la localisation de l'OFC sont seulement assurées par l'approche de surveillance de la section 3.2.2 ;
- Celle qui correspond à l'apparition simultanée de deux OFCs sur la première et la seconde mesure. La détection et localisation de ces dernières s'effectuent donc à l'aide des algorithmes présentés dans la section 3.2.1.

Remarque 3.2 : La perte d'une source lorsque l'on ne dispose plus que de 2 sources valides (on fonctionne alors en duplex) n'est pas abordée dans cette sous-partie car les résultats obtenus sont très proches de ceux observés lors des OFCs simultanés.

Les simulations ont été menées pour différentes fréquences (0.02 Hz, 0.2 Hz et 2 Hz) et amplitudes normalisées : 0.2 lorsqu'on traite de l'apparition d'une OFC sur une seule source et 0.8 pour le cas des anomalies simultanées affectant deux sources. Ces amplitudes correspondent à l'amplitude minimale des OFCs à détecter en moins de trois périodes (pour ce cas d'étude), *i.e.* le retard à la détection maximale sera de (150, 15 et 1.5) secondes pour les fréquences respectives (0.02 Hz, 0.2 Hz et 2 Hz).

Réglages des éléments de la structure 3.5

Les paramètres du filtre sélectif (3.5) sont fixés à $\omega_0 = 0.4\pi = 0.2\text{Hz}$ et $\xi = 0.9$. Le paramètre ω_0 est pris au milieu de la bande fréquentielle considérée dans ce cas d'étude, *i.e.* 0.02–2 Hz. Les paramètres pour le filtre harmonique (3.6) ont conduit à choisir $K = 20$ et $\alpha = 10$. Les paramètres K et α ont été choisis en utilisant une approche optimale au sens de Pareto qui permet de maximiser le taux de détection, tout en minimisant le retard à la détection et le taux de non détection. Le tableau 3.2 donne une idée de la procédure adoptée dans [BCZ12] pour les OFCs simultanées d'amplitude 0.8 et de fréquence 0.2Hz.

K / α (rapport)	100/10	50/10	20/10
Retard à la detection moyen (s)	1.25	1.02	0.97
K / α (rapport)	10/10	10/20	10/50
Retard à la detection moyen (s)	50% ND	50% ND	100% ND
K / α (rapport)	100/50	40/20	20/10
Retard à la detection moyen (s)	100% ND	66% ND	0.97
K / α (rapport)	10/5	2/1	
Retard à la detection moyen (s)	4	100% ND	

ND signifie « pas de détection »

Tableau 3.2 Influence de K et α sur les performances FDI

Pour le réglage du filtre de différentiation robuste [DK99], le paramètre β est mis à 1. Le niveau du bruit de mesure n'étant pas négligeable, le rapport $\Delta T / z_{\text{epsi}}$ a été fixé à 0.00154 pour obtenir le meilleur compromis entre le taux de détection et celui de non détection, moyennant une procédure similaire au tableau 3.2. La largeur de la fenêtre de temps pour les modules de décision basés sur l'approche gradient [BN93] et le changement de variation de pente [MPDW09] a été fixée à 0.3s.

Résultats de simulation : une seule source corrompue

La figure 3.11 montre les résultats de simulation pour le cas le plus défavorable ($a = 0.2$, $f = 0.02\text{Hz}$). Les retards à la détection observés sont donnés dans le tableau 3.3. Le retard à la détection correspond à l'intervalle de temps entre le moment où l'OFC est appliquée sur la source et le moment où le compteur excède la valeur de 100. L'identification d'une panne de type OFC s'effectue quant-à-elle en surveillant la périodicité du degré d'appartenance μ_1 . Plus précisément, une panne OFC est identifiée après quatre changements périodiques de $0 \rightarrow 1$ et $1 \rightarrow 0$ pour μ_1 . L'approche à base de seuil pour les fréquences 0.02 Hz and 0.2 Hz répond aux spécifications attendues sur le retard à la détection, mais reste insuffisant pour 2 Hz. Cette faiblesse est cependant minimisée car l'identification et la localisation d'un défaut OFC pour 2 Hz est possible dans un temps très proche des 3 périodes fixées (1.84 s au lieu de 1.5 s) et se substituent donc à la logique de seuil classique.

OFC	0.2, 0.02 Hz	0.2, 0.2 Hz	0.2, 2 Hz
Dét. à base d'une log. de seuil (s)	8.24	8.6	8.6
Identification d'une OFC (s)	204.24	7.92	1.84

Tableau 3.3 Retards à la détection obtenus avec la méthode de consolidation

Pour souligner la complémentarité des méthodes de la section 3.2.1 et 3.2.2, le tableau 3.4 présente les résultats obtenus avec le module FDI basé sur le filtre harmonique. S'il n'était pas possible de rentrer dans les spécifications FDI avec le module de consolidation pour une fréquence de 2 Hz, il est possible de corriger ce manque en faisant fonctionner en parallèle la méthode FDI de la section 3.2.1. Les résultats du tableau 3.4 soulignent en effet un respect du cahier des charges pour les trois modules de prise de décision étudiés à 2 Hz. On peut néanmoins constater que l'amplitude de 0.2 pour les OFC ne permet pas une détection de la solution pour les fréquences 0.02 Hz et 0.2 Hz, ce qui montre définitivement la nécessité de faire fonctionner ces méthodes en parallèle. Notons que pour toutes les situations testées, l'effet de l'anomalie OFC est passivé grâce à la technique de vote basée sur la logique floue et permet donc de délivrer aux lois de commande de vol un paramètre sûr, voir figure 3.11.

Méthodes	OFC : 0.2, 0.02 Hz	OFC : 0.2, 0.2 Hz	OFC : 0.2, 2 Hz
Gradient (s)	X	X	0.48
Diff. Robuste (s)	X	37.72	1.16
Variation graduée (s)	X	X	1.32

Tableau 3.4 Retards à la détection obtenus avec la méthode FDI

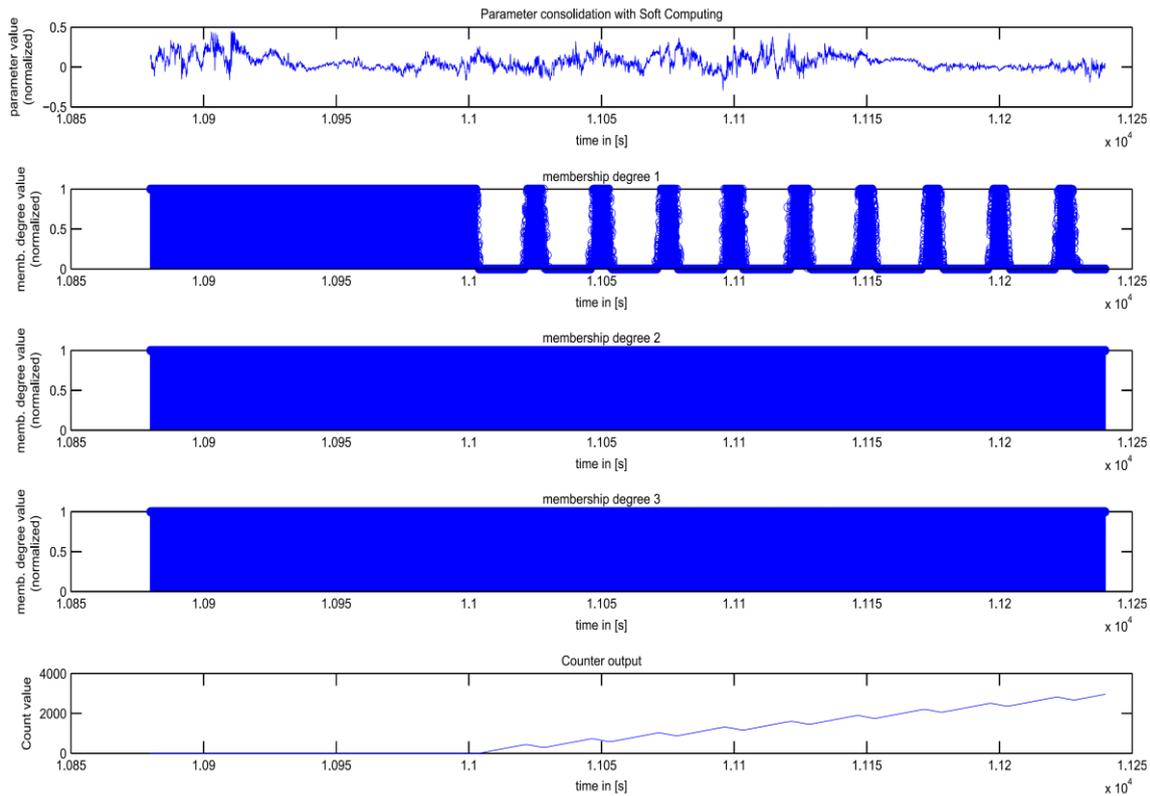


Figure 3.11 – Résultats de simulation du module de consolidation pour une seule OFC

Résultats de simulation : OFCs simultanées

Lorsque deux anomalies de type OFC apparaissent sur la première et seconde source, le module de consolidation détecte un problème avec des temps de détection proches de ceux avancés dans le tableau 3.3. Cependant, il va échouer sur la localisation et la désactivation des sources défaillantes comme le montre la figure 3.12. En effet, les degrés d'appartenance des deux sources défaillantes se voient attribuer des pondérations élevées lors du processus de consolidation du paramètre de vol, laissant apparaître des oscillations à l'entrée des systèmes de commande de vol. Pour contrebalancer cette situation incongrue, l'utilisation des méthodes FDI de la section 3.2.1 prend alors un intérêt grandissant en permettant de corriger cette décision, *i.e.* offrir une solution assurant une tâche de détection et localisation sûre. La figure 3.13 montre les résultats obtenus pour les OFCs simultanées lorsque le module de prise de décision est le filtre (3.8). On constate toujours une faiblesse de la solution pour des OFCs simultanées à une fréquence de 0.02 Hz, qui est due à l'amplitude du bruit de mesure sur les sources. Une étude a montré que la détection et localisation de ce profil de panne est seulement possible pour une amplitude (normalisée) de 1.1 [BCZ12]. Les résultats avec les deux autres modules de prise de décision sont donnés dans le tableau 3.5.

Méthodes	OFC : 0.8, 0.02 Hz	OFC : 0.8, 0.2 Hz	OFC : 0.8, 2 Hz
Gradient (s)	X	0.64	2.2
Diff. Robuste (s)	X	2.84	2.2
Variation graduée (s)	X	1.32	1.32

Tableau 3.5 Retards à la détection obtenus avec la méthode FDI

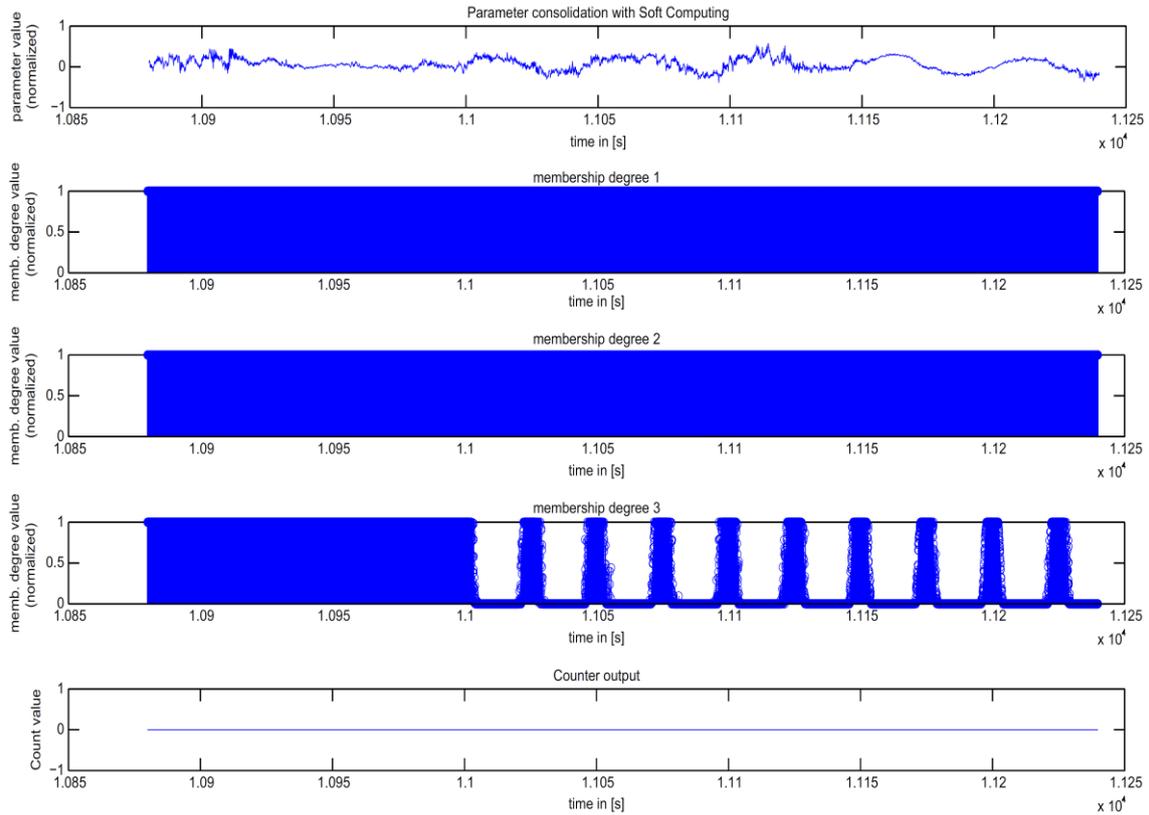


Figure 3.12 – Résultats de simulation du module de consolidation pour OFCs simultanées

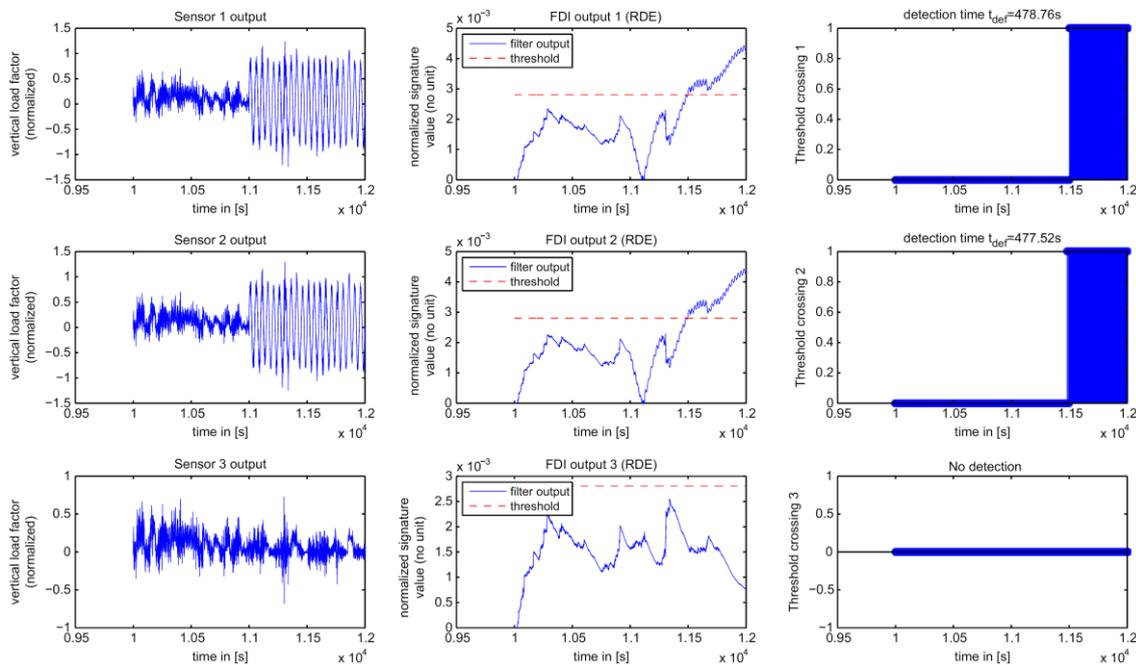


Figure 3.13 – Résultats du module FDI pour OFCs simultanées

Résultats de simulation avec d'autres profils de fautes

Le filtre permettant de générer l'indicateur OFC (3.7) est principalement réglé pour n'être sensible qu'envers les pannes OFCs. La figure 3.14 permet de mettre en avant cette

insensibilité pour une anomalie de type *dérive* sur la première source. On peut constater sur la figure 3.14 qu'il n'est pas possible de dépasser le seuil, menant *de facto* à une non détection de panne OFC. En revanche, le module de consolidation permet bien de détecter ce type de défaut, comme l'atteste la figure 3.15. Ce constat montre définitivement que le module de consolidation associé à la méthode FDI présentent des contributions complémentaires.

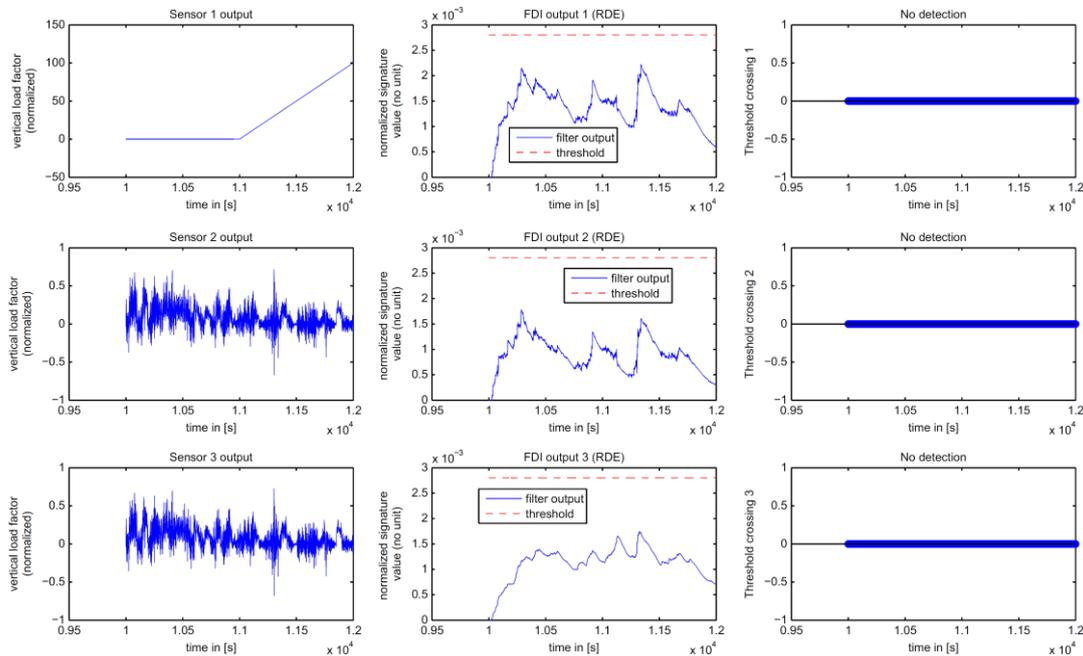


Figure 3.14 – Résultats du module FDI pour une anomalie de type *dérive*

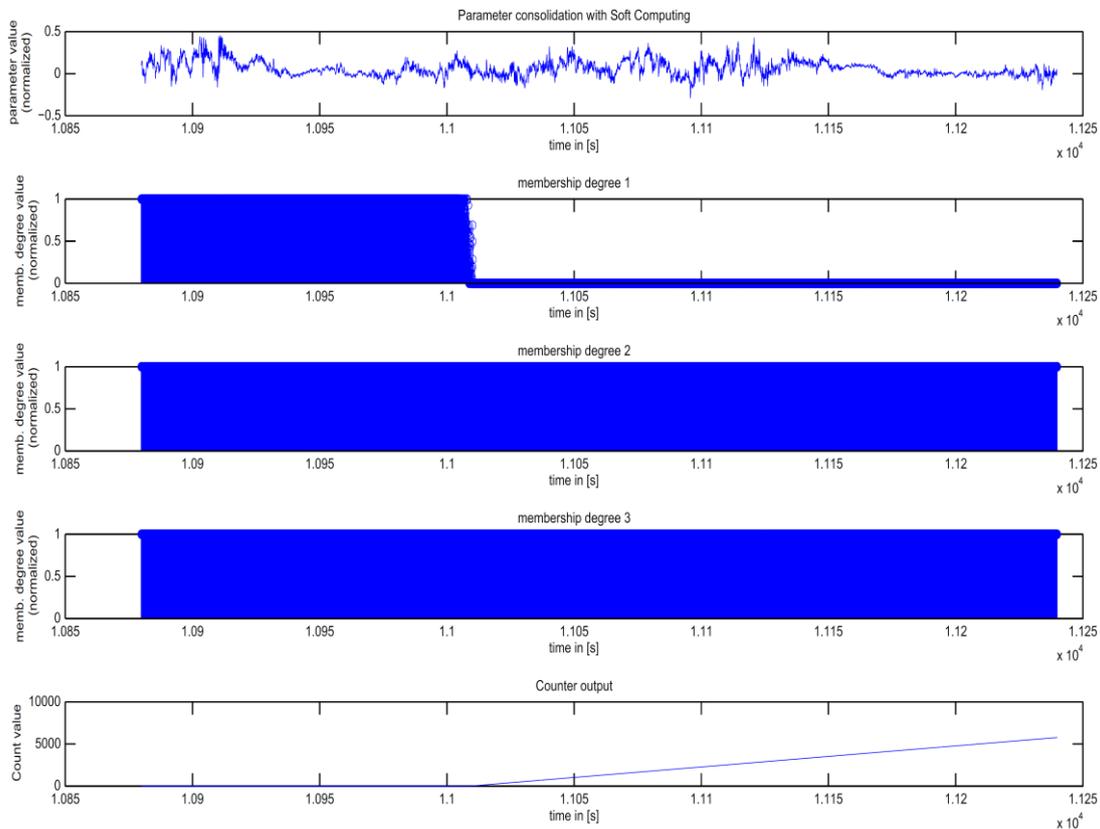


Figure 3.15 – Résultats du module de consolidation pour une anomalie de type *dérive*

3.2.4. Discussion

Après une première validation [BZCG10] effectuée sur un benchmark non-linéaire haute fidélité développé par Airbus, une étude a été menée sur des jeux de données réalistes afin d'évaluer le potentiel de cette solution à un niveau TRL 3 : preuve de concept [BCZ12]. Si la complémentarité des deux filtres est appréciable, la solution proposée ne sera pas élevée à un niveau TRL supérieur car un certain nombre de contraintes industrielles semble réduire son applicabilité. En premier lieu, la nécessité de développer une seule méthode (un seul filtre) permettant de couvrir l'ensemble du domaine fréquentiel des pannes OFC rend l'efficacité (et en conséquence, son applicabilité) de la méthode discutable pour des contraintes de coûts calculatoires. Un autre critère a eu une importance capitale. Il est lié au réglage des paramètres de haut niveau (ou hyper-paramètres). Il apparaît clair que cela reste un problème délicat, nécessitant du temps et un certain niveau d'expertise, réduisant la transportabilité de la technique de surveillance vers le domaine de l'aéronautique. Enfin, le dernier frein pour élever le niveau TRL de cette solution réside tout simplement dans le fait qu'elle n'a pas permis de dépasser les techniques de surveillances actuelles qui assurent une parfaite couverture pour ce type de pannes, conforme aux exigences de certification en vigueur.

Pour pallier ces faiblesses, les premiers développements de la section suivante ont maintenu la structure des dispositifs de surveillances certifiés et déjà en place. L'idée va consister à maintenir et dépasser le niveau de performance actuel en ajoutant un dispositif intelligent sur une structure existante, *i.e.* un filtre de Kalman basé sur le modèle du défaut à surveiller a été introduit entre le signal indicateur de défauts et le module de prise de décision [ZGC11, GZC13].

3.3. Une détection précoce à l'aide des méthodes de diagnostic à base de modèles

La délivrance de paramètres fiables aux lois de commande de vol n'est pas la seule fonction qui emploie des dispositifs de surveillance. Comme le montre la figure 3.2, les calculateurs de commandes de vol réalisent, entre autre, l'asservissement en position des gouvernes de l'avion pour réaliser les trajectoires de vols désirées et leurs surveillances. Dans le cadre du co-encadrement de la thèse d'Anca GHEORGHE [Gh13], j'ai eu l'opportunité de prendre part aux développements de méthodes de diagnostic à base de modèles pour la détection d'embarquement et de blocage d'une gouverne de profondeur. Le principe d'asservissement des gouvernes est montré par la figure 3.16 [Gou11]. La voie du calculateur COM permet d'assurer l'asservissement de la gouverne. Le retour de position dans l'unité COM est donné par un capteur d'élongation tige, du type LVDT (pour l'acronyme anglophone *Linear Variable Differential Transducer*) via une entrée analogique. La différence entre l'ordre délivré par le pilote et la position de la tige fournie par le capteur LVDT est utilisée pour asservir l'actionneur conformément à la figure 3.16. Sur certaines gouvernes (la profondeur par exemple), en fonction des besoins de surveillance et de la famille d'avions, un deuxième capteur permet de mesurer la déflexion de la gouverne. Ce capteur, situé au niveau

de la gouverne, est de type RVDT (pour l'acronyme anglophone *Rotary Variable Differential Transducer*). Le capteur sera acquis par la voie MON via une entrée analogique et sera utilisé dans des surveillances de l'ensemble du système, avec cette fonction de mesure de position redondante. Enfin, la dernière mesure qui, selon le type d'actionneur en place, peut être disponible dans l'unité MON correspond au capteur positionné sur le tiroir de la servovalve.

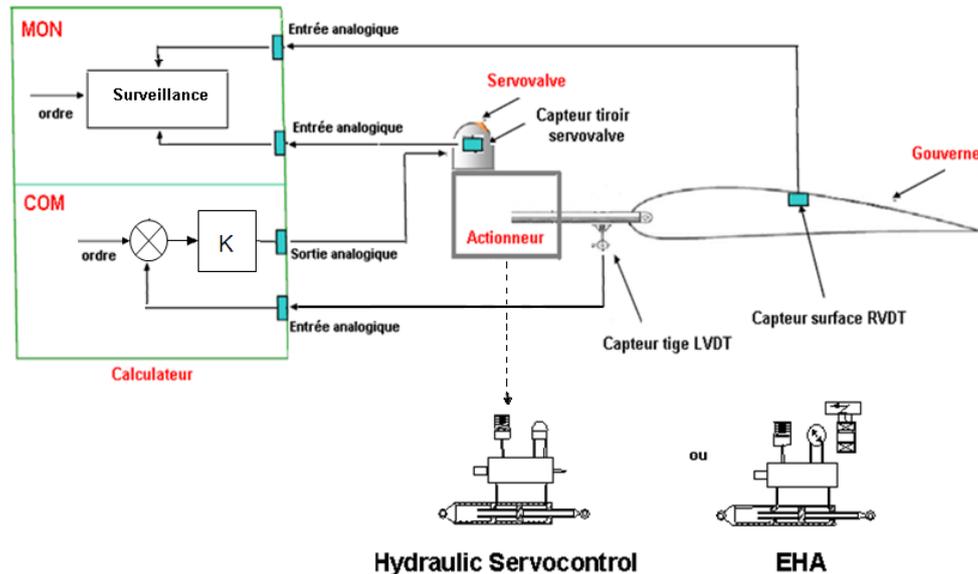


Figure 3.16 – Principe d'asservissement d'une gouverne

Le système de Commandes De Vol (CDV) est un des systèmes les plus critiques à bord d'un avion car les conséquences de ses pannes peuvent être dommageables. C'est pourquoi la détection de pannes dans le système CDV est un point important à prendre en compte dès les premières phases de conception d'un avion pour garantir la probabilité de non-détection des pannes inférieure à 10^{-9} par heure de vol [Gh13]. De plus, les méthodes de détection utilisées doivent être robustes (pas de fausse alarme) afin de ne pas passer des actionneurs non défaillants et de dégrader ainsi la disponibilité du système. Il existe plusieurs types de pannes du système CDV. Dans cette section, on se propose de présenter deux types de pannes survenant dans la chaîne d'asservissement en position des gouvernes de profondeur (figure 3.16), et pouvant apparaître entre le calculateur de commandes de vol et les surfaces de contrôle, ces deux éléments compris.

On appelle *embarquement* [Gou11, GZC13], un mouvement non commandé de la gouverne qui peut entraîner celle-ci jusqu'à sa butée aérodynamique ou mécanique si le phénomène n'est pas détecté à temps, voir figure 3.17. Du calculateur de CDV à l'actionneur, on trouve différents éléments susceptibles de générer, en mode défaillant, un signal conduisant à l'embarquement de la gouverne : embarquement lié au générateur de courant émis vers la servovalve (panne de l'ordre d'asservissement COM), panne du capteur de position LVDT (par exemple, une erreur sur le capteur tige LVDT va entraîner, suite à l'asservissement, un déplacement non-désiré de la gouverne), panne de la servovalve ou

encore un mauvais fonctionnement du calculateur de commandes de vol [Gh13]. Comme la figure 3.17 le montre, en cas d'embarquement, la position de la gouverne augmente, se stabilise au moment de la détection de la panne pendant un certain temps (reconfiguration du système) et revient ultérieurement à sa position commandée grâce à l'actionneur adjacent. On appelle *blocage* de gouverne, ou *grippage* (le mot anglais *jamming* est souvent employé pour ce type de panne), la situation d'une gouverne qui reste figée à sa position courante.

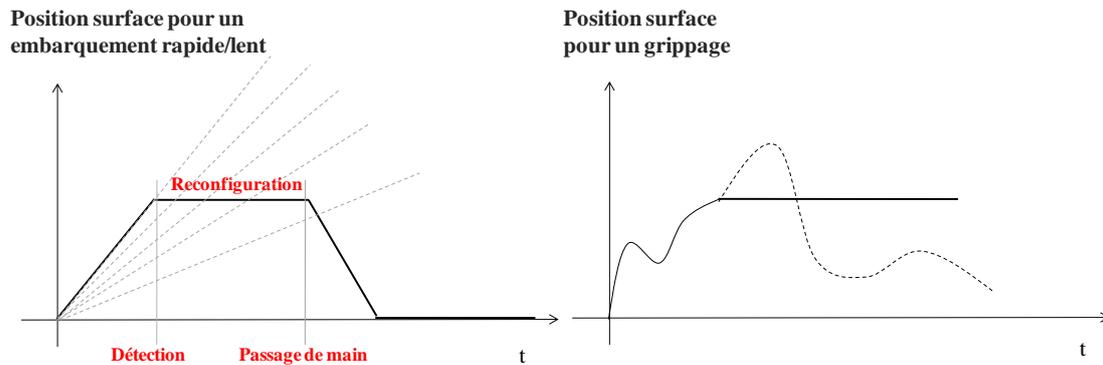


Figure 3.17 – Evolution de la gouverne lors d'un embarquement et d'un blocage

L'état de l'art industriel actuel pour la détection et le diagnostic de pannes de type *embarquement* et *blocage* des gouvernes dans le système CDV est basé sur une logique de seuil et de temps de confirmation. Une panne est détectée et le système est reconfiguré une fois qu'un signal d'erreur (calculé comme une combinaison de différents signaux acquis via des capteurs) est supérieur à un seuil pendant un certain temps de confirmation. Ce processus est illustré par la figure 3.18. Différentes approches sont mises en pratique afin de satisfaire les réglementations de certification au niveau de l'amplitude maximale d'une gouverne suite à un embarquement. Ces contraintes peuvent être très sévères en fonction de la gouverne considérée, notamment pour le cas des gouvernes de profondeur. Le seuil et le temps de confirmation conditionnent les performances des surveillances. En réglant le seuil, un compromis doit être fait entre la probabilité de fausse alarme et la probabilité de non-détection. En effet, un petit seuil présente un risque de fausse alarme accru et pour un seuil plus important, les pannes avec une faible amplitude peuvent rester non-détectées [Gh13]. Pour garantir une bonne portabilité de la méthode FDD et un coût calculatoire très proche des solutions déjà embarquées, il est proposé d'insérer un filtre de Kalman basé sur le modèle du défaut à surveiller entre la sortie du signal surveillé et le module de prise de décision en place.

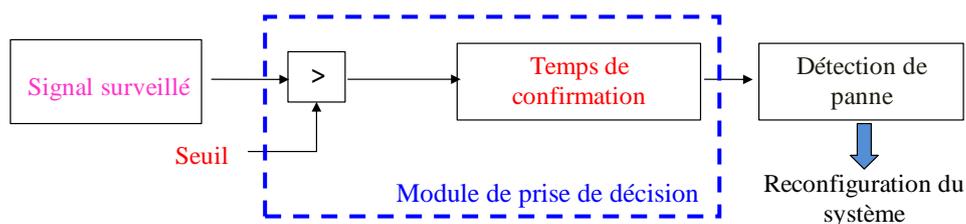


Figure 3.18 – Méthode FDD pour déclarer un embarquement et/ou un blocage

3.3.1. Du maintien des surveillances existantes...

Dans cette section, on ne s'attardera qu'au problème de détection d'une panne de type *embarquement*. Le lecteur intéressé pourra se référer à [Gh13, GZC13] pour voir comment aborder le problème des défauts de type grippage. Dans le cas de l'embarquement [Gh13], le signal d'erreur est généré par la comparaison d'un courant d'asservissement théorique $i_{théorique}$, élaboré généralement dans l'unité MON, avec une information issue de la mécanisation dans l'actionneur de $i_{réel}$, généralement réalisée dans l'unité COM. Cette dernière information est fréquemment acquise en MON ou peut directement provenir d'un capteur positionné au niveau du tiroir distributeur de la servovalve (cf figure 3.16) qui mesure une image de la commande envoyée par l'unité COM. Ce principe de surveillance est typiquement représentatif de l'exploitation des informations redondantes et permet de générer le signal d'erreur ε suivant :

$$\varepsilon = |i_{théorique} - i_{réel}| \quad (3.11)$$

Le courant théorique MON est calculé à l'identique du courant COM. Il représente le produit entre le gain d'asservissement K et la différence entre l'ordre gouverne du pilote en MON u_{MON} et la position de la gouverne x_{MON} acquise en MON via le capteur de position, *i.e.*

$$i_{théorique} = K(u_{MON} - x_{MON}) \quad (3.12)$$

Remarque 3.3 : *L'ordre appliqué à la gouverne est généralement limité en vitesse et en position pour respecter les valeurs maximales opérationnelles de l'actionneur. La position est elle aussi limitée aux valeurs maximales opérationnelles. Le lecteur intéressé peut se référer à [Gh13] pour de plus amples détails sur la génération du signal d'erreur ε qui tient compte de ces phénomènes.*

La solution proposée vise donc à insérer un filtre de Kalman [MP71] entre le signal ε donné en (3.11) et le bloc de prise de décision de la figure 3.18 [GZC13]. La sortie du filtre de Kalman notée $\hat{\varepsilon}_k$ sera ensuite appliquée à l'entrée du module de prise de décision. Seule la génération du signal indicateur de défauts $\hat{\varepsilon}_k$ diffère donc de la solution industrielle embarquée. De manière générale, l'évolution d'un signal $y(t)$ (la position de la gouverne) affecté par un embarquement peut être représentée par :

$$y(t) = at + b \quad (3.13)$$

où une dérive "rapide" ou "lente" correspond respectivement à un embarquement rapide (le coefficient a est grand) ou lent (le coefficient a est petit). Le terme b représente le point de départ de l'embarquement. La modélisation d'état à temps continu d'un signal ayant le comportement décrit par (3.13) s'écrit de façon suivante

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = 0 \\ \mathbf{x}_2(t) = x_1(t) \\ y(t) = x_2(t) \end{cases} \quad (3.14)$$

où x_1 et x_2 sont les variables d'état et les conditions initiales sont données par :

$$\begin{cases} x_1(0) = a \\ x_2(0) = b \end{cases} \quad (3.15)$$

La discrétisation du système (3.14) peut être réalisée à l'aide de l'approximation d'Euler. Avec la période d'échantillonnage ΔT , on a

$$\mathbf{x}(t) = \frac{x_{k+T} - x_k}{\Delta T} \quad (3.16)$$

où k représente le temps discret. En considérant la sortie à estimer ε_k , on obtient le modèle d'état discret :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} x_{1_{k+1}} \\ x_{2_{k+1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \Delta T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1_k} \\ x_{2_k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{1_k} \\ w_{2_k} \end{bmatrix} \\ \varepsilon_k = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1_k} \\ x_{2_k} \end{bmatrix} + v_k \end{cases} \quad (3.17)$$

v_k et w_k sont respectivement les bruits de mesure et d'état. Plus précisément, ils caractérisent une connaissance imparfaite du modèle (bruit d'état w_k) et des imperfections provenant des chaînes d'instrumentation/capteurs (le bruit de mesure v_k). Ces bruits v_k et w_k sont supposés être des séquences blanches, stationnaires, gaussiennes, mutuellement non-corrélées ($S = 0$), de moyennes nulles et de matrices de variance-covariance R et Q a priori connues, i.e.

$$E \begin{bmatrix} w_i \\ v_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_k^T & v_k^T \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} Q & S \\ S^T & R \end{pmatrix} \delta_{ik} \quad (3.18)$$

où E désigne l'espérance mathématique, S représente la matrice de corrélation et δ est la fonction de Kronecker égale à 1 lorsque $i = k$. Basé sur la représentation d'état linéaire discrète donnée par la relation (3.17), il est à noter que les matrices d'état sont complètement connues (pas d'incertitudes) :

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \Delta T & 1 \end{bmatrix}, C = [0 \ 1], B = 0, D = 0$$

En effet, les incertitudes sont rapportées au niveau des entrées inconnues. Les expressions des matrices B et D s'expliquent par le fait que l'on s'intéresse ici à la modélisation du comportement dynamique du signal d'erreur ε_k dans l'espace d'état. Le processus générateur de ce signal (qui intègre l'entrée forcée u_k et son canal d'action) n'est pas modélisé. L'estimation de la sortie ε_k peut être donc réalisée via un filtre de Kalman conventionnel qui fournit une estimation récursive optimale au sens de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne. Les équations du filtre se présentent sous la forme [GZC13] :

$$\begin{cases} K_{k+1} = P_{k+1/k} C^T (C P_{k+1/k} C^T + R)^{-1} \\ \hat{x}_{k+1/k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1} (\varepsilon_{k+1} - C \hat{x}_{k+1/k}) \\ P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} C) P_{k+1/k} \\ \hat{x}_{k+1/k} = A \hat{x}_{k/k} \\ P_{k+1/k} = A P_{k/k} A^T + Q \\ \hat{\varepsilon}_k = C \hat{x}_{k+1/k+1} \end{cases} \quad (3.19)$$

où $\hat{x}_{k+1/k}$ et $\hat{x}_{k+1/k+1}$ sont respectivement l'état prédit et l'état mis à jour, $P_{k+1/k}$ et $P_{k+1/k+1}$ sont respectivement la matrice de covariance de l'état prédit et de l'état corrigé. K représente le gain du filtre de Kalman :

$$K_k = \begin{bmatrix} K_{1,k} \\ K_{2,k} \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

A partir de (3.19), l'état et la sortie estimés peuvent être calculés selon l'expression

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1} = A\hat{x}_k + K(\varepsilon_k - \hat{\varepsilon}_k) \\ \hat{\varepsilon}_k = C\hat{x}_k \end{cases} \quad (3.21)$$

où les matrices A et C sont obtenues à partir du modèle (3.18). Dans la mesure où le gain variable K du filtre de Kalman converge très rapidement vers une valeur constante, on s'est principalement intéressé à la représentation du filtre en régime stationnaire qui présente l'avantage de ne pas nécessiter un coût calculatoire important. A partir du système (3.21), on obtient dans ce cas une fonction de transfert simple, linéaire et invariant dans le temps (LTI) entre la sortie estimée et la sortie réelle :

$$\frac{\hat{\varepsilon}(z)}{\varepsilon(z)} = F(z) = C(zI - A + KC)^{-1}K \quad (3.22)$$

L'expression analytique du filtre du second ordre $F(z)$ est facilement calculable en introduisant les valeurs des matrices A et C dans (3.22). Il vient alors que :

$$F(z) = \frac{TK_1 + (z-1)K_2}{(z-1 + K_2)(z-1) + K_1T} \quad (3.23)$$

Remarque 3.4 : Il est à noter que le filtre (3.23) a un comportement passe-bas et un gain statique unitaire, quelque soit le couple (K_1, K_2) . Plus précisément, en régime permanent, le résidu de l'état de l'art industriel reste inchangé et le filtre agit uniquement pendant les phases dynamiques.

Pour la mise en œuvre opérationnelle du filtre, une méthode systématique de réglage des paramètres est nécessaire pour assurer un bon compromis entre la capacité de filtrage et sa rapidité. Ce point est essentiel puisque la qualité de l'amélioration des performances en détection dépend du bon réglage des paramètres du filtre. Les prochains paragraphes sont donc consacrés au développement d'une procédure d'optimisation pour le réglage des deux degrés de liberté K_1 et K_2 du filtre en régime stationnaire (3.23).

La méthode de réglage des paramètres est formulée comme un problème d'optimisation non-linéaire hors-ligne, sous contraintes de stabilité. Plus précisément, une démarche globale de type "model matching" (ou *poursuite du modèle de référence* dans la langue de Molière) [HS90] est utilisée pour l'optimisation des paramètres K_1 et K_2 . L'approche consiste à choisir une réponse "cible" M_0 du système et à minimiser l'écart entre cette réponse optimale et la sortie M du filtre, tout en garantissant la stabilité de (3.23). La

procédure vise donc à ajuster, via un processus d'optimisation approprié, les paramètres libres du système de façon à ce que la réponse réelle (le signal ε donné en (3.11)) suive au plus près la réponse du modèle de référence (qui est représenté par la modélisation de l'embarquement (3.13)). Cette étape revient donc à trouver un réglage optimal qui donne une bonne approximation de la solution idéale fournie par le modèle de référence. Le problème d'optimisation pour obtenir le couple (\hat{K}_1, \hat{K}_2) recherché, peut se formuler comme suit

$$(\hat{K}_1, \hat{K}_2) = \arg \min_{K_1, K_2} \|M_0 - M(K_1, K_2)\|_l \quad (3.24)$$

sous les contraintes de stabilité suivantes

$$\begin{cases} K_1 > 0 \\ K_1 \Delta T - 2K_2 + 4 > 0 \\ K_1 \Delta T - K_2 + 2 > 0 \\ -K_1 \Delta T + K_2 > 0, \end{cases} \quad (3.25)$$

où $l=1,2$ représente la norme de la fonction de coût à minimiser. Ici, $l=2$ afin de minimiser l'écart quadratique global entre la réponse cible et la réponse réelle, tout en restant dans la région de stabilité. Les contraintes de stabilité (3.25) de type "inégalité linéaire" sont déduites à partir de l'application du critère de Jury au dénominateur du filtre (3.23). Ce critère algébrique donne les conditions nécessaires et suffisantes pour que les pôles d'une fonction de transfert présentent un module strictement inférieur à 1. Les techniques standard d'optimisation [CBG99] peuvent être utilisées pour résoudre ce problème de poursuite du modèle de référence. Ici, le problème est résolu à travers la fonction standard `fmincon` de Matlab.

TRL 3 : Résultats de simulation pour une preuve de concept

Comme pour la section 3.2, la première étape de validation de la méthode FDD proposée porte sur l'implantation de la solution dans un benchmark non-linéaire haute fidélité développé par Airbus dans l'environnement Matlab/Simulink [GM14, VO14, AE14, VESB14, HCZE14, VC14]. Par la suite, l'utilisation d'un jeu de données (non dimensionné par confidentialité, voir la figure 3.19) provenant d'un essai en vol sera considéré.

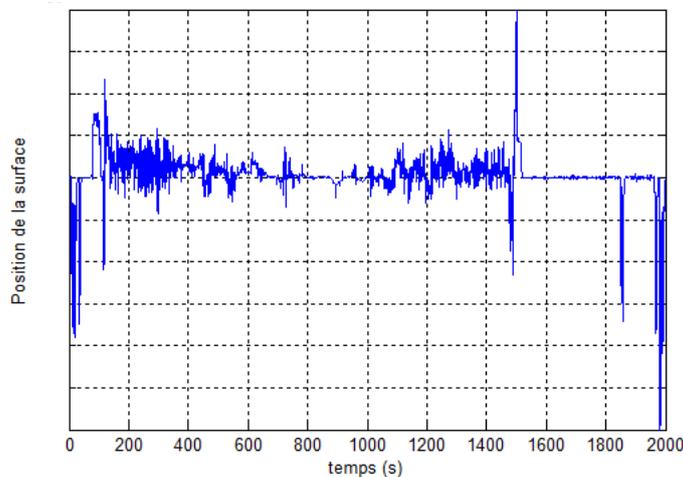


Figure 3.19 – Position réelle normalisée d'une gouverne de profondeur

Dans un premier temps, on applique la démarche de la procédure d'optimisation (3.24) en utilisant le jeu de données [Gh13]. A partir de la figure 3.20, on remarque que la réponse désirée (cible) est une rampe, pour coller au comportement attendu pour le signal d'erreur après l'apparition d'un embarquement. Cette rampe dépend de la dynamique de la panne injectée. Plus précisément, la réponse de référence correspond au signal indicateur de défauts attendu en fonctionnement défaillant, une fois le bruit de mesure retiré. La réponse du filtre (3.23) est obtenue en mettant en entrée de ce filtre le même résidu, corrompu par le bruit de mesure cette fois. Avant de présenter les résidus, il est nécessaire d'expliquer la démarche utilisée pour déterminer le seuil et le temps de confirmation du module de prise de décision. Dans un premier temps, des essais en robustesse sont réalisés pour déterminer le seuil minimum de détection qui est identifié par son aptitude à détecter une panne, sans observer de fausse alarme. Plus précisément, le seuil est réglé en fonction de la plage de variation du résidu filtré (ou du résidu obtenu par (3.23)) en fonctionnement normal. Le protocole consiste à baisser progressivement le seuil de détection actuel jusqu'au déclenchement d'une fausse alarme. Les tests sont réalisés sur le jeu de données réelles qui présente un domaine de variation riche et réaliste. Pour obtenir de tels résidus, il faut mettre en entrée des lois de commande, un ordre qui couvre toute la plage de fonctionnement autorisée. La position de la gouverne (toujours non dimensionnée pour respecter la confidentialité) correspondante à un tel ordre est illustrée sur la figure 3.19. Le temps de confirmation est quant à lui maintenu à sa valeur initiale pour pouvoir apprécier l'apport du filtre additionnel dans une architecture déjà embarquée.

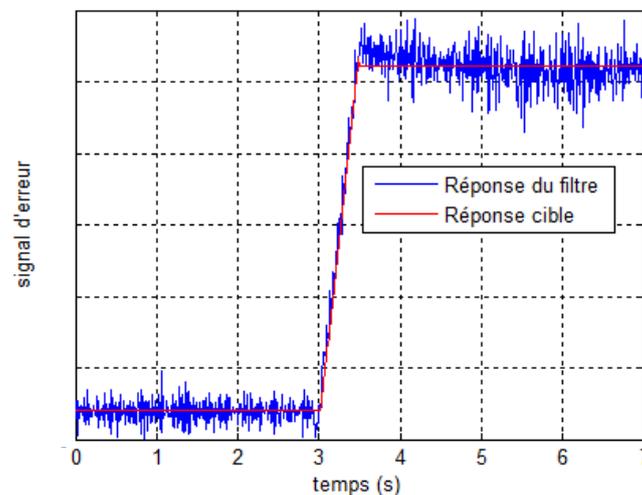


Figure 3.20 – Réponse (non dimensionnée) désirée et du filtre pour un embarquement donné

Les résultats présentés mettront en avant deux signaux indicateurs de défauts : **Résidu A** et **Résidu B**. Le signal **Résidu A** correspond à celui généré par la solution actuellement embarquée et le signal **Résidu B** est généré en utilisant le filtre (3.23) réglé à partir du problème d'optimisation (3.24), sous les contraintes (3.25). Suite aux essais en robustesse, de nouvelles simulations sont réalisées sur le jeu de données et sur le benchmark pour valider le seuil fixé dans la procédure de prise de décision utilisée pour la détection d'un embarquement. Aucune fausse alarme n'est constatée à partir des scénarii du benchmark. A partir de la figure

3.21 extrait d'un jeu de données, on remarque que l'introduction d'un filtre de Kalman du second ordre (3.23) optimisé implique la réduction de la variabilité du signal d'erreur et, *de facto*, la diminution du seuil, sans nuire à la robustesse des méthodes actuellement en place. En d'autres mots, le signal **Résidu B** permet une diminution du seuil d'environ 30%.

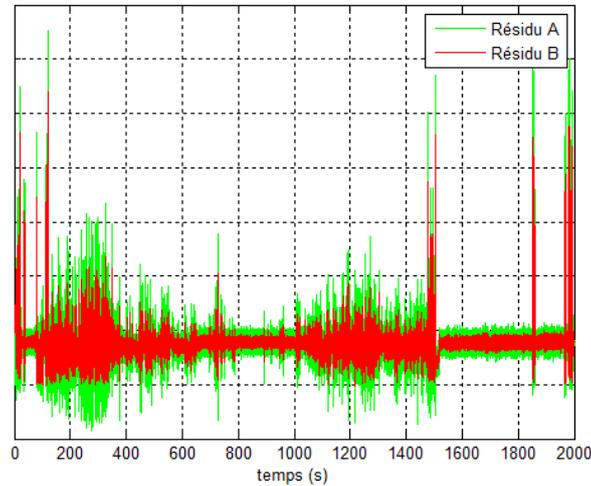


Figure 3.21 – Comportement des résidus (non dimensionnés) sur le jeu de données (résidu actuel et filtré avec le filtre stationnaire de 2nd ordre)

Une fois la robustesse de la méthode FDD vérifiée et validée, des essais en détection sont réalisés. Pour évaluer les performances des filtres, des embarquements avec différentes dynamiques (entre 5°/s et 40°/s) sont injectés artificiellement à différents moments. Pour illustrer la démarche, la figure 3.22 montre le comportement des signaux indicateur de défauts pour un embarquement à $t=1200s$ est simulé.

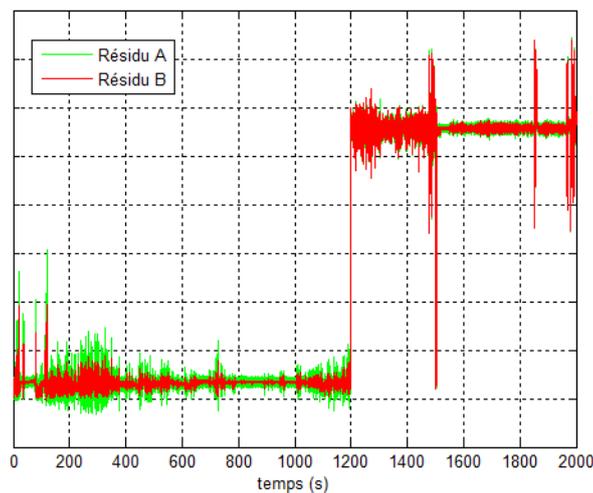


Figure 3.22 – Comportement des résidus (non dimensionnés) sur le jeu de données en fonctionnement défaillant (résidu actuel et filtré avec le filtre (3.23))

Dans le cas d'une panne de type embarquement de la gouverne, la diminution du retard à la détection (grâce à un seuil plus petit) se traduit par l'abaissement de la position maximale

atteinte par la surface. Le gain "en position" Δ_{pos} est calculé comme le produit entre la vitesse de l'embarquement v_{emb} et le gain sur le retard à la détection Δ_{det} , *i.e.* :

$$\Delta_{pos} = v_{emb} * \Delta_{det} \quad (3.26)$$

Le tableau 3.6 résume les résultats observés. On remarque qu'en fonction de la dynamique de la panne, le retard à la détection est diminué de 21% minimum. En conséquence, l'indicateur d'amélioration est positif pour toutes les vitesses d'embarquement et l'on constate un abaissement de la déviation atteint par la gouverne défailante d'environ 25-35% par rapport à la déflexion maximale autorisée pour respecter les exigences de certification en vigueur.

Vitesse de l'embarquement v_{emb} (°/s)	Diminution Δ_{det} du retard à la détection (%)	Indicateur d'amélioration Δ_{pos} des performances (%)
40	≈ 21	≈ 26
30	≈ 23	≈ 30
20	≈ 28	≈ 36
10	≈ 21	≈ 25
5	≈ 28	≈ 31

Tableau 3.6 Indicateur d'amélioration de la méthode proposée

Les résultats du tableau 3.6 permettent d'attester une preuve de concept solide (TRL 3), avec des améliorations significatives. Il a donc été décidé de pousser la validation du degré de maturité de cette technique. L'étape suivante dans le processus de validation est le codage des algorithmes dans un langage graphique certifié (propre à Airbus), pour les tester à l'aide d'un simulateur de bureau (OCASIME⁸). Cette plateforme utilisée pour la validation industrielle, permettra de vérifier si les spécifications en termes de performance et de robustesse sont tenues dans un environnement logiciel différent de Matlab/Simulink, avant de pouvoir envisager l'implantation du code dans un équipement⁹. Le langage certifié se nomme SCADA (pour l'expression anglophone *Safety-Critical Application Development Environment*) pour les avions les plus récents (l'A380 par exemple), ou SAO (Airbus Software, Computer-Assisted Specification) pour les avions développés antérieurement à SCADA, comme par exemple l'A320. Chaque langage fait appel à une bibliothèque relativement limitée en termes de symboles graphiques. La première étape vise donc à exploiter cette bibliothèque pour construire, graphiquement, la méthode FDD. La structure obtenue est sous le contrôle d'un outil de gestion qui permet notamment de vérifier partiellement la syntaxe du code. La deuxième étape consiste à générer automatiquement un code en langage C, certifié également, qui est directement implanté dans les calculateurs. L'outil utilisé pour générer ce code reçoit en entrée les planches de spécification et la

⁸ Outil de Conception Assistée par Simulation Multi-Equipements

⁹ L'avion se décompose en sous-parties appelées "systèmes", qui à leur tour se décomposent en sous-parties appelées "équipements" (le calculateur par exemple)

bibliothèque de symboles disponibles [Gh13]. Plusieurs planches de schémas imbriquées les unes dans les autres sont ainsi obtenues pour décrire toutes les parties de l'algorithme FDD.

Remarque 3.4 : *Pour s'assurer que les approches ont été correctement codées sous SCADE, le code obtenu a été reconverti en schéma Simulink afin d'effectuer des tests comparatifs entre ce code généré et l'algorithme initialement codé sous Matlab/Simulink.*

Le temps d'exécution de chaque symbole étant précisément connu, le coût calculatoire de la méthode est donc évalué en additionnant les temps de calcul de chaque symbole utilisé pour le codage. Le filtre de Kalman du second ordre en régime stationnaire (3.23) utilise environ 2.2% du coût calculatoire maximum autorisé pour la détection d'un embarquement, soit 0.03% des ressources totales du calculateur de vol. Il est à noter que les méthodes nécessitant entre 0.3 et 2% de coût calculatoire du calculateur de CDV sont considérées comme "excellentes" d'un point de vue embarquabilité.

Une fois l'approche FDD codée dans l'environnement spécifique, elle va être testée via le simulateur de bureau OCASIME montré sur la figure 3.23. Cet outil est une plateforme industrielle de simulation qui intègre un ensemble de modèles basés, par exemple, sur la mécanique du vol, les actionneurs ou le réseau de bus numérique. La plateforme comprend des organes de pilotage et permet la simulation d'un comportement réaliste de l'avion en mode manuel ou automatique, la visualisation en temps réel des variables désirées, la sélection de différentes configurations de vol et l'injection de scénarii de pannes. Durant cette phase de test, nous avons pu valider la robustesse de la solution dans le cas de vols nominaux et retrouver les résultats avancés par le tableau 3.6. Fort de ce constat, nous avons pu poursuivre la validation de la méthode FDD à un niveau de maturité plus élevé.

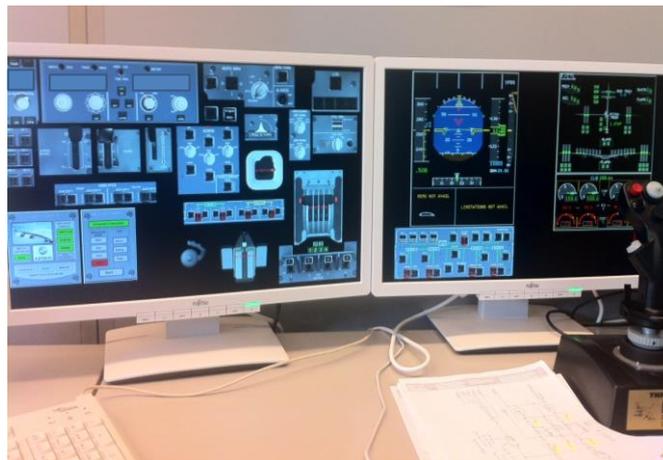


Figure 3.23 – Simulateur de bureau OCASIME

TRL 4 : Validation de la solution à l'échelle du laboratoire

L'étape de validation suivante porte sur l'utilisation du Banc d'Intégration Système (BIS) couplé au Banc Actionneur (BA), disponibles sur le site d'Airbus de St-Martin-du-

Touch à Toulouse, France. La méthode FDD sera de nouveau testée en termes de robustesse à l'aide de manœuvres classiques ou extrêmes et en termes de performances en détection grâce à la simulation de situations défaillantes. Cette démarche répétitive a pour objectif de vérifier, à chaque niveau de l'échelle TRL, si la méthode de surveillance préserve son niveau de performances aperçu dans l'étape de validation précédente. Il est à noter que par mesure de sécurité, le BIS sera seulement couplé à un modèle de l'actionneur lors de l'injection d'un défaut, et non à l'actionneur réel (qui est lui utilisé durant les tests de robustesse de la technique FDD).

Le BIS et la BA sont mis en avant dans la figure 3.24. Cette architecture permet la manipulation des équipements connectés entre eux (calculateur-actionneur dans notre cas). Il permet également d'observer les variables internes du calculateur de vol, à partir des entrées simulées. Le BIS offre la possibilité de valider les méthodes dans des configurations dégradées et facilite la sollicitation des organes de pilotage (possibilité de faire un balayage fréquentiel, d'injecter des créneaux, ...). Le BA est un banc comportant un actionneur réel qui correspond à une servocommande hydraulique dans notre cas. Cet actionneur peut fonctionner à vide ou avec une barre d'effort, représentant les forces appliquées à la gouverne.



Figure 3.24 – Banc d'intégration système couplé au banc actionneur

Dans cette étape, les essais en robustesse sont d'abord mis en place. Ils reviennent à solliciter à l'extrême les organes de pilotage, dans le but de :

- tester le taux de fausses alarmes pour un seuil et un temps de confirmation donnés, qui ont été fixés hors-ligne ;
- déterminer le seuil de détection minimum sans fausses alarmes, afin de comparer ce dernier avec celui obtenu à l'étape de validation précédente.

Pour ce faire, la démarche appliquée consiste à faire un balayage fréquentiel en fonctionnement normal, en envoyant des ordres sinusoïdaux d'amplitude maximale autorisée, avec une fréquence qui augmente de 0.1Hz à 10Hz au cours du temps. En effet, ce type de simulation en conditions extrêmes (car la bande de fréquence surveillée est large et le passage de butée en butée du manche est très rapide) est indispensable pour vérifier la robustesse de la

méthode. Un exemple d'ordre (non dimensionné pour des soucis de confidentialité) injecté lors du balayage fréquentiel apparaît sur la figure 3.25. Pour la technique FDD proposée basée sur le seuil et le temps de confirmation définis à l'étape précédente, aucune fausse alarme n'est déclenchée. La quantification des performances en termes de retard à la détection et de 100% de taux de détection et a permis de maintenir les tendances affichées par le tableau 3.6.

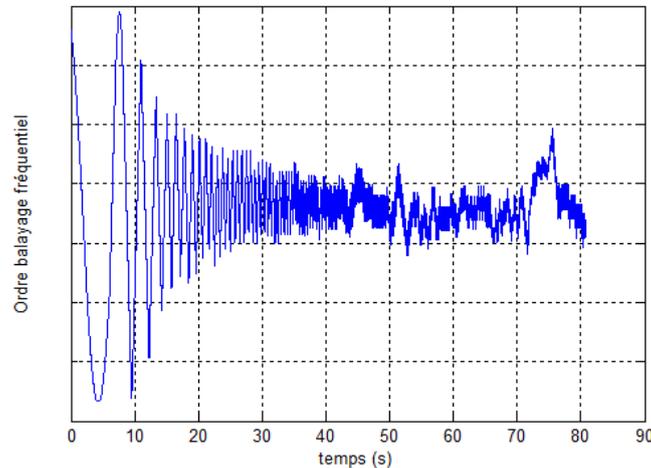


Figure 3.25 – Ordre (non dimensionné) injecté lors du balayage fréquentiel [Gh13]

TRL 5 : Validation de la solution en environnement simulé

Le Simulateur de Vol de la figure 3.26 est équipé d'un cockpit similaire à celui de l'avion en cours d'étude et de calculateurs réels permettant la simulation de la mécanique du vol. Il peut être couplé à un modèle numérique représentatif du comportement d'un avion ("Avion-1") ou à l'Iron Bird¹⁰ ("Avion-0") représenté par la structure métallique verte de la figure 3.26. Dans le cadre de la validation de notre solution, seul l'Avion-1 a été utilisé. Son avantage par rapport au BIS couplé au BA réside dans le fait que les manœuvres effectuées sont plus réalistes et les résultats obtenus sont représentatifs des véritables conditions de vol, puisque l'on travaille dans l'environnement réel du cockpit.

Le taux de fausses alarmes est donc de nouveau étudié en utilisant cette fois-ci le simulateur de vol pour générer les mouvements. Il est par exemple possible de simuler la manœuvre appelée *Flight Control Check*, qui consiste à actionner le manche, avant le décollage, au maximum de ses possibilités. Plus précisément, le manche est actionné d'avant en arrière (alors que l'avion est au sol, à l'arrêt et les moteurs démarrés) pour solliciter, dans notre cas, la gouverne de profondeur au maximum. Suite à plusieurs actions (manche de butée haute en butée basse alternativement, mouvements de faible amplitude, lents ou rapides etc...), le résultat est encore une fois positif : aucune fausse détection n'est observée et toutes les pannes simulées sont détectées dans les temps observés dans le tableau 3.6.

¹⁰ L'Iron Bird est un avion très léger, sans fuselage, sans structure, ni moteur, mais comprenant tous les actionneurs, circuits hydrauliques et électriques et autres éléments constitutifs d'un avion



Figure 3.26 – Simulateur de vol de l’A380 et représentation Iron Bird [Gh13]

TRL 6 : Intégration de la méthode dans un prototype de démonstration

A l’heure actuelle, c’est la dernière étape de validation qu’a connu l’approche à base du filtre de Kalman. Les avions utilisés lors des essais en vol sont équipés d’instruments de mesure dédiés. Environ 10000 paramètres de vol peuvent être enregistrés à bord et une partie est envoyée à une station sol afin d’être analysée en temps réel. Ces essais sont uniquement utilisés pour évaluer la robustesse des méthodes.

La robustesse du filtre (3.23) avec les paramètres de réglage optimisés, a été évaluée pendant 34 vols d’essais, soit plus de 70 heures de vol. En fonctionnement normal et pour un seuil et un temps de confirmation donnés, aucune fausse alarme n’a été constatée. A titre d’exemple, la figure 3.27 montre le signal d’erreur **Résidu A** pour la solution correspondant à l’état de l’art industriel et le signal d’erreur **Résidu B** obtenu en sortie du filtre de Kalman du second ordre en régime stationnaire (3.23). Les résultats correspondent à une minute de vol enregistrée pendant deux vols d’essais différents. Malgré une diminution du seuil d’environ 30%, la solution proposée préserve donc bien les propriétés de robustesse initiales.

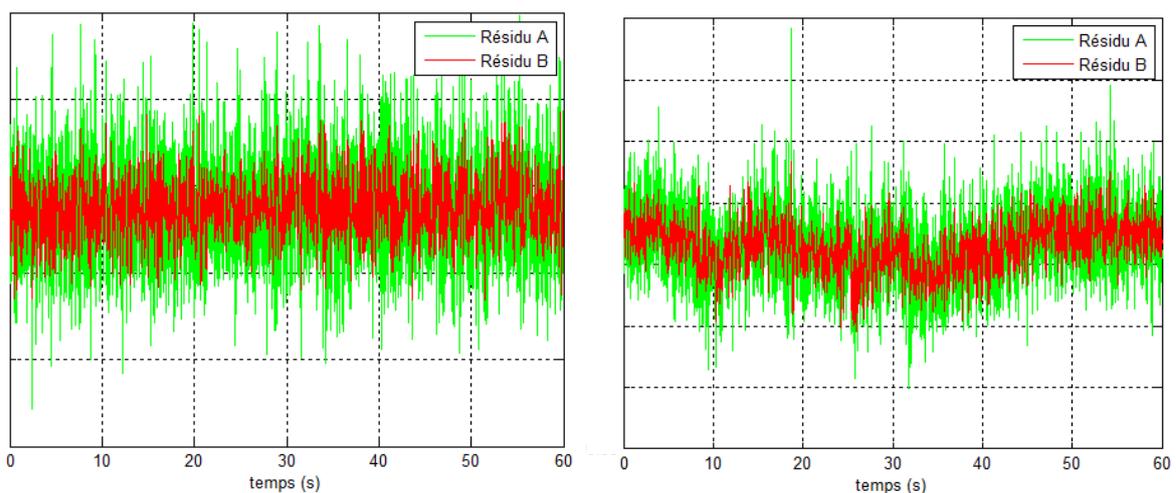


Figure 3.27 – Comportement des résidus (non dimensionnés) pour la détection d’un embarquement pendant les essais en vol [Gh13]

3.3.2. ... à la dépendance d'un modèle défaillant de l'actionneur...

Après cette réussite, l'équipe ARIA du laboratoire IMS a eu l'opportunité de prendre part au projet européen FP7- ADDSAFE¹¹. La problématique abordée dans ce projet européen portait principalement sur l'évaluation des méthodes de diagnostic à base de modèles développées par les acteurs académiques européens les plus remarquables en aéronautique. Avec des contraintes technologiques (matériaux composites, réduction du poids, ...) et écologiques (réduction de la consommation, ...) toujours plus sévères, l'idée était d'étudier la pertinence des solutions académiques et d'élever le degré de maturité technologique de ces dernières si certaines présentent un potentiel de transférabilité. En plus du laboratoire IMS, le consortium était composé de l'université de Delft (Pays-Bas), de l'université de Leicester (Angleterre), l'université de Hull (Angleterre), de Sztaki (Hongrie), de l'institution allemande DLR, de l'organisme privé Deimos Space (Espagne) et de l'entreprise Airbus (France).

Si les contraintes industrielles (coût calculatoire réduit, nécessité de dépasser la couverture des surveillances actuelles, ...) étaient toujours de mises, la majorité des méthodes développées se sont appuyées sur la représentation d'état du modèle non-linéaire d'une servocommande hydraulique donnée par [Gou10] :

$$\begin{cases} \ddot{x}(t) = K_{ci} K(u(t) - x(t)) \sqrt{\frac{S\Delta P(t) - F_{aero}(t)}{S\Delta P_{ref} + K_a(t)[K_{ci} K(u(t) - x(t))]^2}} \\ y(t) = x(t) \end{cases} \quad (3.27)$$

où y est la position de la tige de l'actionneur. u est l'ordre issu des lois de pilotage, c'est-à-dire la consigne en position de l'actionneur. ΔP est la différence de pression hydraulique disponible aux bornes de l'actionneur. ΔP_{ref} est la différence de pression de référence utilisée pour calculer les performances du vérin. F_{aero} sont les forces aérodynamiques appliquées à la gouverne. S est la section du vérin. K_a est le coefficient d'amortissement de la servocommande. K et K_{ci} sont des gains (constants ou des fonctions plus complexes) utilisés lors des conversions.

A partir de ce cahier des charges, j'ai pu prendre part au développement de solutions basées sur l'algorithme récursif des moindres carrés couplé à un test paramétrique [ZLG16], sur les approches à base de norme H_∞ et $H-$ [HCZ14, HCZ15] et sur la théorie des modes glissants [ECZ13, FCHD15, CEZ15, ZCE16]. Malgré la mise en place d'une procédure de réglage systématique de la méthode FDD [CEZ15], le travail basé sur les modes glissants [ECZ13] n'a pas été retenu pour être testé sur le simulateur de bureau d'Airbus, *i.e.* la validation de la méthode s'est essentiellement portée sur un benchmark non-linéaire haute fidélité développé dans un environnement Matlab/Simulink. Une solution alternative basée sur les techniques d'optimisation H_∞ et $H-$ [HCZ14, HCZ15] a obtenu des résultats prometteurs sur le benchmark industriel. Au même titre que le travail de [AE14], elle a donc été sélectionnée pour pousser la validation de la méthode avec le simulateur de bureau OCASIME (figure 3.23). Après avoir

¹¹ Advanced Fault Diagnosis for Sustainable Flight Guidance and Control (<http://addsafe.deimos-space.com>)

converti l'approche développée sous Matlab/Simulink dans un langage certifié, il a été possible de retrouver les niveaux de performances FDD observés à l'étape précédente. D'un point de vue industriel, la technique proposée :

- peut être codé dans un langage utilisé dans les calculateurs de vol ;
- respecte les contraintes calculatoires imposées ;
- maintient une excellente robustesse (pas de fausse alarme) et permet *de facto* de ne pas dégrader la disponibilité des commandes de vol ;
- ne nécessite pas l'ajout de capteurs supplémentaires pour retrouver, et dans certains cas dépasser, le niveau de performance en détection initial ;
- apporte une preuve de stabilité formelle du filtre de diagnostic synthétisé.

Néanmoins, cette étape a également permis de mettre en évidence deux aspects déficients pour pouvoir prétendre à un transfert de technologie vers le monde aéronautique. Il est en effet possible de souligner :

- que le réglage des fonctions de pondération (traduisant les objectifs de synthèse) est parfois délicat et nécessite un haut niveau d'expertise. Ce point peut être considéré comme un obstacle pour la transportabilité de la méthode vers le monde aéronautique. En effet, les paramètres de haut niveau doivent être aisément réglés et suffisamment génériques pour pouvoir être appliqués sur différents types de gouvernes et sur différentes familles d'avions, sans avoir besoin de ré-adaptations majeures. La simplicité est également cruciale pour faciliter la procédure de certification des algorithmes.
- un autre souci majeur dans le développement de nouvelles approches : assurer une certaine portabilité de la solution, *i.e.* avoir la possibilité d'utiliser un même algorithme sur (de nouveau) différents types de gouvernes et différentes familles d'avions, sans avoir besoin d'apporter des adaptations majeures. L'approche développée dans [HCZ14, HCZ15] étant basée sur le modèle (3.27), il apparaît donc assez évident que cet aspect n'a pas été principalement retenu.

Le niveau des méthodes développées dans le cadre du projet FP7-ADDSAFE s'arrête donc à un niveau TRL 3. Dans la mesure où ces techniques ont déjà été publiées dans le livre [ZHC14], j'ai fait le choix de ne pas détailler cette partie. Le lecteur intéressé pourra se référer à [ECZ13, HCZ14, ZHC14, HCZ15, CEZ15, ZCE16] pour de plus amples détails.

3.3.3. ... à la prise en compte du comportement des signaux du système de commande de vol

Un signal mesuré est inévitablement porteur de deux informations : une information utile pour l'asservissement ou la tâche de surveillance, et un bruit qui résulte d'imperfections et de bruits de différentes natures et origines. Le développement de méthodes qui se base seulement sur le comportement des signaux permettrait de garantir une grande portabilité de la solution, dans la mesure où elle ne sera pas dépendante du type d'actionneur utilisé. Ce constat fut à l'origine d'un premier travail pour la détection du grippage d'une gouverne dans [CEZ14, ZCE16] basé sur le comportement observé pour ce type de panne : la mesure délivrée

par le capteur tige LVDT de l'actionneur reste figée à une valeur constante, tandis que l'ordre de déflexion de la gouverne continue à bouger dans le même temps. Il est nécessaire de savoir qu'en fonctionnement normal, la position de la tige est censée suivre l'ordre du pilote. Un blocage peut donc être détecté par la comparaison des dérivées des deux signaux susmentionnés, dont un est la commande de l'autre. Une panne est alors détectée quand la dérivée de la position mesurée est autour de zéro, et que celle de l'ordre dépasse la valeur d'un seuil.

L'opérateur mathématique « dérivée » devient alors l'élément clef de la technique. Elle consiste à extraire une information utile présente au milieu des perturbations. Plusieurs méthodes existent dans la littérature pour traiter ce problème. Celles-ci ont en commun le fait que leur réglage est toujours ramené à un compromis entre précision et sensibilité par rapport aux bruits et aux perturbations. Fort d'un travail théorique mené sur la commande à modes glissants dans la section 2.6, j'ai proposé d'évaluer les techniques de différentiation numérique basée sur cette théorie. Les résultats qui vont être présentés sont issus du projet *Advanced Fault Detection and Diagnosis for Civil Aircraft Flight Control System* qui visait à évaluer le niveau de maturité technologique des techniques développées par l'équipe ARIA de l'IMS en impliquant deux post-doctorants (Mariem SAHNOUN et Nizar CHATTI), un Master recherche et 4 ingénieurs R&D experts en commande de vol à Airbus. Dans cette section, on ne s'attardera qu'au problème de détection d'une panne de type *embarquement* qui a fait l'objet d'une seule communication [CZG16]. Elle s'appuie de nouveau sur le comportement des signaux en situations saines et défaillantes illustré sur la figure 3.28. Le signal de commande délivré par le calculateur de CDV u et la mesure du capteur LVDT y ont un comportement proche dans une situation normale (cadre de droite de la figure 3.28). En revanche, on constate après l'apparition d'un embarquement que les lois de commande de vol essaye de contrer l'influence de l'embarquement, *i.e.* le signal u augmente (ou baisse selon la direction de l'embarquement) lorsque la mesure y baisse (ou monte). Cette caractéristique va donc être exploitée pour proposer une méthode FDD basée sur la dérivée des deux signaux mentionnés, qui ne nécessite donc pas de modèle précis de l'actionneur surveillé.

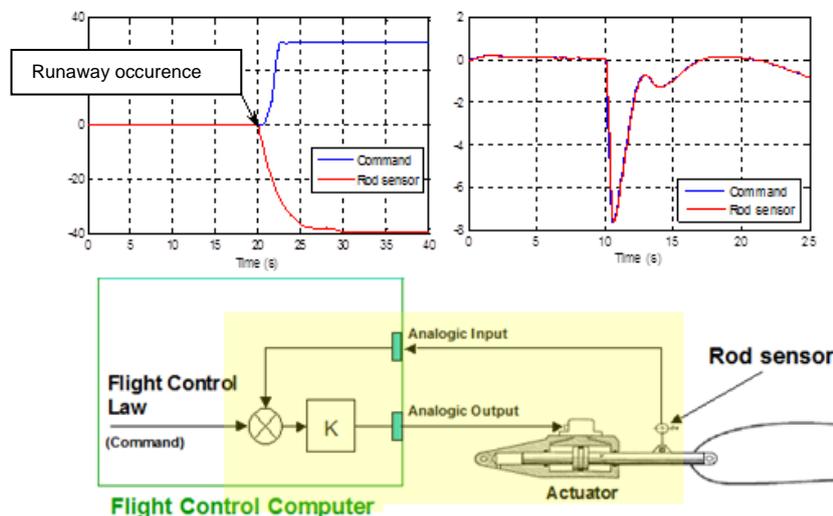


Figure 3.28 – Comportements de l'ordre des lois de pilotage et du capteur LVDT

Dans cette étude, quatre méthodes de différentiation numérique vont être comparées. On se propose de les présenter brièvement pour pouvoir en apprécier leurs avantages et limitations.

Filtre à moyenne glissante

La première méthode présentée ne s'appuie pas sur la théorie des modes glissants. Elle permet d'estimer la dérivée d'un signal bruité $f(t)$ à travers la méthode des différences finies sur une fenêtre de temps. Cette méthode pouvant être corrompue par le bruit de mesure, un filtre MAF (pour l'acronyme anglais *Moving Average Filter*) est utilisé pour atténuer l'effet du bruit de mesure [GRG14]. Le filtre MAF est défini par

$$\zeta(t) = \frac{1}{T_w} \int_{t-T_w}^t f(\tau) d\tau \quad (3.28)$$

où $f(t)$ et $\zeta(t)$ sont respectivement l'entrée et la sortie du MAF. T_w est la largeur de la fenêtre de temps glissante. A partir de (3.28), il est possible d'obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{\zeta(s)}{f(s)} = \frac{1 - e^{-T_w s}}{T_w s} \quad (3.29)$$

A partir de (3.29), il est à noter que plus la fenêtre de temps T_w est large, plus la réponse transitoire du MAF sera lente. En utilisant de nouveau l'approximation d'Euler, une estimation de la dérivée du signal est donné par

$$\hat{\zeta}(t) = \frac{\zeta(t) - \zeta(t-h)}{h} \quad (3.30)$$

où h est la période d'échantillonnage. Dans le cas d'un signal bruité $\zeta(t) = \zeta_0(t) + v(t)$ où $\zeta_0(t)$ est l'information utile et $v: R \rightarrow [-\lambda_0, \lambda_0]$, $0 < \lambda_0 < +\infty$ correspond au bruit de mesure borné, l'estimation de la dérivée de $\zeta(t)$ obéit donc à :

$$\hat{\zeta}(t) = \frac{\zeta_0(t) - \zeta_0(t-h)}{h} + \frac{v(t) - v(t-h)}{h} \quad (3.31)$$

Le deuxième terme de l'équation (3.31) met clairement en avant la nécessité de prendre en considération le filtre MAF pour éviter d'amplifier le bruit de mesure lorsque la période d'échantillonnage est inférieure à 1.

Le différentiateur de Levant

La seconde méthode de différentiation retenue est basée sur la théorie initiale des modes glissants (l'acronyme SMD pour *Sliding Mode Differentiator* sera retenu par la suite). Il présente l'avantage de fournir une estimation robuste de la dérivée du signal [Lev03], en un temps fini. Le modèle non-linéaire du SMD est donné par

$$\begin{cases} \dot{z}_0 = -\alpha_0 \sqrt{|z_0 - \zeta|} \times \text{sign}(z_0 - \zeta) + z_1 \\ \dot{z}_1 = -\alpha_1 \text{sign}(z_1 - \hat{\zeta}) \end{cases} \quad (3.32)$$

où $z_0 \in \mathbb{R}$, $z_1 \in \mathbb{R}$ sont les variables d'état du différentiateur. α_0 et α_1 sont des paramètres de réglages positifs. ζ est le signal appliqué à l'entre du SMD défini par $\zeta(t) = \zeta_0(t) + v(t)$. A partir de la première équation de (3.32), il vient que :

$$\begin{aligned} \text{sign}(z_1 - \mathfrak{E}) &= \text{sign}\left(z_1 - z_1 + \alpha_0 \sqrt{|z_0 - \zeta|} \times \text{sign}(z_0 - \zeta)\right) \\ &= \text{sign}\left(\alpha_0 \sqrt{|z_0 - \zeta|} \times \text{sign}(z_0 - \zeta)\right) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Puisque la quantité $\alpha_0 \sqrt{|z_0 - \zeta|}$ est par définition positive, l'équation (3.33) revient à :

$$\text{sign}(z_1 - \mathfrak{E}) = \text{sign}(z_0 - \zeta) \quad (3.34)$$

A partir de (3.34), il est donc possible de reformuler (3.32) comme suit :

$$\begin{cases} \mathfrak{E} = -\alpha_0 \sqrt{|z_0 - \zeta|} \times \text{sign}(z_0 - \zeta) + z_1 \\ \mathfrak{E} = -\alpha_1 \text{sign}(z_0 - \zeta) \end{cases} \quad (3.35)$$

En définissant les variables $e_0 = z_0 - \zeta_0$, $e_1 = z_1 - \zeta_0$, le système (3.35) peut être reformulé comme suit

$$\mathfrak{E} = -\alpha_0 \sqrt{|e_0|} \text{sign}[e_0] + e_1 + \delta_0 \quad (3.36)$$

$$\mathfrak{E} = -\gamma \text{sign}[e_0] + \delta_1 \quad (3.37)$$

où $\delta_0 = \alpha_0(\sqrt{|e_0|} \text{sign}[e_0] - \sqrt{|e_0 - v|} \text{sign}(e_0 - v))$ et $\delta_1 = \alpha_1(\text{sign}(e_0) - \text{sign}(e_0 - v))$ sont des perturbations dues au bruit de mesure v . $\gamma = \alpha_1 + \mathfrak{E} \text{sign}(e_0)$ est une fonction strictement définie positive et continue par morceaux quand α_0 et α_1 sont sélectionnés avec les préconisations de [Lev03]. Sachant que $|\sqrt{|a|} \text{sign}(a) - \sqrt{|b|} \text{sign}(b)| \leq \sqrt{2|a-b|}$, $a \in \mathbb{R}$, $b \in \mathbb{R}$ et $|v| \leq \lambda_0$, il vient que $|\delta_0| \leq \alpha_0 \sqrt{2\lambda_0}$. Par ailleurs, $|\delta_1| \leq 2\alpha_1$ puisque $\delta_1 = 0$ quand $|e_0| \geq \lambda_0$ et $\delta_1 = 2\alpha_1 \text{sign}(e_0)$ pour $|e_0| < \lambda_0$. Par conséquent, il est possible de connaître la précision de l'estimation de la dérivée du signal à l'aide du théorème suivant.

Théorème 3.1 : Soit ζ_0 un signal différentiable, $|\mathfrak{E}_0(t)| \leq L$ et $|v(t)| \leq \lambda_0$ pour tout $t \geq 0$. Il existe alors un temps fini $0 \leq T < +\infty$ et des constantes $c_0 > 0$, $c_1 > 0$ (dependant de α_0 et α_1 seulement) pour tout $t \geq T$:

$$|z_0 - \zeta_0| \leq c_0 \lambda_0, \quad |z_1 - \mathfrak{E}_0| \leq c_1 \lambda_0^{0.5} \quad (3.38)$$

□

Preuve: [Lev03]

Le théorème 3.1 atteste que l'estimation de la dérivée de \mathfrak{E}_0 correspond à l'état z_1 de (3.35) et converge en un temps fini T , avec une erreur d'estimation bornée de $c_1 \lambda_0^{0.5}$ due à l'environnement bruité. Basées sur les préconisations de [Lev03], la selection des deux paramètres α_0 et α_1 doit être faite selon

$$\alpha_0 = 1.5L^{1/2}, \quad \alpha_1 = 1.1L \quad (3.39)$$

où $|\mathfrak{E}_0| \leq L$. A partir de (3.39), on constate que le SMD ne possède donc qu'un seul paramètre de réglage : le gain L .

Remarque 3.5 : Le signal d'entrée du SMD ayant été traité par différents filtres appropriés [Gou11] dans le processus de consolidation, il peut être considéré comme étant différentiable. Notons que si un filtre additionnel est nécessaire, les filtres à déphasage linéaire devront être privilégiés pour éviter une déformation du signal [CEZ14].

Remarque 3.6 : Dans la littérature de la commande utilisant les modes glissants, le phénomène de brouttement souligné dans le chapitre 2 est souvent perçu comme un inconvénient majeur [DP11]. La nature de ce phénomène est cependant différente lorsque l'on travaille sur un problème d'estimation. Ici, on cherche à estimer la dérivée première d'un signal pour assurer une tâche de surveillance. De plus, cet algorithme travaillera en boucle ouverte. La solution proposée ne sera donc pas affectée par le phénomène de brouttement.

Différentiateur exact, robuste et uniforme

La troisième méthode de différentiation est extraite des travaux de [CMF11] et portera l'acronyme URED (pour l'expression anglaise *Uniform Robust Exact Differentiator*). L'avantage principal de l'URED porte sur une *convergence uniforme* du différentiateur, *i.e.* le temps de convergence est borné par une constante indépendante des conditions initiales du différentiateur. L'expression non-linéaire de ce filtre est donné par

$$\dot{\xi} = -k_1\phi_1(\sigma_0) + z_1, \quad \dot{\xi} = -k_2\phi_2(\sigma_0) \quad (3.40)$$

où $\sigma_0 = z_0 - \zeta$. k_1 et k_2 sont les gains positifs à régler et

$$\phi_1(\sigma_0) = \sqrt{|\sigma_0|} \text{sign}(\sigma_0) + \mu |\sigma_0|^{\frac{3}{2}} \text{sign}(\sigma_0) \quad (3.41)$$

$$\phi_2(\sigma_0) = \frac{1}{2} \text{sign}(\sigma_0) + 2\mu\sigma_0 + \frac{3}{2} \mu^2 |\sigma_0|^2 \text{sign}(\sigma_0) \quad (3.42)$$

avec le scalaire $\mu \geq 0$. La convergence uniforme de (3.40)-(3.42) est prouvée dans [CMF11] avec une précision pour la dérivée première du signal approximativement égale à [Lev03].

Théorème 3.2 : Soit ζ_0 un signal différentiable, $|\dot{\xi}_0(t)| \leq L$, $\mu \geq 0$ et $|v(t)| \leq \lambda_0$ pour tout $t \geq 0$. Le différentiateur (3.40) atteint une convergence uniforme en temps fini $0 \leq T < +\infty$ si les gains k_1 et k_2 sont dans l'ensemble :

$$\mathbf{K} = \left\{ (k_1, k_2) \in \mathbb{R}^2 \mid 0 < k_1 \leq 2\sqrt{L}, k_2 > \frac{k_1^2}{4} + \frac{4L^2}{k_1^2} \right\} \cup \left\{ (k_1, k_2) \in \mathbb{R}^2 \mid k_1 > 2\sqrt{L}, k_2 > 2L \right\} \quad (3.43)$$

Avec la présence du bruit de mesure, la précision de la première dérivée pour $t \geq T$ est donnée par

$$|z_1 - \dot{\xi}_0| \leq \eta_1 \lambda_0^{0.5} \quad (3.44)$$

où $\eta_1 > 0$ dépend des paramètres de réglage k_1 et k_2 . \square

Preuve: [CMF11]

A partir du théorème 3.2, z_1 représente une estimation de la dérivée première $\dot{\xi}_0$ qui converge en un temps fini T , avec une erreur d'estimation bornée de $\eta_1 \lambda_0^{0.5}$ due à

l'environnement bruité. Notons que cette méthode de différentiation possède trois paramètres de réglage. Cette caractéristique nécessite la mise en place d'un protocole de réglage simple pour pouvoir être potentiellement transférable.

Différentiateur hybride non homogène

Le dernier différentiateur à modes glissants considéré est extrait de [EF11]. Cette solution permet de relaxer la nécessité d'avoir un signal différentiable en entrée. Il permet également d'avoir une expression formelle du temps de convergence de l'algorithme. Le différentiateur NHD (pour *Non-Homogeneous Differentiator*) est donné par

$$\dot{\xi} = -\alpha\sqrt{|z_0 - \zeta|} \text{sign}(z_0 - \zeta) + z_1, \quad \alpha > 0 \quad (3.45)$$

$$\dot{\xi} = -\beta \text{sign}(z_0 - \zeta) - \chi \text{sign}(z_1) - z_1, \quad \beta > \chi \geq 0 \quad (3.46)$$

où $z_0 \in R$, $z_1 \in R$ sont les états du système (3.45)-(3.46). α , β et χ sont les paramètres de réglages. ζ est toujours le signal d'entrée appliqué au NHD, i.e. $\zeta(t) = \zeta_0(t) + v(t)$. Basé sur [EF11], des expressions analytiques formelles peuvent être utilisées pour évaluer le temps de convergence et la précision de l'estimation dans un environnement bruité. Soit $|\xi_0^{\&}(t)| \leq L_1$, $|\xi_0^{\&}(t)| \leq L_2$ et $|v(t)| \leq \lambda_0$. En définissant les signaux $e_0 = z_0 - \zeta_0$ et $e_1 = z_1 - \xi_0^{\&}$. Il vient

$$\dot{\xi} = -\alpha\sqrt{|e_0|} \text{sign}(e_0) + e_1 + \theta_0(t) \quad (3.47)$$

$$\dot{\xi} = -\gamma(t) \text{sign}(e_0) - \chi \text{sign}(e_1) - e_1 + \theta_1(t) \quad (3.48)$$

$$\theta_0(t) = \alpha(\sqrt{|e_0|} \text{sign}(e_0) - \sqrt{|e_0 - v(t)|} \text{sign}(e_0 - v(t)))$$

$$\theta_1(t) = \beta(\text{sign}(e_0) - \text{sign}(e_0 - v(t)))$$

où θ_0 , θ_1 sont des perturbations causés par le bruit de mesure. Le signal $\gamma(t)$ de l'équation (3.48) donné par $\gamma(t) = \beta + (\xi_0^{\&}(t) + \xi_0^{\&}(t) - \chi(\text{sign}(e_1(t)) - \text{sign}(e_1(t) + \xi_0^{\&}(t)))) \text{sign}(e_0(t))$ est continue par morceaux si $\beta > L_1 + L_2 + 2\chi$ et $0 < \delta \leq \gamma(t) \leq \kappa$, $\delta = \beta - L_1 - L_2 - 2\chi$, $\kappa = \beta + L_1 + L_2 + 2\chi$). Puisque $|v(t)| \leq \lambda_0$ pour tout $t \in \mathfrak{R}$, il vient que $|\theta_0(t)| \leq \alpha\sqrt{2\lambda_0}$, $\theta_1(t) = 0$ pour $|e_0(t)| \geq \lambda_0$, $|\theta_1(t)| \leq 2\beta$ and $\theta_1(t)e_0(t) \geq 0$. En se basant sur le théorème 3 de [EF11], il est possible d'avoir une expression mathématique du temps de convergence si les conditions suivantes sont respectées

$$\alpha \geq 2\left\{\sqrt{8\kappa\chi} + \sqrt{\chi + \kappa(\kappa - \delta)}\right\}/(1.5\delta + 0.5\kappa) \quad (3.49)$$

$$\beta > L_1 + L_2 + 2\chi, \quad \chi > 0 \quad (3.50)$$

$$c_1\lambda_0 + c_2\sqrt{\lambda_0} \leq 2\sqrt{2\kappa(\chi + \kappa)}\chi\delta(\kappa - \delta)^{-1} \quad (3.51)$$

où $c_1 = \max\left\{8\varpi^{-2}\left[(0.25\delta + \kappa)\alpha + \max\left\{\sqrt{2(\chi + \kappa)}, 6\right\}\beta\right]^2, \kappa\right\}$, $|e_0(t)| \leq \delta^{-1}(c_1\lambda_0 + c_2\sqrt{\lambda_0})$, $c_2 = \beta^2/(\alpha\sqrt{2})$, $\varpi = \min\{\alpha\delta/\sqrt{\kappa}, \sqrt{2\chi}\}$ et $|e_1(t)| \leq \sqrt{2(c_1\lambda_0 + c_2\sqrt{\lambda_0})}$. Si (3.49)-(3.51) sont vérifiées, le temps de convergence en temps fini est $T \leq 4\varpi^{-1}\sqrt{\kappa}|e_0(0)| + 0.5e_1^2(0)$ et la précision est égale à $\lambda_0^{0.25}$ (limitation théorique établie dans [Kol62]). En d'autres mots, l'estimation de la dérivée de $\xi_0^{\&}$ correspond à l'état z_1 de (3.46) et converge en un temps fini T , avec une erreur d'estimation bornée de $\lambda_0^{0.25}$ due à l'environnement bruité. Notons que cette méthode de différentiation possède trois paramètres de réglage. Cette caractéristique

nécessite, comme pour le différentiateur URED, la mise en place d'un protocole de réglage efficace pour pouvoir être potentiellement utilisé. C'est l'objet de la prochaine sous-partie.

Réglage des méthodes de différentiation

Pour les différentiateurs NHD et URED, le protocole de réglage des paramètres est formulé comme un problème d'optimisation non-linéaire hors-ligne, sous contraintes de stabilité. Il s'appuie sur quatre indicateurs de performances. Le premier permet d'évaluer le taux d'accord ou de « concordance » (l'acronyme IoA pour *Index of Agreement* sera retenu par la suite). Il compare des données prédites ($P_i, i = 1, \dots, N$) à des données observées ($O_i, i = 1, \dots, N$) où N est le nombre d'échantillons. La valeur de cet indicateur varie entre 0 et 1, *i.e.* 1 souligne un accord parfait et 0 son contraire. Les deux taux d_1 et d_2 d'IoA considérés sont définis par

$$d_1 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^N |P_i - O_i|}{\sum_{i=1}^N (|P_i - \bar{O}| + |O_i - \bar{O}|)} \quad (3.52)$$

$$d_2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^N |P_i - O_i|^2}{\sum_{i=1}^N (|P_i - \bar{O}| + |O_i - \bar{O}|)^2} \quad (3.53)$$

où \bar{O} correspond à la moyenne observée sur l'ensemble des N échantillons. En s'appuyant sur les résultats de [WRM12], il peut être préférable de prendre en compte l'erreur absolue moyenne (pour l'expression *Absolute Mean Error* (AME)) lorsqu'on travaille sur un critère quadratique. On se propose donc d'intégrer cette préconisation et d'inclure l'indicateur AME défini comme suit :

$$AME = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |P_i - O_i| \quad (3.54)$$

Enfin, le dernier indicateur de performance utilisé sera l'indice de variance recensée (pour la mesure de *Variance Accounted For* (VAF)) [ZMH04]. Une valeur de 100% souligne un accord parfait. L'indicateur VAF est donné par

$$VAF = \left(1 - \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (O_i - P_i)^2}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (O_i)^2} \right) \times 100 \quad (3.55)$$

A partir de ces indicateurs, on va proposer une méthode de réglage pour les différentiateurs à trois paramètres de réglage de type *poursuite du modèle de référence* [HS90] afin de coller au plus juste (en termes de précision et temps de convergence) à la dérivée parfaite d'un signal de type rampe, correspondant à l'image d'un embarquement. Le signal de base en haut à gauche de la figure 3.29 a été utilisé pour comparer les échantillons prédits ($P_i, i = 1, \dots, N$) – qui correspondront à la dérivée parfaite du signal de type rampe – avec les échantillons observés ($O_i, i = 1, \dots, N$) obtenues par la méthode de différentiation numérique

étudiée. Pour être réaliste, la configuration matérielle du banc d'intégration système (BIS) a été retenue, *i.e.* un bruit de mesure similaire au BIS a été ajouté au signal de type rampe et la période d'échantillonnage a été fixée à 10 ms. L'obtention des paramètres (μ, k_1, k_2) du différentiateur URED (3.40) revient à résoudre

$$\begin{aligned}
 (\mu^*, k_1^*, k_2^*) &= \arg \max_{\mu, k_1, k_2} J(\mu, k_1, k_2) \\
 J(\mu, k_1, k_2) &= \left(\lambda_1 d_1(\mu, k_1, k_2) + \lambda_2 d_2(\mu, k_1, k_2) + \lambda_3 \left(1 - \left(\frac{AME(\mu, k_1, k_2)}{AME_{\max}} \right) \right) \right) + \lambda_4 \left(\frac{VAF(\mu, k_1, k_2)}{100} \right) \\
 \text{s.t. } & \left\{ (k_1, k_2) \in \mathbb{R}^2 \mid 0 < k_1 \leq 2\sqrt{L}, k_2 > \frac{k_1^2}{4} + \frac{4L^2}{k_1^2} \right\} \cup \left\{ (k_1, k_2) \in \mathbb{R}^2 \mid k_1 > 2\sqrt{L}, k_2 > 2L \right\}
 \end{aligned}
 \tag{3.56}$$

où $\lambda_i, i=1,2,3,4$ sont les poids associés à chaque indicateur de performance et AME_{\max} représente la plus grande valeur absolue moyenne observée. Ici, on se propose d'attribuer le même poids pour chaque indicateur ($\lambda_i = 0.25$). Suivant la définition des indicateurs, une valeur de J proche de 1 indique une estimation précise de la dérivée du signal et 0 indiquerait que les contraintes de (3.56) ne sont pas satisfaites. Le problème (3.56) appartenant à la classe des problèmes d'optimisation nonlinéaires, sa résolution peut s'avérer délicate. On se propose d'utiliser l'alternative du chapitre 2 [ECH13, CEZ15] qui revient à considérer seulement un ensemble fini de solutions grâce à un cadrillage suffisamment dense des paramètres recherchés. La résolution de (3.56) pour le cadrillage suivant ($\mu \in [1,10]$, $k_1 \in [1,50]$, $k_2 \in [1,50]$) avec une incrémentation de 1 pour les paramètres a conduit à une valeur maximale de J de 0.915 pour la combinaison $\mu = 2$, $k_1 = 7$ et $k_2 = 22$.

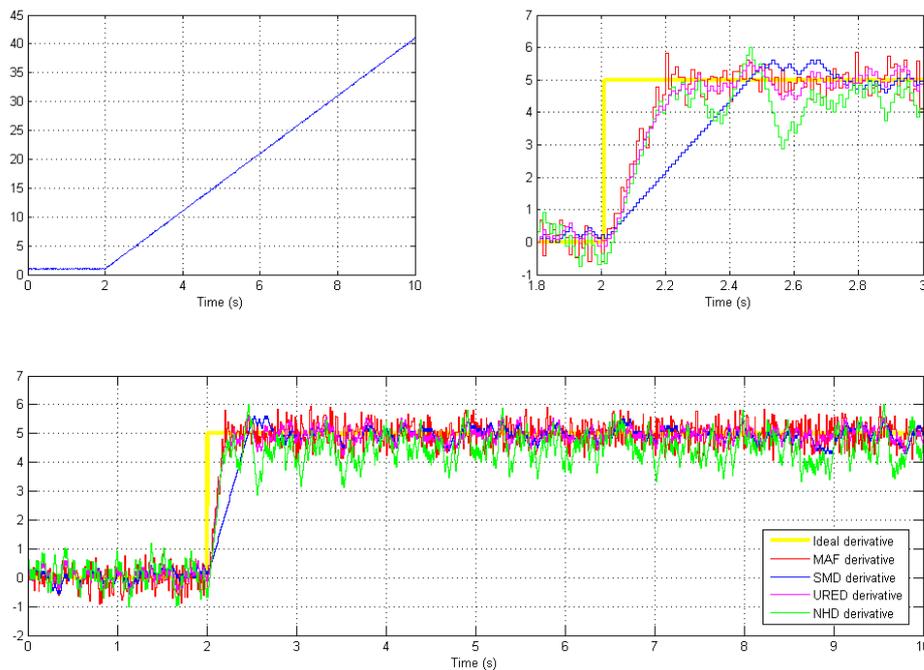


Figure 3.29 – Résultat comparatif des différentes méthodes de différentiation

Le réglage du différentiateur NHD est donc basé sur la même procédure en remplaçant les contraintes de stabilité de (3.56) par celles données par (3.49)-(3.51). Pour le cadrillage

des paramètres suivant ($\chi \in [1,10]$, $\alpha \in [1,50]$, $\beta \in [1,50]$), on obtient la valeur maximale de J pour $\chi = 1$, $\alpha = 9$ et $\beta = 32$. Il est intéressant de noter qu'avec le protocole, les résultats obtenus pour le différentiateur NHD et URED permettent d'avoir un temps de convergence plus rapide que celui obtenu par le différentiateur SMD réglé d'après les préconisations de [Lev03], *i.e.* $\alpha_0 = 1.5L^{1/2}$ et $\alpha_1 = 1.1L$ où L est égal à 10 d'après les spécifications de l'actionneur. Pour le filtre MAF, la largeur de la fenêtre d'observation a été choisi à 20 échantillons (soit 0.2 secondes) pour avoir un bon compromis entre précision et temps de convergence. Les résultats sont rassemblés dans le tableau 3.7.

	IoA (d ₁)	IoA (d ₂)	AME	VAF (%)
MAF	0.92	0.987	0.36	98.11
SMD	0.94	0.984	0.27	97.58
URED	0.94	0.990	0.24	98.55
NHD	0.87	0.972	0.56	95.33

Tableau 3.7 Indicateurs de performances pour les différentes méthodes de différentiation

En utilisant la procédure de réglages, l'URED présente les meilleurs indicateurs. Ce point souligne donc l'importance d'une procédure de réglage comparée aux premiers résultats publiés dans [CZG16]. Les solutions MAF et SMD présentent des performances légèrement en dessous de l'URED. A partir des critères quadratiques (3.53) et (3.55), le MAF présente une meilleure concordance. Sur les critères de déviation (3.52) et (3.54), c'est la solution SMD qui prend le dessus sur le MAF. En dépit d'une preuve de stabilité valable pour un bruit non différentiable et de la procédure de réglage, l'algorithme NHD apparaît être celui qui présente une estimation la moins précise. Notons qu'en s'appuyant sur la figure 3.29, les algorithmes URED, NHD et MAF présentent un temps de convergence plus rapide que la solution SMD. C'est avec ces réglages que nous allons évaluer maintenant les performances d'un algorithme de diagnostic basé sur le comportement temporel des signaux.

Architecture pour la détection d'un embarquement

La stratégie de détection est basée sur l'idée initialement développée dans [CEZ14, ZCE16] pour le cas d'une gouverne bloquée, voir figure 3.30. Ce choix particulier s'explique par le fait qu'une structure de surveillance pouvant être exploitée pour la détection de différents profils de fautes représente un atout indéniable pour envisager un transfert de technologie. Pour la détection d'un embarquement, le filtre F_1 de la figure 3.30 correspond à l'une des méthodes de différentiation préalablement introduite. Le filtre F_2 introduit dans [CEZ14, ZCE16] pour prendre en compte le temps de réponse de l'actionneur asservi n'est pas considéré ($F_2 = 1$) ici pour ne pas pénaliser les performances de l'algorithme FDD pour des embarquements rapides.

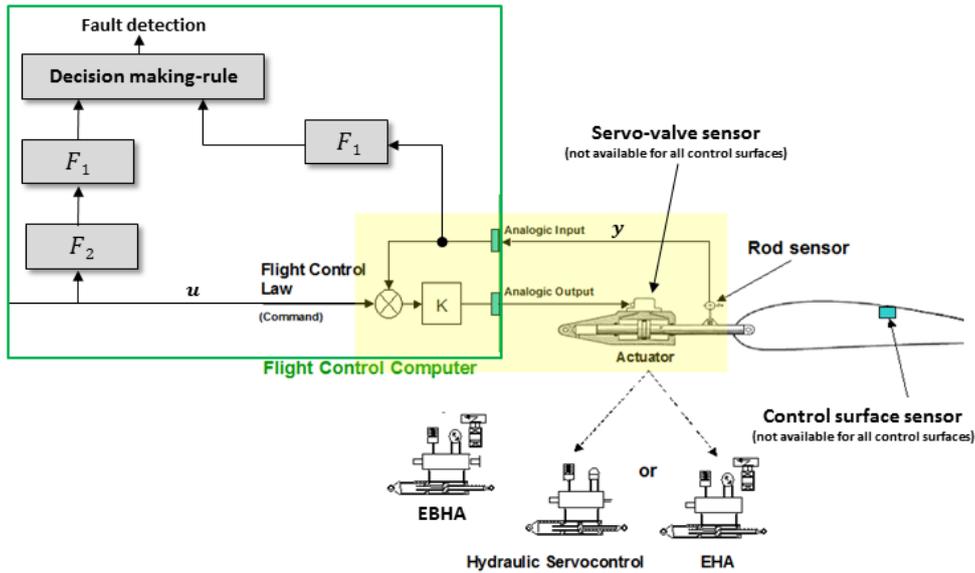


Figure 3.30 – Architecture FDD pour la détection d’un embarquement

Le module de prise de décision utilisé pour déclarer un embarquement est donné par la figure 3.31. Les entrées de ce bloc correspondent donc à la dérivée de la commande en position \dot{u} et de la position de la tige \dot{y} obtenues à l’aide de l’une des méthodes de différentiation. Le bloc bleu de la figure 3.31 est là pour identifier les deux comportements traduisant l’apparition d’un embarquement. Le bloc rouge est quant à lui introduit pour robustifier l’algorithme vis-à-vis de l’imprécision des dérivées due aux bruits de mesures afin d’éviter des fausses alarmes. Le processus du temps de confirmation [GZC14] débutera quand :

- **R1** : la sortie du bloc bleu est vraie ;
- **R2** : la sortie du bloc rouge est fausse.

Un embarquement sera alors déclaré si les conditions **R1** et **R2** sont valides durant toute la durée du temps de confirmation.

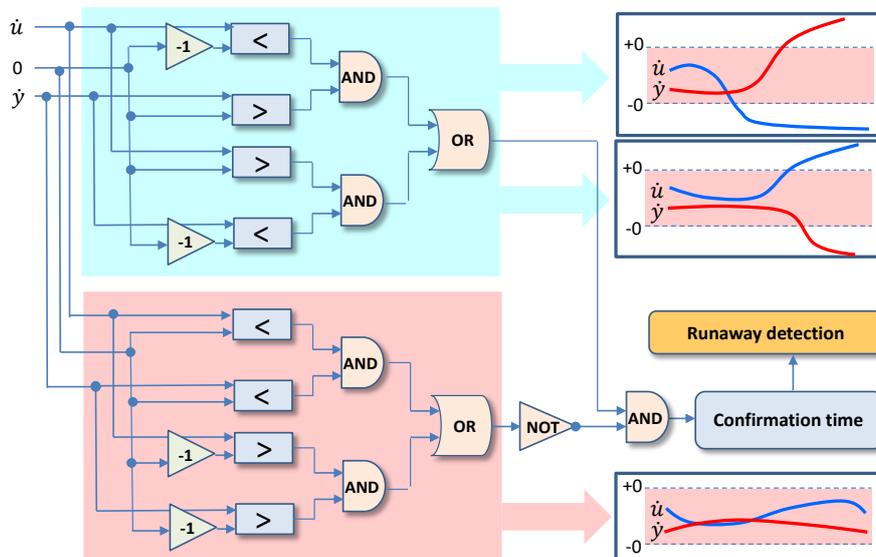


Figure 3.31 – Module de prise de décision pour déclarer un embarquement

D'une preuve de concept (TRL 3) au banc d'intégration système (TRL 4)

Dans la mesure où le processus de validation est similaire à la section 3.3.1, j'ai proposé de fusionner ces deux étapes d'évaluation en une seule sous-partie résumée sur la figure 3.32. Dans un premier temps, les six scénarii représentant des situations non défaillantes (vol de croisière, manœuvre longitudinale abrupte, déclenchement de la protection d'incidence, déclenchement de la protection sur l'assiette, virage où les dynamiques longitudinales et latérales sont coordonnées et un mode classique géré par l'auto-pilote [GM14]) sont utilisés pour fixer le seuil σ et le temps de confirmation t_{conf} . L'objectif de ce réglage est d'obtenir une robustesse parfaite (pas de fausse alarme) de la méthode FDD [GZC13].

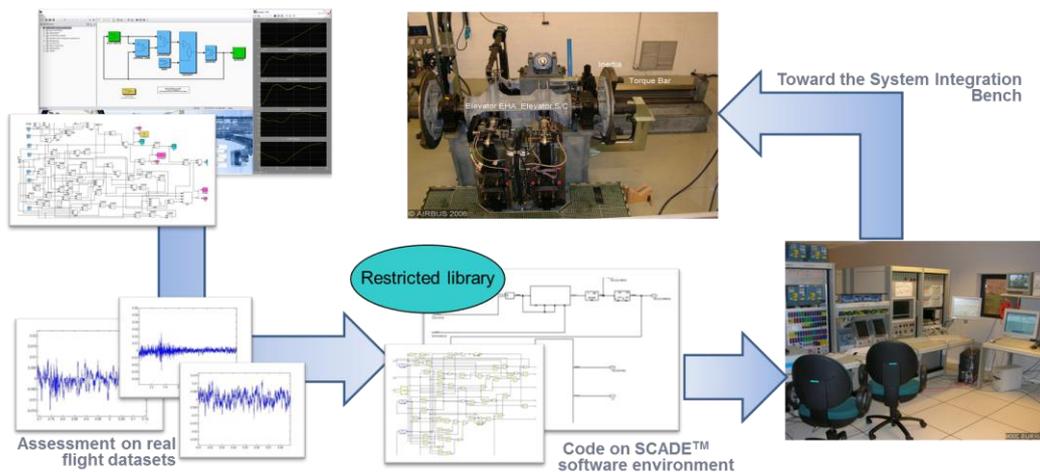


Figure 3.32 – Validation de la méthode FDD avec les moyens d'Airbus

La solution FDD est maintenant évaluée en termes de performances en détection pour des embarquements présentant des pentes de 1°/s à 50°/s durant le vol de croisière. Pour des raisons de confidentialités, l'indice de performance DTP (pour l'expression anglophone *Detection Time Performance*) est défini comme suit

$$DTP = \frac{t_{\text{detect}} - t_{\text{occurrence}}}{T_0} \quad (3.57)$$

où $t_{\text{occurrence}}$ et t_{detect} sont respectivement les moments où l'embarquement apparaît et lorsqu'il est déclaré. T_0 correspond au retard à la détection obtenu par la surveillance actuellement embarquée. Un indice $DTP < 1$ permet donc de souligner une diminution (amélioration) du retard à la détection et un indice $DTP = NaN$ souligne une non détection. En parallèle, l'indice SDP (pour *Surface Deflection Performance*) est également pris en compte pour savoir si la solution proposée peut permettre de réduire les charges structurelles. L'indice SDP est donné par

$$SDP = \left| \frac{\Delta_{Y_{\text{detect}}}}{\Delta_{Y_{\text{max}}}} \right| \quad (3.58)$$

où $\Delta_{Y_{\text{detect}}}$ et $\Delta_{Y_{\text{max}}}$ correspondent respectivement à la position de la gouverne lorsqu'un défaut est déclaré et la position maximale autorisée pour éviter d'avoir recours à un renforcement structurel (information cachée pour des raisons de confidentialité). Un indicateur $SDP > 1$ indique que la méthode FDD ne permet pas de répondre aux attentes du

constructeur pour être conforme aux exigences de certification en vigueur. Les résultats sont reportés dans le tableau 3.8 et la figure 3.33 montre le comportement observé pour les 4 méthodes de différentiation introduites, à une même vitesse d'embarquement.

Vitesse de l'embarquement (°/s)	Pratique actuelle		URED algo.		SMD algo.		NHD algo.		MAF algo.	
	DTP	SDP	DTP	SDP	DTP	SDP	DTP	SDP	DTP	SDP
50	1	0.81	4.25	1.87	4.12	1.83	4.25	1.87	4.50	1.95
40	1	0.79	3.77	1.79	3.66	1.75	3.77	1.79	4.00	1.86
30	1	0.66	3.40	1.48	3.30	1.45	3.80	1.65	3.60	1.56
20	1	0.54	2.92	1.14	2.84	1.09	2.92	1.14	2.77	1.08
10	1	0.41	1.90	0.60	2.05	0.65	2.10	0.66	2.00	0.63
5	1	0.38	1.16	0.38	1.13	0.37	1.27	0.41	1.11	0.36
2.5	1	0.33	0.68	0.24	0.67	0.24	0.68	0.24	0.65	0.24
1	1	0.17	0.27	0.14	0.27	0.14	0.30	0.15	0.26	0.14

Tableau 3.8 Evaluation de la solution FDD pour la détection d'un embarquement

A partir du tableau 3.8, on peut constater que pour les quatre méthodes de différentiation, l'architecture FDD de la figure 3.30 assure 100% de taux de détection, *i.e.* tous les embarquements sont détectés. Comme souligné dans l'introduction de ce chapitre, on peut remarquer que la technique de surveillance actuelle assure une parfaite couverture des pannes recherchées, conforme aux exigences de certification en vigueur ($SDP < 1$). On peut également constater que pour de faibles embarquements (1 et 2.5 °/s), la solution FDD basée sur les quatre méthodes de différentiation considérées présente de meilleurs résultats. Pour une vitesse d'embarquement comprise entre 1 et 10 °/s, les résultats obtenus répondent aux exigences structurelles imposées ($SDP < 1$), malgré un temps de détection parfois plus lent que la méthode de surveillance déjà en place ($DTP > 1$). Au delà d'une vitesse de 10 °/s, les solutions FDD ne parviennent pas à détecter la panne avant que la position maximale autorisée par la gouverne ne soit atteinte. Deux raisons peuvent être avancées pour expliquer cette situation. La première est liée à la nature intrinsèque de la solution FDD développée : en se basant sur le comportement des signaux, l'approche est tributaire du temps de réaction des boucles de commande supérieures. A partir de la figure 3.33, on constate que la réaction sur la dérivée de l'ordre u pour contrer l'effet de l'embarquement (proche de 0.3 secondes) est malheureusement trop importante pour pouvoir détecter ces embarquements rapides avant que la surface n'atteigne sa déflexion maximale autorisée. La seconde explication vient de la mesure utilisée par la technique de surveillance actuelle. Cette dernière utilise l'information délivrée par le capteur servo-valve, qui est une image quasiment instantanée de l'effet d'un embarquement. Ce capteur n'étant pas disponible pour toutes les gouvernes, nous n'avons pas opté pour sa prise en compte afin de ne pas nuire à la généricité de la solution FDD, et *de facto* à son potentiel de transférabilité.

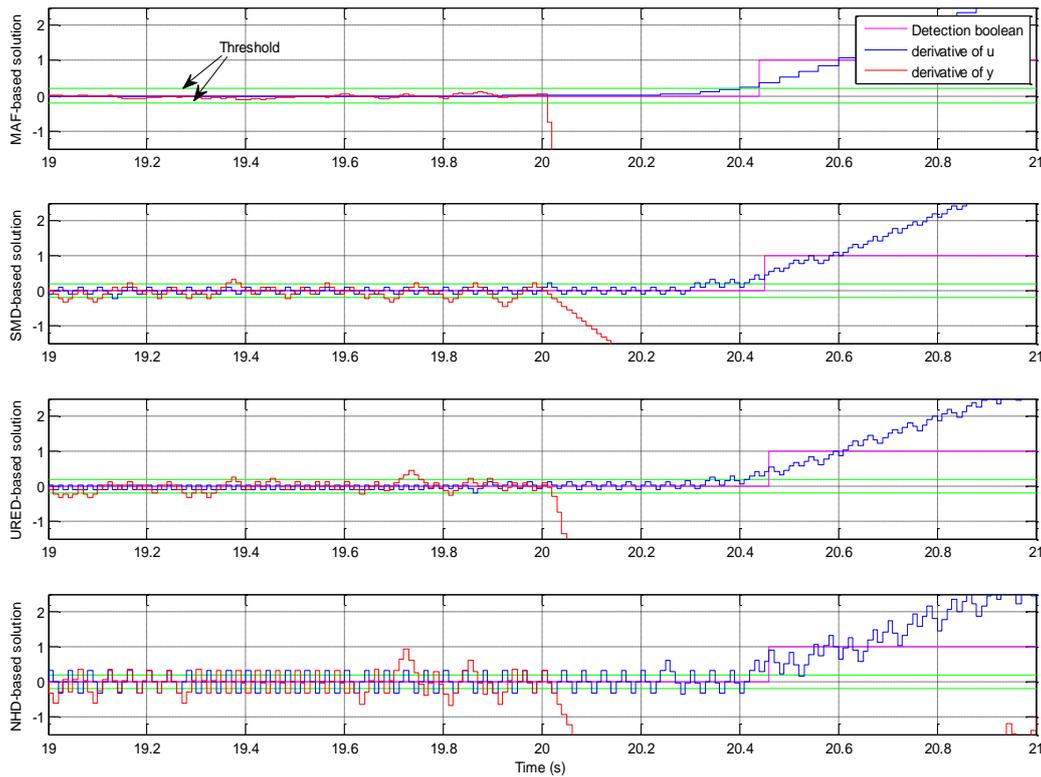


Figure 3.33 – Résultats obtenus sur le benchmark non-linéaire – Détection d’un embarquement

L’architecture de la figure 3.30 présentant de bon résultat pour le grippage d’une gouverne [CEZ14, ZCE16] et restant potentiellement viable pour de faibles et moyennes vitesses d’embarquement, il a été proposé de tester la viabilité de la solution sur le banc d’intégration système. Dans la mesure où le tableau 3.8 ne souligne pas de différence de performances significative, seule la méthode présentant le coût calculatoire le plus faible sera prise en compte parmi les 4 méthodes de différentiation. Le coût calculatoire de la méthode FDD pour la détection d’un grippage ou d’un embarquement est donc évalué en additionnant les temps de calcul de chaque symbole utilisé pour le codage. Le tableau 3.9 montre les résultats. Malgré des coûts calculatoires raisonnables, il apparaît que la solution basée sur le différentiateur SMD de [Lev03] possède le niveau le plus faible. Ce constat couplé au fait qu’il n’y a qu’un seul paramètre de réglage qui présente en plus une certaine signification physique de l’actionneur, conduit à ne tester que la solution SMD dans le BIS, couplé au banc actionneur.

Remarque 3.7 : La réalisation discrète du MAF est donnée par :

$$\zeta(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} f(k-i) \tag{3.59}$$

où N a été fixé à 20. (3.59) est un filtre à réponse impulsionnelle finie qui peut être codé en utilisant N retards, $N-1$ additions et un gain, cf le schéma de gauche de la figure 3.34. A partir de [GRG14], une représentation plus simple peut être obtenue. Elle utilise seulement un gain, une soustraction, une addition et deux retard puisque (3.59) peut se reformuler comme

$$\zeta(z) = \frac{1}{N} \left(F(z) + z^{-1}F(z) + \dots + z^{-(N-1)}F(z) \right) = \frac{1}{N} \left(\sum_{i=0}^{N-1} z^{-i} \right) F(z)$$

qui implique la fonction de transfert discrète suivante :

$$\frac{\zeta(z)}{F(z)} = \frac{1}{N} \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \tag{3.60}$$

Si cette formulation schématisée à droite de la figure 3.34 est plus efficiente en termes de symboles, elle n'a pas été retenue car (3.60) appartient à la famille des filtres à réponses impulsionnelles infinies. Il n'est en effet pas souhaitable d'insérer un risque d'instabilité numérique dans un calculateur de commande de vol.

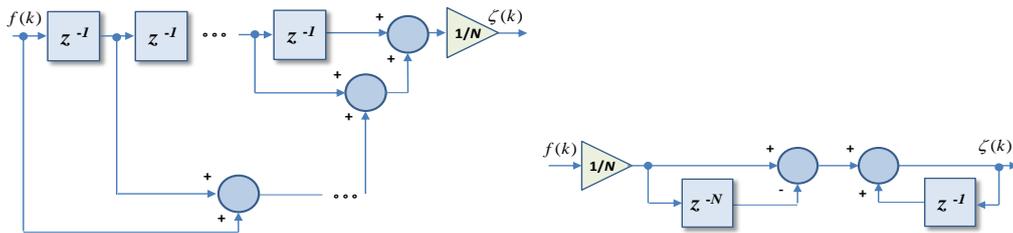


Figure 3.33 – Schéma basique pour réaliser le MAF

	Grippage d'une gouverne				Embarquement d'une gouverne			
	URED	SMD	NHD	MAF	URED	SMD	NHD	MAF
Fonction sign	2	4	4	0	2	4	4	0
Addition/Soustraction	10	4	8	40	10	4	8	40
Integrateur	4	4	4	0	4	4	4	0
Multiplication	28	6	8	6	32	10	12	6
Valeur absolue	2	2	2	0	2	2	2	0
Racine carrée	6	2	2	0	6	2	2	0
Division	0	0	0	2	0	0	0	2
Retard	7	7	7	49	0	0	0	42
Bloc de comparaison	2	2	2	2	8	8	8	8
Opérateur logique	2	2	2	2	8	8	8	8
Temps de confirmation	1	1	1	1	1	1	1	1
Bascule R/S	1	1	1	1	1	1	1	1
Charge calculatoire (%)	2.22	1.45	1.60	4.45	4.43	2.88	3.18	8.69

Tableau 3.9 Coût calculatoire des solutions FDD avec les 4 méthodes de différentiations pour la détection d'un grippage et d'un embarquement

Les tests effectués à partir du BIS sont de nouveau divisés en deux étapes : une évaluation en robustesse est d'abord initiée pour s'assurer qu'aucune fausse alarme n'est générée, suivie d'une campagne de tests pour évaluer le niveau de performances en détection. La figure 3.34 présente le type de signaux pour l'ordre du pilote u (non dimensionné) qui a été généré. Aucune fausse alarme n'a été observée. Les résultats en détection n'ont malheureusement pas permis de lever la limitation pour des vitesses d'embarquement supérieures à $10^\circ/\text{s}$. Ce constat a sonné le glas de cette solution FDD, à un niveau TRL 4.

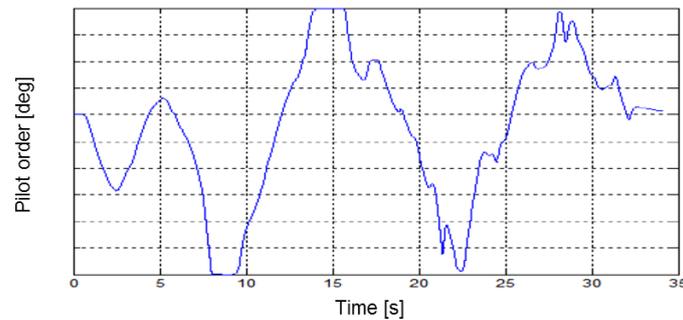


Figure 3.34 – Ordre du pilote généré pour l'évaluation de la robustesse de la méthode FDD

3.3.4. Discussion

S'il peut s'avérer intellectuellement enrichissant de développer et de valider des solutions à l'échelle académique, j'ai souhaité mettre en avant dans cette section la difficulté que l'on peut rencontrer pour rendre ces dernières potentiellement transférables dans des systèmes embarqués, qui sont soumis à des contraintes de certification fortes. L'équipe ARIA a réussi à développer un travail académique dont le niveau TRL a atteint le degré maximal : TRL 9 [ZCE16]. Pour ma part, le travail ayant atteint le plus haut degré de maturité technologique s'est inscrit dans le cadre du co-encadrement de la thèse d'Anca GHEORGHE avec le professeur Ali ZOLGHADRI et les industriels Philippe GOUPIL et Rémy DAYRE. La solution revenait à maintenir la structure de base des dispositifs de surveillance certifiés, en insérant un filtre de Kalman basé entre le signal indicateur de défauts et le module de prise de décision [ZGC11, ZGC13]. La validation de cette approche a été poussée jusqu'à un niveau de maturité technologique TRL 6, après 34 vols d'essais et plus de 70 heures de vol. Ceci clôt le récit de mes 10 dernières années de recherche partenariale dans le domaine de l'aéronautique pour apporter de très modestes contributions à la nouvelle génération d'avion Airbus. Notons que si un chapitre se ferme, l'équipe ARIA devrait débiter une nouvelle histoire avec le développement de méthodes de fusion de données innovantes pour une nouvelle problématique : à partir des nombreux instruments de mesures disponible à bord, essayer de mettre en place des méthodes pour délivrer des paramètres de vol consolidés encore plus sûrs. C'est donc une transition parfaite pour introduire la section suivante qui vise à délivrer une estimation des angles d'attitude d'un drone robuste vis-à-vis des biais pouvant affectés les mesures fournies notamment par le gyroscope.

3.4. Une procédure en deux temps pour une estimation améliorée des angles d'attitude d'un drone

Cette troisième section porte sur des résultats obtenus dans le cadre du co-encadrement de la thèse de Jing CHANG, alors doctorante au sein de l'université NPU de Xi'an en Chine. Après un premier travail académique sur le développement d'observateurs à base de modes glissants pour l'estimation de l'assiette et de l'angle de roulis d'un drone à 4 moteurs (le terme le plus répandu dans la littérature pour ce type de véhicule volant est le quadrotor) [CCD17], nous avons voulu pousser la validation de ce travail à un niveau « preuve de concept » pour délivrer une estimation améliorée des angles d'attitude d'un drone, avec des mesures provenant d'une centrale inertielle [CCD18]. Notons qu'avec le recours croissant à du matériel bon marché pour rester compétitif dans un marché concurrentiel, les mesures provenant des centrales inertielles peuvent malheureusement présenter un niveau de bruit excessif et des biais [SRG14]. Il est donc nécessaire de développer des dispositifs robustes et fiables à ce type de situations.

Théoriquement, les angles d'attitude d'un quadrotor peuvent être estimés en intégrant simplement les mesures de la vitesse angulaire fournie par le gyroscope. Cette méthode ne permet cependant pas une estimation fiable avec les imperfections susmentionnées [HDH14]. Le problème d'estimation des angles d'attitude d'un quadrotor (l'acronyme QAE pour *Quadrotor Attitude Estimation* sera retenu dans la suite) a été assez largement étudié dans la littérature [SRG14, HDH14, HKB14]. Les premiers travaux sur le QAE étaient principalement basés sur l'utilisation de filtres de Kalman étendus (voir [LMB14] par exemple). Si l'outil reste globalement efficace, ce type de solution présente généralement une convergence vers un optimal local, peut conduire à des comportements divergents si le système n'est pas assez précisément connu ou si les conditions initiales du filtre de Kalman sont fausses, et reste délicat à régler [EZS10]. De ce fait, des observateurs d'attitude non-linéaires avec des preuves de stabilité formelles ont été proposés [SM11, MS15]. Il y a également eu un intérêt grandissant pour l'utilisation de filtres complémentaires non-linéaires [MHP08, HDH14] permettant d'augmenter de façon significative la robustesse de l'estimation vis-à-vis des biais pouvant affecter le gyroscope. Ces méthodes font cependant une hypothèse non réaliste pour pouvoir converger vers une preuve de concept : la somme des forces agissant sur le quadrotor est nulle. Dans [MLB14], un modèle amélioré des forces de traînées d'un quadrotor est proposé pour améliorer le niveau de performances de QAE. Ce modèle a été utilisé pour le problème d'estimation dans [MS15], sans malheureusement prendre en compte le biais pouvant apparaître sur la mesure. La théorie des modes glissants [FCH15, ACMZ15] a également été appliquée au problème de QAE. Dans [ACMZ15], une approche basée sur un observateur à modes glissants du premier ordre est proposée pour l'estimation de l'assiette et du roulis. Il est cependant montré que l'estimation obtenue n'est pas assez fiable pour une preuve de concept. Ce constat fut à l'origine des travaux de [CCZ15] et [CCD16] qui proposent d'utiliser un observateur à modes glissants lisse (voir [SSL07] pour trouver la méthodologie originelle). Si les résultats affichés une certaine robustesse naturel vis-à-vis d'un biais, le bruit de mesure avait tendance à dégrader l'estimation conformément aux conclusions du travail de [FCH15].

Un travail préliminaire reporté dans [CCZ16] a permis de montrer qu'une amélioration est possible lorsque l'observateur à modes glissants lisse est couplé à un filtre complémentaire non-linéaire. Le travail mis en avant dans cette section pousse le développement de [CCZ16] en prenant en compte un environnement plus réaliste, *i.e.* un environnement bruité où la mesure délivrée par le gyroscope peut être biaisée.

L'objectif de cette section vise donc à améliorer les performances d'une estimation des angles d'attitudes d'un quadrotor par rapport aux solutions suivantes : celle qui vise à intégrer les mesures délivrées par le gyroscope [RRG14], celle où l'observateur à modes glissants lisse standard ne permet d'estimer que deux signaux : l'assiette et l'angle de roulis [CCZ15] et celle qui utilise le filtre complémentaire standard [HDH14]. La solution en deux étapes de [CCD18] est proposée et vise :

- à obtenir, dans un premier temps, une estimation de l'assiette et du roulis à partir d'un filtre à modes glissants lisse [CCD17] qui utilise seulement les mesures de l'accéléromètre. De ce fait, l'algorithme sera insensible aux biais pouvant affectés le gyroscope ou le magnétomètre [CCZ15] ;
- puis à utiliser ces deux estimations dans la reformulation du terme d'innovation du filtre complémentaire de [HDH14].

La qualité de l'estimation délivrée sera alors rigoureusement analysée dans la section 3.4.3, avant de présenter les résultats de simulation. Les notations employées dans cette section sont définies comme suit : pour tout $x \in \mathfrak{R}$, l'expression $|x|$ représente sa valeur absolue. Si $x \in \mathfrak{R}^n$, alors $\|x\|$ est la norme Euclidienne. Si $X \in \mathfrak{R}^{n \times m}$, alors $\|X\|$ représente la norme 2 induite, *i.e.* $\|X\| = \sqrt{\lambda_{\max}(X^T X)}$ où λ_{\max} représente la valeur propre maximale de X . Le groupe orthogonal spécial est noté par $SO(3)$. L'algèbre de Lie associé est un ensemble de matrices non symétriques donné par $so(3)$. $x_{\times} y = x \times y$, $\forall x, y \in \mathfrak{R}^3$ correspond au produit vectoriel où $x_{\times} \subset so(3)$:

$$x_{\times} = \begin{pmatrix} 0 & -x_3 & x_2 \\ x_3 & 0 & -x_1 \\ -x_2 & x_1 & 0 \end{pmatrix}$$

L'inverse de l'opérateur $(\cdot)_{\times}$ est noté $vex(\cdot)$.

3.4.1. Modélisation du quadrotor

Le modèle du quadrotor est extrait de [LMB14]. En considérant les forces de trainées agissant sur la structure rigide du drone, la gravité et la force générée par les moteurs, on a

$$\begin{aligned} \mathfrak{R}_g &= R v_b \\ \mathfrak{R}_b &= \frac{1}{m} \begin{bmatrix} -c_d v_{bx} \\ -c_d v_{by} \\ -T \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -g \sin \theta \\ g \sin \phi \cos \theta \\ g \cos \phi \cos \theta \end{bmatrix} - \omega \times v_b \\ \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi \sec \theta & \cos \phi \sec \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.61)$$

où m est la masse du drone, g est l'accélération gravitationnelle, c_d représente un coefficient de traînée, T correspond à la poussée commandée et $p_e = [x_e, y_e, z_e]^T$ est la position du drone dans le repère de référence inertiel lié à la Terre. La vitesse exprimée dans le repère de la structure du drone est donnée par $v_b = [v_{xb}, v_{yb}, v_{zb}]^T$. ϕ, θ, ψ représentent les trois angles d'Euler connus sous les noms respectifs d'angle de roulis, l'assiette et angle de lacet. $\omega = [p, q, r]^T$ correspond au vecteur de vitesses angulaires et la matrice R est la matrice de rotation (3-2-1) qui assure la rotation du repère de la structure du drone, dans le repère de la Terre [MS10].

Un accéléromètre 3-axes est utilisé. Les termes de Coriolis sont négligés dans notre cas d'étude car il n'est pas prévu d'avoir des trajectoires de vols agressives [LMB14, MLB14]. Par conséquent, les mesures des accélérations $a = [a_x, a_y, a_z]^T$ sur les trois axes sont données par :

$$a = \frac{1}{m} \left([0 \ 0 \ -T]^T - c_d [v_{xb} \ v_{yb} \ 0]^T \right) \quad (3.62)$$

On utilisera aussi un gyroscope 3-axes qui permet de mesurer la vitesse angulaire instantanée $\omega = [p, q, r]^T$ de la structure du quadrotor dans le repère inertiel. Dans ce travail, les mesures délivrées par l'accéléromètre et le gyroscope sont susceptibles d'être corrompues par un biais constant $f_a = [f_{ax}, f_{ay}, f_{az}]^T \in \mathfrak{R}^3$ et $f_\omega = [f_{\omega x}, f_{\omega y}, f_{\omega z}]^T \in \mathfrak{R}^3$ [SRG14]. Les mesures de l'accéléromètre et du gyroscope peuvent se modéliser par

$$y_a = a + f_a, \quad \dot{f}_a = 0; \quad y_\omega = \omega + f_\omega, \quad \dot{f}_\omega = 0 \quad (3.63)$$

où $y_a = [y_{ax}, y_{ay}, y_{az}]^T \in \mathfrak{R}^3$ et $y_\omega \in \mathfrak{R}^3$ sont respectivement les vecteurs de mesures de l'accéléromètre et du gyroscope. Enfin, un magnétomètre 3-axes est également considéré pour mesurer le champ magnétique terrestre $m_B \in \mathfrak{R}^3$ exprimé dans le repère du drone. Les mesures obéissent à

$$m_B = R^T m_I + f_m \quad (3.64)$$

où m_I est le champ magnétique de la Terre et f_m représente les perturbation magnétique locales. Le vecteur de mesure $y \in \mathfrak{R}^9$ considéré dans cette étude est donc défini par $y = [y_a^T, y_\omega^T, m_B^T]^T$.

3.4.2. Synthèse de la solution

La solution proposée vise à combiner les données provenant des mesures délivrées par l'accéléromètre, le gyroscope et le magnétomètre pour délivrer une estimation des angles d'attitude du drone la plus fiable possible. Pour ce faire, la solution va s'appuyer sur deux étapes. D'abord, un observateur à modes glissants lisse (on utilisera l'acronyme SSM pour *Smooth Sliding Mode*) sera utilisé pour fournir une première estimation de l'assiette et du roulis à partir des mesures de l'accéléromètre (Etape A). Ensuite, on passe à l'étape B pour reformuler le terme d'innovation du filtre complémentaire avec les estimations de l'étape A. Grâce à cette reformulation, l'estimation des angles d'attitude va être améliorée et il sera également possible de reconstruire le biais apparaissant sur les mesures délivrées par le gyroscope. Notons que la présence du bruit de mesure n'est volontairement pas considérée dans cette section, mais son influence sera analysée dans la section 3.4.3.

Etape A : Conception de l'algorithme SSM

En utilisant seulement les mesures de l'accéléromètre, les équations non-linéaires de (3.61) associées aux états $x_1 = [a_x, a_y]^T$ et au vecteur de sorties $y_1 = [y_{ax}, y_{ay}]^T$ conduisent à la représentation d'états suivantes :

$$\dot{x}_1 = -\frac{c_d}{m} I_2 x_1 - \frac{c_d}{m} \begin{bmatrix} -g \sin \theta \\ g \sin \phi \cos \theta \end{bmatrix}, \quad y_1 = C_1 x_1 + f_a \quad (3.65)$$

A_1 $\xi_a(\phi, \theta)$

où $\xi_a(\phi, \theta)$ représente une fonction d'entrées inconnues dans (3.65) et $C_1 = I_2$. L'objectif visé revient donc à synthétiser un observateur à modes glissants basé sur le système (3.65) pour obtenir une estimation de l'angle de roulis et de l'assiette.

En supposant que le terme inconnu $\xi_a(\phi, \theta)$ du système (3.65) est continu et lisse, on propose d'utiliser l'observateur suivant

$$\dot{\hat{x}}_1 = A_1 \hat{x}_1 + S_{obv}(t), \quad \hat{y}_1 = C_1 \hat{x}_1 \quad (3.66)$$

où $S_{obv}(t) \in \mathbb{R}^2$ est le signal d'injection de sortie lisse [SEFL14] de l'observateur à mode glissant. L'erreur de sortie $\sigma = y_1 - \hat{y}_1$ est une fonction lisse avec les dynamiques suivantes :

$$\dot{\sigma} = A_1 \sigma - A_1 f_a + \dot{\xi}_a(\phi, \theta) - S_{obv}(t) \quad (3.67)$$

$\bar{\xi}(t)$

Hypothèse 3.1 : La perturbation $\bar{\xi}$ est lisse et possède une norme bornée obtenue par

$$\begin{aligned} \|\bar{\xi}\| &\leq d_1(t, \sigma) + d_2(t, \sigma) \\ d_1(t, \sigma_i) &= \xi_1(t) |\sigma_i|^{(n-1)/n}, \quad d_2(t, \sigma_i) = \xi_2(t) |\sigma_i|^{(n-2)/n} \end{aligned} \quad (3.68)$$

où ξ_1 and ξ_2 sont bornés par $|\xi_1(t)| \leq \xi_1^+$ et $|\xi_2(t)| \leq \xi_2^+$ avec $\xi_1^+, \xi_2^+ \in \mathbb{R}^+$, $n \in \mathbb{N}^+$ et $n \geq 2$.

En utilisant l'expression $S_{obv}(t) = v(\sigma)$ dans (3.67), le système devient

$$\dot{\sigma}(t) = -v(\sigma) + \bar{\xi}(t) \quad (3.69)$$

où $v^T = [v_1, v_2]$ sont donnés par

$$\begin{aligned} v_i(\sigma_i) &= -\alpha_1 |\sigma_i|^{(n-1)/n} \text{sign}(\sigma_i) + w_i(\sigma_i) \\ w_i(\sigma_i) &= -\alpha_2 |\sigma_i|^{(n-2)/n} \text{sign}(\sigma_i) \end{aligned} \quad (3.70)$$

et $\alpha_1, \alpha_2 > \xi^+$ sont des gains scalaires, $w^T = [w_1, w_2] \in \mathbb{R}^2$, $i = 1, 2$. Puisque $n \geq 2$, les dynamiques de σ appartiennent à une fonction continue lisse.

Théorème 3.3 : Sous l'hypothèse que les perturbations de (3.67) soient bornées par (3.68) et en l'absence de bruits de mesure, l'observateur dans (3.70), avec les gains α_1 et α_2 vérifiant

$$\begin{aligned} \alpha_1 &\geq \frac{\delta}{\delta-1} \left(\xi_1^+ - \frac{n}{n-1} \xi_2^+ p_{12} - \frac{1}{\delta p_{12}} \right) \\ \alpha_2 &= \frac{n-1}{n} \left(\frac{1}{p_{22}} - \frac{p_{12}}{p_{22}} \alpha_1 \right) \end{aligned} \quad (3.71)$$

avec $\delta > 1$ et $n \geq 2$, permet de garantir la convergence de $\sigma \rightarrow 0$ et $\dot{\sigma} \rightarrow 0$ après un transitoire à temps fini. De plus, il existe une matrice symétrique définie positive $P \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$

telle que $V = X^T P X$ est une fonction de Lyapunov pour le système avec $X = \begin{bmatrix} \sigma_i |^{(n-1)/n} \text{sign}(\sigma_i) & w_i \end{bmatrix}^T$ qui admet un temps de convergence maximal T_R vers la surface de glissement de

$$T_R = \frac{2}{\gamma} V^{1/2}(\sigma_i(0), w_i(0)), \quad \gamma = \frac{\lambda_{\min}^{1/2}(P) \lambda_{\min}(Q_R)}{\lambda_{\max}(P)} \quad (3.72)$$

où $\sigma_i(0), w_i(0)$ sont les valeurs initiales de σ_i et w_i , Q_R est une matrice définie positive. \square

Preuve: [CCD17]

L'observateur (3.66) converge vers la surface de glissement en temps fini. Une fois la surface de glissement atteinte, $\sigma \equiv 0$ et $\dot{\sigma} \equiv 0$ sont vérifiés et

$$S_{obv} = v_{eq}(\sigma) = -\frac{c_d}{m} \begin{bmatrix} -g \sin \theta \\ g \sin \phi \cos \theta \end{bmatrix} - A_1 f_a \quad (3.73)$$

Lorsqu'il n'y a pas de biais sur les mesures de l'accéléromètre ($f_a = 0$), l'estimation de l'assiette et de l'angle de roulis peut être obtenue en utilisant (3.73), i.e. :

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin^{-1} \left(\frac{m}{c_d g} v_{1eq}(\sigma) \right) \\ \sin^{-1} \left(-\frac{m}{c_d g \cos(\hat{\theta})} v_{2eq}(\sigma) \right) \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

Remarque 3.8 : Conformément aux résultats de [CCZ15], une reconstruction exacte de l'assiette et de l'angle de roulis ne peut pas être obtenue quand les trois mesures de l'accéléromètre sont affectées par des biais. Pour contrer cette limitation, une nouvelle étape (présentée ci-après) est introduite.

Etape B : Conception de l'estimateur d'attitude non-linéaire

Dans cette étape, on se propose d'utiliser les mesures délivrées par le gyroscope, les estimées données en (3.74) et les mesures du magnétomètre pour générer une estimation fiable des angles d'attitude du drone. Un nouvel observateur basé sur le modèle (3.71) est proposé pour estimer R dans $SO(3)$. L'estimation de R sera ensuite exploitée pour obtenir les angles d'attitude du quadrotor et une estimation des biais présents sur les mesures du gyroscope. Le problème se formalise donc par l'utilisation d'un filtre complémentaire basé sur [MHP08] à partir des mesures du gyroscope (3.73). Les dynamiques de R sont données par

$$\dot{R} = R \omega_x = R(y_\omega - f_\omega)_x, \quad \dot{f}_\omega = 0 \quad (3.75)$$

où ω est la vitesse angulaire et $(\cdot)_x$ est défini au début de la section 3.4. Soit \hat{R} , l'estimation de la matrice de rotation $R \in SO(3)$. L'objectif du filtre complémentaire sur $SO(3)$ revient à assurer que $\hat{R} \alpha R$. Pour ce faire, l'observateur suivant est utilisé

$$\dot{\hat{R}} = \hat{R} \left(y_\omega - \hat{f}_\omega + k_p \omega_{mes} \right)_x, \quad \dot{\hat{f}}_\omega = -k_I \omega_{mes}, \quad (3.76)$$

avec $k_p, k_I > 0$ comme paramètres de réglages. ω_{mes} est le terme d'innovation défini comme suit :

$$\omega_{mes} = k_u u_B \times \hat{R}^T u_I + k_v v_B \times \hat{R}^T v_I \quad (3.77)$$

où k_u, k_v sont des gains positifs, $u_B = -a/g$, $u_I = \hat{e}_3$, $\hat{e}_3 = [0,0,1]^T$, $v_B = m_B/|m_I|$ et $v_I = m_I/|m_I|$.

A partir de (3.61) – (3.62) et dans la mesure où $a = R^T(\hat{p}_e - g\hat{e}_3)$, l'approximation $a \approx -gR^T\hat{e}_3$ est seulement vraie lorsque les forces externes agissant sur le quadrotor sont égales à 0, *i.e.* $\hat{p}_e = 0$. Cette hypothèse étant discutable en pratique, l'utilisation directe des mesures de l'accéléromètre pour formuler le terme d'innovation peut devenir problématique. Pour contrer cette faiblesse, on se propose ici de reformuler le terme d'innovation en introduisant les estimations de l'assiette et de l'angle du roulis obtenue par (3.74). Par conséquent, les vecteurs suivants peuvent être calculés :

$$u_B := \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \sin \phi \cos \theta \\ \cos \phi \cos \theta \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} -v_{1eq} m(c_d g)^{-1} \\ -v_{2eq} m(c_d g)^{-1} \\ \cos \hat{\phi} \cos \hat{\theta} \end{bmatrix}, v_B := \frac{m_B}{|m_I|} \quad (3.78)$$

$$u_I := [0 \ 0 \ 1]^T, v_I := \frac{m_I}{|m_I|}$$

où v_{1eq} et v_{2eq} sont donnés par (3.70) et (3.73). Quand les mesures du magnétomètre m_B ne sont pas affectées par des perturbations magnétiques (cette hypothèse sera relaxée dans la section 3.4.3), les égalités suivantes sont obtenues :

$$u_B = R^T u_I, v_B = R^T v_I \quad (3.79)$$

Soit $\hat{u}_B = \hat{R}^T u_I$ et $\hat{v}_B = \hat{R}^T v_I$. A partir des travaux sur le filtre complémentaire [HDH14, MLB14], la solution pour le terme d'innovation ω_{mes} est donnée par :

$$\omega_{mes} = k_u u_B \times \hat{u}_B + k_v v_B \times \hat{v}_B \quad (3.80)$$

Les paramètres $k_u, k_v > 0$ sont réglés en prenant en compte le degré de confiance accordé aux mesures u_B et v_B . Soient les deux variables d'erreur $\tilde{R} = \hat{R}^T R$ et $\tilde{f}_\omega = f_\omega - \hat{f}_\omega$. L'erreur d'estimation $(\tilde{R}, \tilde{f}_\omega)$ est stable et converge vers $(I, 0)$ pour les conditions initiales $(\tilde{R}_0, \tilde{f}_{\omega 0}) \notin \mathcal{U}$, $\mathcal{U} = \{(\tilde{R}, \tilde{f}_\omega) : tr(\tilde{R}) = -1, P_a(\tilde{f}_\omega \times \tilde{R}) = 0\}$. Par conséquent, \hat{v}_B, \hat{u}_B convergent vers la trajectoire u_B, v_B (voir [MLB14] pour une discussion détaillée de ce point). En utilisant la propriété de convergence assurant que $R \propto \hat{R}$, on peut en déduire que

$$\hat{\theta}_R = \sin^{-1}(-\hat{R}(3,1)), \hat{\phi}_R = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{R}(3,2)}{\hat{R}(3,3)}\right), \quad (3.81)$$

$$\hat{\psi}_R = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{R}(2,1)}{\hat{R}(1,1)}\right)$$

où $\hat{\theta}_R$, $\hat{\phi}_R$ et $\hat{\psi}_R$ correspondent à l'estimation améliorée des angles d'attitude du drone obtenue à partir du filtre complémentaire conditionné. $\hat{R}(i, j)$ correspond à l'élément de la $i^{ième}$ ligne et $j^{ième}$ colonne de \hat{R} . Notons que l'estimation du biais du gyroscope \hat{f}_ω peut être facilement obtenue par (3.76). Les dynamiques associées à l'erreur d'estimation \tilde{R} sont :

$$\dot{\tilde{R}} = \tilde{R}\hat{R}^T + R\dot{\tilde{R}} = -(R\tilde{f}_\omega)_\times - k_p (R\omega_{mes})_\times \tilde{R} \quad (3.82)$$

Conformément à [MHP14], les relations suivantes peuvent être obtenues lorsque le terme d'innovation $\omega_{mes} = 0$ dans (3.76) et (3.82) :

$$\dot{\tilde{R}} = -\tilde{f}_{\omega_x} \tilde{R}, \quad \dot{\tilde{f}}_{\omega} = 0 \quad (3.83)$$

En s'appuyant sur le théorème 4.1 de [MHP14], $(I,0)$ est un point d'équilibre de la dynamique de l'erreur (3.83) et U est l'espace invariant du filtre (3.76). Les solutions de (3.76) conduiront asymptotiquement à $(\tilde{R}, \tilde{f}_{\omega}) \rightarrow (I,0)$. Les dynamiques du signal d'erreur (3.83) sont maintenant linéarisées autour de $(I,0)$ pour évaluer ces propriétés de stabilité autour de ce point d'équilibre. Soit $\tilde{R} \approx I + \overset{U}{X}_x$ et $\overset{U}{Y} = -R\tilde{f}_{\omega}$ les approximations au premier ordre de \tilde{R} , où $\overset{U}{X}_x \in so(3)$ est un petit terme. Les dynamiques du signal d'erreur linéarisé autour de $(I,0)$ peut être calculé par

$$\overset{U}{X} = A_0 \overset{U}{X} + \overset{U}{Y}, \quad \overset{U}{Y} = B_0 \overset{U}{X} + \omega_x \overset{U}{Y} \quad (3.84)$$

avec A_0 et B_0 définis par :

$$\begin{aligned} A_0 &= k_p (k_u (I_3 u_l)_x (u_l)_x + k_v (I_3 v_l)_x (v_l)_x) \\ B_0 &= k_l (k_u (I_3 u_l)_x (u_l)_x + k_v (I_3 v_l)_x (v_l)_x) \end{aligned} \quad (3.85)$$

La définition de $\overset{U}{Y} \in \mathfrak{R}^3$ permet, en posant $\overset{P}{Y} = R^T \overset{U}{Y}$, de formuler (3.83) comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\overset{P}{X}} \\ \dot{\overset{P}{Y}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_0 & R \\ R^T B_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overset{P}{X} \\ \overset{P}{Y} \end{bmatrix} \quad (3.86)$$

En supposant que les paramètres k_u, k_v ont été choisis tels que $k_u u_B u_B^T + k_v v_B v_B^T$ possède trois valeurs propres distinctes $\lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3$. On peut donc en déduire que $A_0 = k_p \text{diag}([-\lambda_2 - \lambda_3, -\lambda_1 - \lambda_3, -\lambda_1 - \lambda_2])$ et $B_0 = k_l \text{diag}([-\lambda_2 - \lambda_3, -\lambda_1 - \lambda_3, -\lambda_1 - \lambda_2])$ (voir [MHP14] pour plus de détails). Basée sur la théorie de Lyapunov, la stabilité de (3.86) a été prouvée dans [HDH14].

3.4.3. Analyse de la qualité de l'estimation

Dans cette section, l'effet du bruit de mesure et l'impact d'un biais sur les estimations (3.74) délivrées par l'observateur SSM sont analysés. Soit $(\phi, \theta) = \xi_a^{-1}(x)$ la configuration inverse de la fonction inconnue $x = \xi_a(\phi, \theta)$ donnée dans (3.65). Pour $\phi, \theta \in [-\pi/2, \pi/2]$, la fonction ξ_a^{-1} est Lipschitz vis-à-vis de x . Par conséquent, il existe une constante $\kappa > 0$ telle que :

$$\|\xi_a^{-1}(\hat{x}) - \xi_a^{-1}(x)\|_{\infty} \leq \kappa \|\hat{x} - x\|_{\infty} \quad (3.87)$$

Cette expression garantit une erreur d'estimation bornée de ϕ et θ tant que $\|\hat{x} - x\|_{\infty}$ est borné. Dans ce cas d'étude, la bornitude de $\|\hat{x} - x\|_{\infty}$ est garantie par l'utilisation de l'observateur SSM (3.76), comme l'atteste le théorème 3.3. En prenant en compte l'effet du bruit de mesure τ sur les mesures de l'accéléromètre, le signal de sortie devient $\bar{y} = y_1 + \tau$ au lieu de y_1 dans (3.75). Il vient alors que

$$\sigma = \bar{y} - \hat{y}_1 = e_y + \tau \quad (3.88)$$

où $e_y = y_1 - \hat{y}_1$. Il est supposé que τ est un signal présentant les propriétés de Lebesgue avec notamment $\|\tau\|_\infty < \tau^+, \tau^+ > 0$. Pour l'observateur SSM, il existe alors des constantes positives γ_1, γ_2 dépendant des gains de l'observateur telles que la précision suivante est obtenue pour tout $t > T_R$:

$$\|e_y\|_\infty \leq \gamma_1 \tau^+, \quad \|\mathcal{E}_y\|_\infty \leq \gamma_2 (\tau^+)^{\frac{n-1}{n}} \quad (3.89)$$

La précision des estimées données en (3.74) admet alors les propriétés suivantes :

$$\begin{cases} \|\hat{\phi} - \phi\|_\infty \leq \left\| \xi_a^{-1} (\mathcal{E}_y + S_{obv_{eq}}) - \xi_a^{-1} (S_{obv_{eq}}) \right\|_\infty \leq \kappa \|\mathcal{E}_y\|_\infty \leq \kappa \gamma_2 (\tau^+)^{\frac{n-1}{n}} \\ \|\hat{\theta} - \theta\|_\infty \leq \left\| \xi_a^{-1} (\mathcal{E}_y + S_{obv_{eq}}) - \xi_a^{-1} (S_{obv_{eq}}) \right\|_\infty \leq \kappa \|\mathcal{E}_y\|_\infty \leq \kappa \gamma_2 (\tau^+)^{\frac{n-1}{n}} \end{cases} \quad (3.90)$$

A partir de (3.73) et (3.90), la précision de l'assiette et de l'angle de roulis lorsque les mesures de l'accéléromètre sont bruitées et biaisées obéit à :

$$\begin{cases} \|\hat{\phi} - \phi\|_\infty \leq \kappa \gamma_2 (\tau^+)^{\frac{n-1}{n}} + \kappa \|A_1 f_a\|_\infty \\ \|\hat{\theta} - \theta\|_\infty \leq \kappa \gamma_2 (\tau^+)^{\frac{n-1}{n}} + \kappa \|A_1 f_a\|_\infty \end{cases} \quad (3.91)$$

Remarque 3.9 : Notons que les estimations de l'assiette et de l'angle de roulis obtenues par l'observateur SSM sont robustes aux biais pouvant affecter les mesures du magnétomètre et du gyroscope puisqu'on utilise seulement les mesures de l'accéléromètre dans l'étape A.

Focalisons-nous maintenant sur les estimations améliorées (3.81) générées à partir du filtre complémentaire non-linéaire. Les vecteurs de mesures réels sont

$$\begin{aligned} y_a &= a + f_a + \tau, \\ y_\omega &= \omega + f_\omega + \eta_\omega \\ m_B &= R^T m_I + f_m + \eta_m \end{aligned} \quad (3.92)$$

où η_ω représente le bruit de mesure du gyroscope et η_m celui lié à la mesure du magnétomètre. Rappelons que f_a, f_ω, f_m et τ sont définis dans (3.63), (3.64) et (3.88). Il est donc possible de reformuler (3.78) et (3.79) par

$$u_B = R^T u_I + \eta_u, \quad v_B = R^T v_I + \eta_v \quad (3.93)$$

avec

$$\begin{aligned} |\eta_u| &\leq -m(\gamma_2 |\tau|^{\frac{n-1}{n}} + \|A_1 f_a\|) / (c_d g), \\ \eta_v &= (f_m + \eta_m) / |m_I| \end{aligned}$$

Dans ce contexte, les dynamiques du signal d'erreur (3.82) sont données par :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{R}} &= -(R(\tilde{f}_\omega + \eta_\omega))_\times \tilde{R} - k_p (k_u u_I \times \tilde{R} u_I + k_v v_I \times \tilde{R} v_I)_\times \tilde{R} \\ &\quad - k_p (k_u \eta_u \times \tilde{R} u_I + k_v \eta_v \times \tilde{R} v_I)_\times \tilde{R} \end{aligned} \quad (3.94)$$

La linéarisation de (3.84) à $(I, 0)$ est effectuée en prenant en compte (3.94) (voir [HDH14])

$$\begin{aligned} \mathcal{X} &= A_0 \overset{p}{X} + \overset{p}{Y} - \bar{\eta}_\omega + k_p k_u (u_I)_\times \eta_u + k_p k_v (v_I)_\times \eta_v \\ \mathcal{Y} &= B_0 \overset{p}{X} + \omega_\times \overset{p}{Y} - k_I k_u (u_I)_\times \eta_u - k_I k_v (v_I)_\times \eta_v \end{aligned} \quad (3.95)$$

où $\bar{\eta}_\omega = R\eta_\omega$. En utilisant les approximations suivantes [CCD18]

$$\begin{aligned} \overset{p}{X}_1 &\approx \phi, \overset{p}{X}_2 \approx \theta, \overset{p}{X}_3 \approx \psi, \quad \mathcal{X} \approx p, \mathcal{Y} \approx q, \psi \approx r \\ \phi_{acc} &\approx \phi + \frac{k_p k_u}{k_1} \eta_{u,2}, \quad \theta_{acc} \approx \theta - \frac{k_p k_u}{k_2} \eta_{u,1} \\ \phi_{mag} &\approx \phi + \frac{k_p k_v}{k_1} (-v_{I,3} \eta_{v,2} + v_{I,2} \eta_{v,3}) \\ \theta_{mag} &\approx \theta + \frac{k_p k_v}{k_2} (-v_{I,3} \eta_{v,1} - v_{I,1} \eta_{v,3}) \\ \psi_{mag} &\approx \psi + \frac{k_p k_v}{k_3} (-v_{I,2} \eta_{v,1} + v_{I,1} \eta_{v,2}) \\ A_0 &\approx \text{diag}([-k_1, -k_2, -k_3]), B_0 \approx k_b \text{diag}([-k_1, -k_2, -k_3]) \end{aligned} \quad (3.96)$$

où $k_1 = k_p(\lambda_2 + \lambda_3), k_2 = k_p(\lambda_1 + \lambda_3), k_3 = k_p(\lambda_1 + \lambda_2), k_b = \frac{k_I}{k_p}$. On peut déduire de (3.94):

$$\begin{aligned} \mathcal{X}_R &= -2k_1 \hat{\phi}_R + k_1 \phi_{acc} + k_1 \phi_{mag} + y_{\omega,1} - \hat{f}_{\omega,1} \\ \mathcal{Y}_R &= -2k_2 \hat{\theta}_R + k_2 \phi_{acc} + k_2 \phi_{mag} + y_{\omega,2} - \hat{f}_{\omega,2} \\ \psi_R &= -2k_3 \hat{\psi}_R + k_3 \phi_{acc} + k_3 \phi_{mag} + y_{\omega,3} - \hat{f}_{\omega,3} \\ f_{\omega,1} &= 2k_b k_1 \hat{\phi}_R - k_b k_1 \phi_{acc} - k_b k_1 \phi_{mag} \\ f_{\omega,2} &= 2k_b k_2 \hat{\theta}_R - k_b k_2 \theta_{acc} - k_b k_2 \theta_{mag} \\ f_{\omega,3} &= 2k_b k_3 \hat{\psi}_R - k_b k_3 \psi_{acc} - k_b k_3 \psi_{mag} \end{aligned} \quad (3.97)$$

En utilisant la transformée de Laplace pour (3.97), on obtient :

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_R(s) &= T_\phi^a(s) \phi_{acc} + T_\phi^m(s) \phi_{mag} + S_\phi(s) \frac{y_{\omega,1}}{s} \\ \hat{\theta}_R(s) &= T_\theta^a(s) \theta_{acc} + T_\theta^m(s) \theta_{mag} + S_\theta(s) \frac{y_{\omega,2}}{s} \\ \hat{\psi}_R(s) &= T_\psi^a(s) \psi_{acc} + T_\psi^m(s) \psi_{mag} + S_\psi(s) \frac{y_{\omega,3}}{s} \end{aligned} \quad (3.98)$$

Avec le triplet des fonctions de transfert complémentaires $T_\phi^a(s) + T_\phi^m(s) + S_\phi(s) = 1$ où

$$\begin{aligned} T_\phi^a(s) &= \frac{k_1 s + k_b k_1}{s^2 + 2k_1 s + 2k_b k_1}, T_\theta^a(s) = \frac{k_2 s + k_b k_2}{s^2 + 2k_2 s + 2k_b k_2} \\ T_\psi^a(s) &= \frac{k_3 s + k_b k_3}{s^2 + 2k_3 s + 2k_b k_3}, S_\phi(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2k_1 s + 2k_b k_1} \\ S_\theta(s) &= \frac{s^2}{s^2 + 2k_2 s + 2k_b k_2}, S_\psi(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2k_3 s + 2k_b k_3} \end{aligned}$$

et $T_\phi^a(s) = T_\phi^m(s)$, $T_\theta^a(s) = T_\theta^m(s)$, $T_\psi^a(s) = T_\psi^m(s)$. Le lecteur intéressé peut se référer à [CCD18] pour des règles sur le réglage de k_p, k_I, k_v et k_u .

3.4.4. Résultats de simulations

Dans cette partie, j'ai seulement souhaité mettre en avant le potentiel de la technique à travers des résultats de simulation obtenus sur un modèle non-linéaire du drone. Le lecteur intéressé pourra se référer à [CCD18] pour voir les résultats expérimentaux obtenus. La solution qui délivre les estimations améliorées (3.81) portera le nom de **conditioned CF** (pour filtre complémentaire conditionné). La solution proposée sera comparée à un estimateur d'état non-linéaire **NSE** [MS15], au filtre complémentaire **standard CF** [HDH14] et à un filtre de Kalman étendu **EKF** [LMB14]. Les résultats de simulation s'appuient donc sur le modèle (3.61) développé dans l'environnement Matlab/Simulink avec une période d'échantillonnage de 1 ms. Dans le scenario de test, le champ magnétique $m_I = [600, 150, 700] nT$ avec des déviations magnétiques de $f_m(t) = [50 \sin(0.2t), -20 \sin(0.1t), 60 \sin(0.2t)] nT$. Des biais constants de $f_a = [0.4, 0.6, 0.9] m \cdot s^{-2}$ et $f_\omega = [-0.02, 0.05, 0.02] rad \cdot s^{-1}$ sur les mesures respectives de l'accéléromètre et du gyroscope sont injectés à $t = 10 s$. Les niveaux de bruit de l'accéléromètre, du gyroscope et du magnétomètre sont respectivement fixés à $0.1 ms^{-2}$, $0.05 rad \cdot s^{-1}$ et $5 nT$. Les paramètres du quadrotor ont été fixés à $m = 1.3 kg$ et $c_d = 0.2 kg \cdot s$. Les paramètres de réglages de l'observateur SSM (3.70) sont fixés à $\alpha_1 = 4$ et $\alpha_2 = 2.2$. D'après (3.72), le temps pour atteindre la surface de glissement sera inférieur à $T_R = 4.45 s$. Inspirer d'une procédure proche de [CCD17], les gains des observateurs (3.76) et (3.80) sont mis à $k_P = 1, k_I = k_P/10, k_u = 2$ et $k_v = 1$. Les résultats de simulation sont montrés sur la figure 3.35.

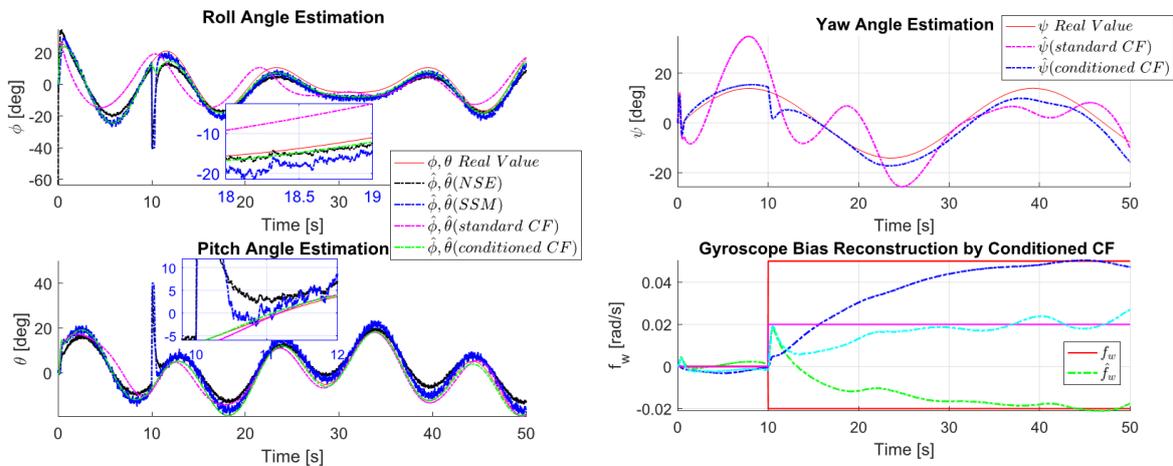


Figure 3.35 – Signaux réels (traits pleins) et estimations (traits pointillés)

Dans la mesure où l'hypothèse critique $a \approx -gR^T e_3$ n'est pas valable pour le scenario de test, la solution **standard CF** ne permet pas d'obtenir une estimation fiable des angles d'attitude. Les résultats de simulations montrent aussi une meilleure précision de la solution proposée comparée au filtre **NSE** quand un biais apparaît sur les mesures de l'accéléromètre. Conformément à la remarque 3.8, on peut constater qu'il n'est pas possible d'avoir une bonne estimation de l'assiette et de l'angle de roulis pour les signaux obtenus avec l'observateur **SSM**. Cet inconvénient est fort heureusement oublié avec l'étape B qui conduit à la solution **conditioned CF**. On peut également constater assez facilement que la précision de l'estimation des angles d'attitude est significativement améliorée. En comparant les erreurs

d'estimation de l'observateur **SSM** à celles obtenues avec la solutions *conditioned CF*, on observe une amélioration de 15% et 30% de la précision des estimées. Par ailleurs, la méthode en deux étapes que l'on propose permet d'éviter le saut transitoire observé à $t = 10\text{ s}$ pour le **NSE** et l'observateur **SSM** après l'apparition d'un biais sur l'accéléromètre. Ce dernier point montre définitivement le potentiel de la solution présentée. Finalement, une comparaison avec un filtre de Kalman étendu **EKF** est proposée dans la figure 3.36. On peut remarquer que l'approche retenue présente l'estimation qui colle le plus au signal réel, avec un temps de convergence légèrement plus rapide.

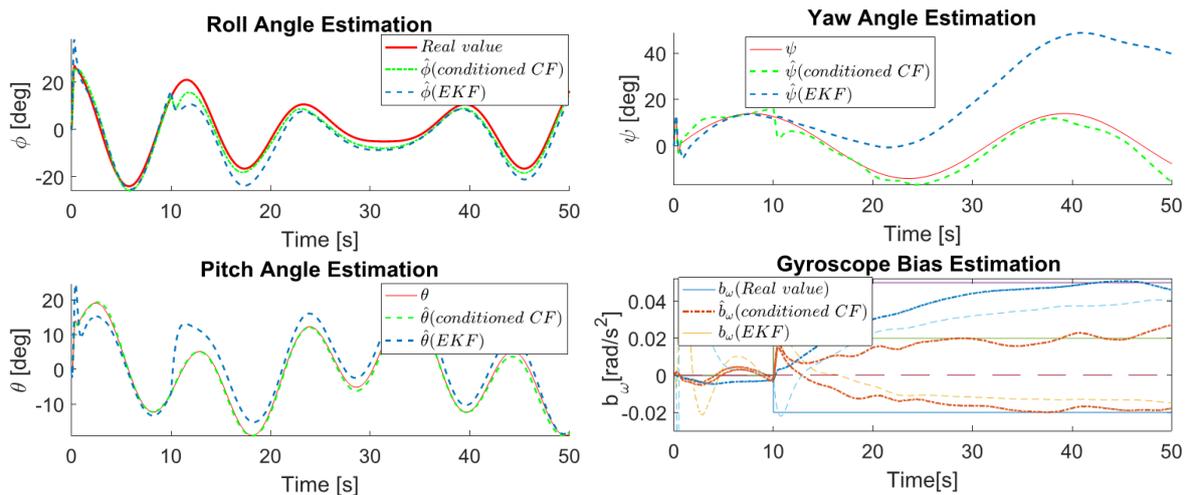


Figure 3.36 – Signaux réels (traits pleins) et estimations (traits pointillés)

3.4.5. Discussion

Les résultats de simulation soulignent des résultats intéressants pour la solution en deux temps développée ici. Les deux résultats expérimentaux présentés dans [CCD18] montrent également qu'il est possible de retrouver des résultats comparables en utilisant des signaux provenant de capteurs embarqués réels. Malgré cela, j'aurai tendance à modérer le niveau de maturité technologique de cette solution. Si on peut parler d'une première preuve de concept, la méthode souffre d'une dépendance forte de la connaissance parfaite du modèle du drone. Par ailleurs, l'absence d'un protocole permettant de régler simplement les paramètres de la solution reste un frein pour pouvoir envisager d'élever la maturité de cette dernière. Pour une meilleure prise en compte des imperfections et des incertitudes pouvant affecter un système, on va, dans la section suivante, proposer une formulation du problème de commande dans un contexte de transformations linéaires fractionnaires (l'acronyme LFT pour *Linear Fractional Transformation* sera retenu par la suite).

3.5. Vers une solution alternative aux campagnes de Monte Carlo

Dans le cadre du co-encadrement de la thèse de Valentin PREDA, une collaboration entre l'Agence Spatiale Européenne (ESA), Airbus Defence & Space de Toulouse et l'équipe

ARIA du laboratoire IMS s'est portée sur des travaux visant à améliorer l'autonomie fonctionnelle et opérationnelle des missions spatiales. Dans une mission satellitaire d'observation terrestre, la qualité des images dépend bien évidemment des instruments de mesure optique (diamètre du miroir, aberrations optiques et qualité du polissage) mais également des performances de la stabilité de la ligne de visée du satellite qui peut s'avérer dégradée après l'apparition de micro-vibrations. La présence de ces micro-vibrations est liée aux divers éléments tournant du satellite tels que les mécanismes de rotation des panneaux solaires ou de contrôle d'orientation du satellite (on parle de contrôle d'attitude réalisé au moyen de roues inertielles ou de tuyères). Le contrôle des micro-vibrations représente donc un défi technologique majeur.

L'objectif visé dans cette thèse est de coupler les approches passives¹² et actives¹³ afin de rejeter à la fois les micro-vibrations en hautes fréquences (rôle de l'approche passive avec les isolateurs) et en milieu et basse fréquences (rôle de la plaque active actionnée par les 6 moteurs de la figure 3.37). Après un travail de modélisation d'un satellite de visée à haute précision utilisant le formalisme de Lagrange [PCH17], une procédure systématique pour la synthèse d'un correcteur H_∞ non lisse permettant de prendre en compte la nature à Paramètres Variant a été proposée.

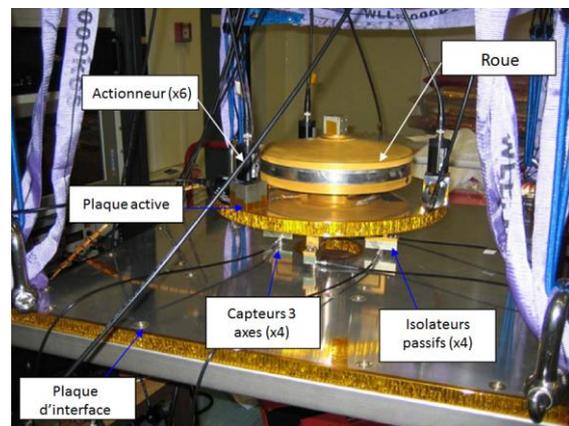


Figure 3.37 – Plateforme satellitaire

Pour éviter le processus long et coûteux d'une campagne de Monte Carlo, la validation de ce correcteur mettra en jeu la théorie de la μ -analyse [PFD88] et celle des IQCs (acronyme anglo-saxon pour *Integral Quadratic Constraints*) [MR97, VSK16]. Si la première approche permet de valider la robustesse de la solution par rapport aux incertitudes considérées, la seconde méthode est utile pour connaître les limites de la solution de commande proposée vis-à-vis, par exemple, de l'amplitude maximale τ_{\max} du retard au niveau des actionneurs, de l'amplitude maximale σ_{\max} des saturations de ces derniers, ... Bref, cette méthode permet d'identifier les imperfections dimensionnantes pouvant mettre à mal les objectifs de commande, *i.e.* elle représente une méthode formelle pouvant se substituer (selon la complexité et validité du système étudié) à une campagne de Monte Carlo.

3.5.1. Modélisation d'une plateforme satellitaire

Le prototype montré sur la figure 3.37 a donc été développé pour une mission satellitaire d'observation terrestre. Le premier objectif du travail de la thèse de Valentin PREDA porte sur la modélisation mathématique du système à partir du formalisme de

¹² On introduit des matériaux particuliers permettant de minimiser la transmission des vibrations.

¹³ On bloque la micro-vibration en exerçant une vibration antagoniste créée par des actionneurs rajoutés sur la structure.

Lagrange. Pour chacun des éléments référencés sur la figure 3.38, un bilan des forces cinétiques et potentielles a été effectué dans les différents repères de la figure 3.38. Le lecteur intéressé pourra se référer au second chapitre de la thèse de [Pre18] ou au travail publié dans [PCH17] pour avoir accès à la démarche complète de la méthode. Pour pousser la viabilité du processus de validation d'une loi de commande, il a ensuite été proposé dans le chapitre 3 de [Pre18] et dans l'article [PCH18] de prendre en considération le rattachement d'une structure flexible au satellite et les phénomènes de propagation des vibrations de la roue inertielle vers l'instrument de mesure optique, en tenant compte de la position et des imperfections des capteurs et des actionneurs sur la plaque active d'atténuation des micro-vibrations.

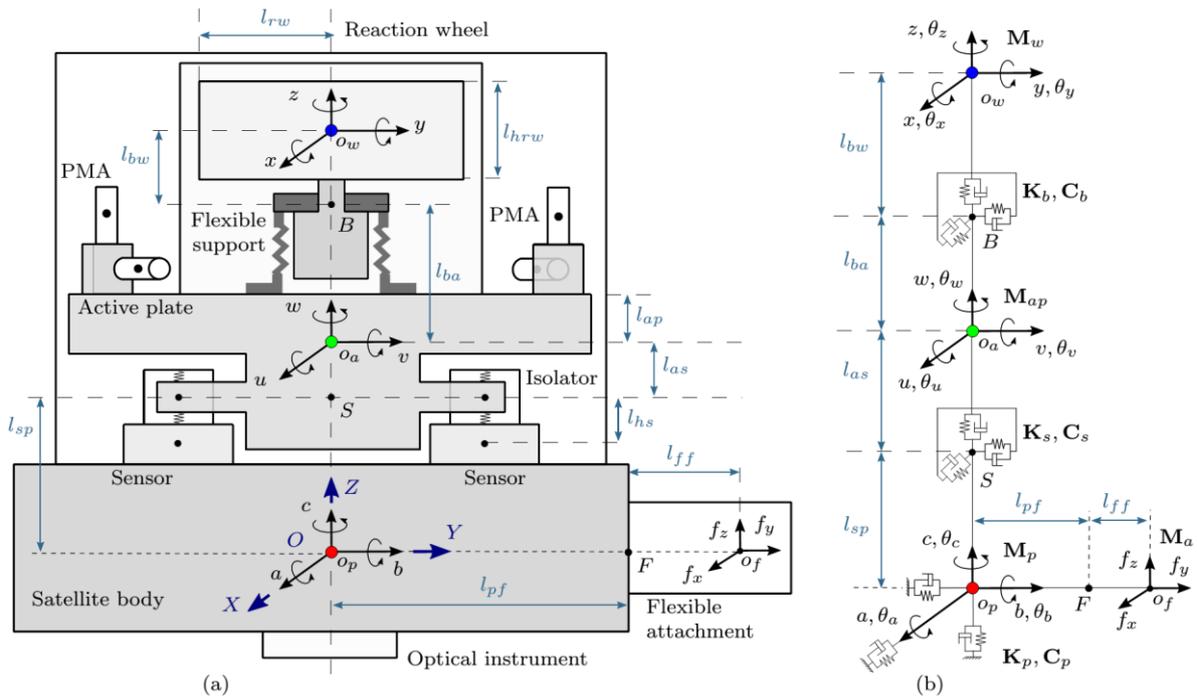


Figure 3.38 – Vue schématique de la plateforme satellitaire

Le modèle LFT présenté dans [PCH18] permet donc de capturer un nombre important d'incertitudes paramétriques dans un contexte unifié. Les dynamiques du satellite flexible, de la roue inertielle, de la plaque active, des roulements flexibles, des isolateurs passifs et du système de commande d'attitude (l'acronyme ACS pour *Attitude Control System* sera utilisé par la suite) admettent le modèle dynamique suivant

$$\begin{cases} M\ddot{q} + (C + \Omega G)\dot{q} + Kq = F \begin{bmatrix} u_w^T & u_s^T \end{bmatrix}^T \\ [p^T \ y_s^T]^T = S [q^T \ \dot{q}^T]^T \end{cases} \quad (3.99)$$

où $q = [q_f^T \ q_p^T \ q_{ap}^T \ q_w^T]^T \in \mathbb{R}^{22}$ représente le vecteur d'états du système satellitaire. $q_f \in \mathbb{R}^4$ combine les déplacements des 4 modes flexibles du satellite. $q_p = [q_{pt}^T \ q_{pr}^T]^T = [a \ b \ c \ \theta_a \ \theta_b \ \theta_c] \in \mathbb{R}^6$ représente les déplacements de la structure du satellite. $q_w = [q_{wt}^T \ q_{wr}^T]^T = [x \ y \ z \ \theta_x \ \theta_y \ \theta_z] \in \mathbb{R}^6$ avec q_{wt} et q_{wr} qui correspondent respectivement aux déplacements en translation et en rotation de la roue inertielle. $q_{ap} = [q_{apt}^T \ q_{apr}^T]^T = [u \ v \ w \ \theta_u \ \theta_v \ \theta_w] \in \mathbb{R}^6$ est quant à lui dédié aux déplacements de la plaque active actionnée. Le vecteur d'erreur de pointage $p = [\theta_a \ \theta_b]^T$ contient les

déplacements rotatifs de la structure principale du satellite autour des axes \hat{a} et \hat{b} . Les matrices M , C , G , K , F , S représentent respectivement les matrices de masses, d'amortissement, gyroscopique, de raideur, d'entrées et de sorties du système incertain. Les expressions précises de ces dernières peuvent se trouver dans [Pre18]. La vitesse de rotation de la roue $\Omega(t)$ et son accélération $\dot{\Omega}(t)$ pour la mission considérée sont supposées être bornées, *i.e.* :

$$\Omega(t) \in \Omega = [10,50] \text{ Hz} \quad , \quad |\dot{\Omega}(t)| \leq \dot{\Omega}_{max} = 0.01 \text{ Hz/s} \quad \forall t \geq 0 \quad (3.100)$$

Le vecteur de perturbations ramenées en forces et en couples u_w peut s'exprimer dans le repère de la roue inertielle comme suit

$$u_w = [F_x \ F_y \ | \ T_x \ T_y]^T = \underbrace{[F_{x4} \ F_{y4} \ | \ T_{x4} \ T_{y4}]^T}_{u_{bn}} + \sum_{i=1}^N \underbrace{[F_{i4}^x \ F_{i4}^y \ | \ T_{i4}^x \ T_{i4}^y]^T}_{u_i} \quad (3.101)$$

où $u_{bn} \in \mathfrak{R}^4$ représente un bruit stochastique à large bande et u_i est la somme des N perturbations harmoniques données par

$$\begin{aligned} F_i^x(t) &= a_i^f \Omega^2 \sin(h_i \Omega t + \phi_i^f) & T_i^x(t) &= -a_i^t \Omega^2 \cos(h_i \Omega t + \phi_i^t) \\ F_i^y(t) &= a_i^f \Omega^2 \cos(h_i \Omega t + \phi_i^f) & T_i^y(t) &= a_i^t \Omega^2 \sin(h_i \Omega t + \phi_i^t) \end{aligned} \quad (3.102)$$

avec h_i qui est le numéro de l'harmonique. a_i^f , a_i^t correspondent aux amplitudes des harmoniques et ϕ_i^f , ϕ_i^t sont les angles du déphasage associés. Pour la principale perturbation harmonique due à une asymétrie coplanaire, la relation suivante est retenue [PCH18] :

$$h_1 = 1 \quad a_1^f = m_s l_{rw} \quad a_1^t = m_d l_{rw} l_{hrw} \quad \phi_1^f = \phi_1^t. \quad (3.103)$$

Tous les coefficients des harmoniques a_i^f , a_i^t , ϕ_i^f , ϕ_i^t et le modèle stochastique $u_{bn} \in \mathfrak{R}^4$ ont été obtenus à partir de jeux de données expérimentales. Le vecteur $y_s \in \mathfrak{R}^6$ de l'équation (3.99) représente quant à lui les forces $f_s = [F_{su} \ F_{sv} \ F_{sw}]^T$ et les couples $t_s = [T_{su} \ T_{sv} \ T_{sw}]^T$ élastiques générées par les isolateurs (solution passive), *i.e.*

$$y_s = [F_{su} \ F_{sv} \ F_{sw} \ T_{su} \ T_{sv} \ T_{sw}]^T = [f_s^T \ t_s^T]^T = K_s q_{\Delta s} + C_s \dot{q}_{\Delta s} \quad (3.104)$$

où $K_s = \text{diag}(k_u \ k_v \ k_w \ k_{\theta u} \ k_{\theta v} \ k_{\theta w})$ et $C_s = \text{diag}(c_u \ c_v \ c_w \ c_{\theta u} \ c_{\theta v} \ c_{\theta w})$ représentent les matrices de raideur et d'amortissement. Ces matrices dépendent des caractéristiques physique et de la topologie des isolateurs passifs et peuvent être expérimentalement identifiées. $q_{\Delta s}$ représente la distance relative entre la structure du satellite et la plaque active. Finalement, le vecteur des forces et des moments $u_s = [f_{as}^T \ t_{as}^T]^T$ généré par les actionneur et appliqué à la plaque active, est obtenu en employant une méthode similaire à y_s [Pre18]. Le modèle (3.99) peut maintenant se reformuler par la représentation d'état multi-entrées / multi-sorties suivante

$$G(\Omega) = \left(\begin{array}{cc|c} 0 & I & 0 \\ -M^{-1}K & -M^{-1}(C + \Omega G) & M^{-1}F \\ \hline & S & 0 \end{array} \right) \text{ avec } \begin{bmatrix} P \\ y_s \end{bmatrix} = G(\Omega) \begin{bmatrix} u_w \\ u_s \end{bmatrix} \quad (3.105)$$

où la notation $\left(\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & D \end{array} \right)$ correspond à la transmittance suivante : $C(s - A)^{-1} B + D$.

Puisque la vitesse de la roue inertielle est considérée comme étant variante dans le temps et que les matrices de (3.105) sont une combinaison de paramètres incertains, le

système $G(\Omega)$ appartient à la famille des systèmes linéaires à paramètres variants (l'acronyme LPV pour *Linear Parameter Varying* sera utilisé dans la suite du manuscrit) dans le temps incertains, séquencés par la vitesse de rotation $\Omega(t)$. Dans ce cas, $G(\Omega)$ peut se reformuler comme un système LTI fixe normalisé \hat{G} couplé à un bloc structuré par le paramètre variant dans le temps et les incertitudes, *i.e.*

$$G(\Omega) = F_u \left(\hat{G}, \begin{bmatrix} \Omega I_2 & \\ & \Delta_G \end{bmatrix} \right) \text{ avec } \Delta_G \in \underline{\Delta}_G = \left\{ (\delta \cdot I_{n_s}) : \delta \in \mathfrak{R}, |\delta| \leq 1 \right\} \subset \mathfrak{R}^{39 \times 39} \quad (3.106)$$

où F_u représente la représentation LFT haute et Δ_G combine tous les paramètres incertains normalisés. Le schéma de la figure 3.39 permet d'apprécier le passage de (3.99) à la formulation LFT de (3.106).

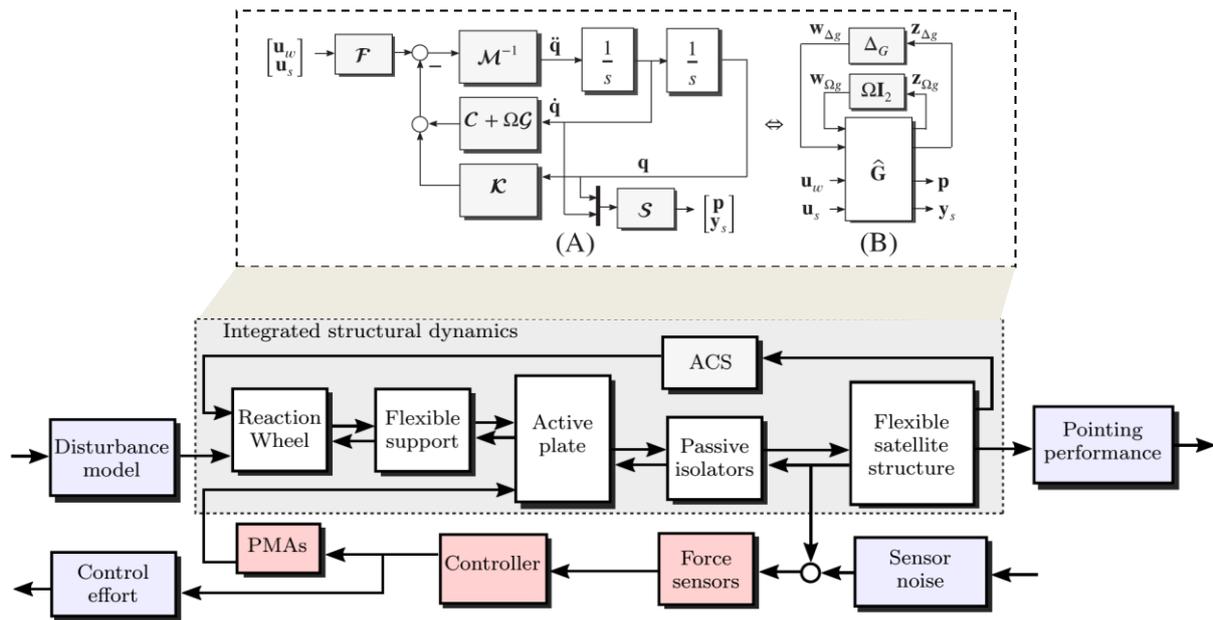


Figure 3.39 – Schéma fonctionnel du système avec la représentation LFT associée aux dynamiques structurelles

Pour mettre en avant les effets gyroscopiques et ceux des modes flexibles sur le système mécanique, la figure 3.40 montre les valeurs singulières [PFD88] des perturbations engendrées par la roue inertielle u_w vers une des erreurs de pointage du satellite $p(1) = \theta_a$ et pour différentes vitesses Ω . Les effets des structures flexibles sont caractérisés par 4 modes flexibles à 0.8, 2, 35 et 140 Hz. La classe des élastomères utilisés pour les isolateurs passifs introduit une décroissance de 20 dB/dec à partir de leur fréquence de résonance. Les effets en haute fréquence sont dûs à l'utilisation du roulement à billes. La solution active devra se focaliser sur la bande fréquentielle [5-55 Hz] correspondant à l'intervalle fréquentiel où l'harmonique principale de la roue inertielle concentre le plus d'énergie (et le plus de vibrations dans notre cas d'étude).

Pour pouvoir passer à la synthèse d'une loi de commande, il est nécessaire d'augmenter le système $G(\Omega)$ défini en (3.106) par les modèles liés aux 6 actionneurs et au 4 capteurs. Le modèle $y = Ny_s - n$ est utilisé pour le bloc de mesure. Le modèle N peut se

ramener sous la forme $N = F_u(N^+, \Delta_n)$ où une description de N^+ et Δ_n sont données dans [PCH17]. Ce modèle permet de modéliser l'incertitude présente sur le placement des capteurs sur la structure du satellite et le bruit de mesure n . Enfin, le modèle des actionneurs peut également se mettre sous la forme d'une LFT, *i.e.* $H = F_u(H_{pma}, \Delta_{pma})$, $\Delta_{pma} \in \mathfrak{R}^{42 \times 42}$. Cette modélisation détaillée dans [PCH17] permet de prendre en compte les trois lots d'actionneurs orientés entre eux perpendiculairement, sans oublier leur retard et l'amplitude de saturation maximale de chacun. En couplant le modèle LFT du système (3.106) aux modèles LFT du bloc de mesure et du bloc actionneur (voir figure 3.41), le modèle LFT de l'ensemble de la plateforme présente donc un bloc d'incertitude $\Delta_{real} \in \mathfrak{R}^{84 \times 84}$ organisé comme suit :

$$\Delta_{real} = \text{diag}(\Delta_G, \Delta_n, \Delta_{pma}) \tag{3.107}$$

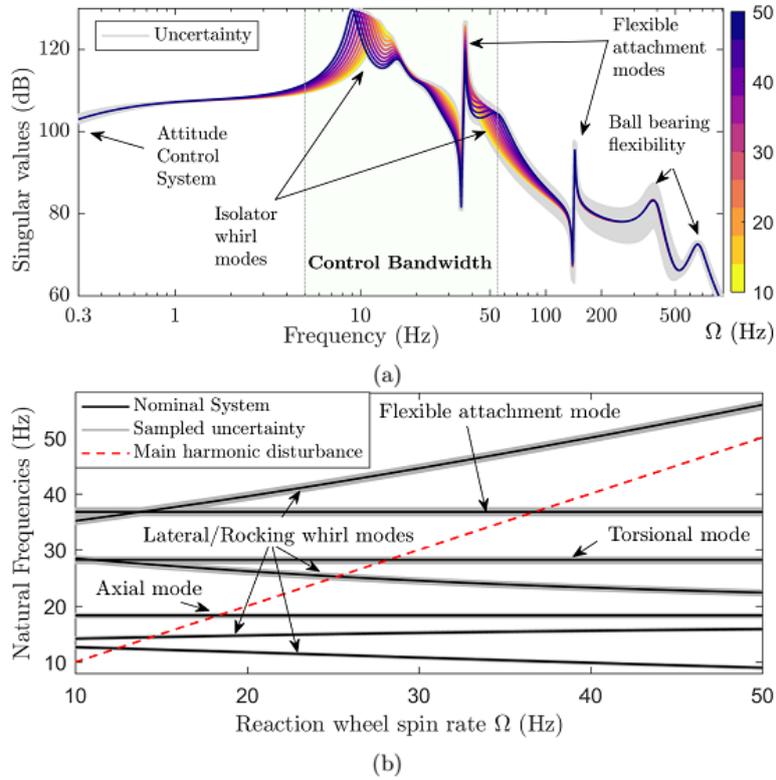


Figure 3.40 – Pour différentes vitesses Ω : (a) Valeurs singulières de u_w vers $p(1)$, (b) modes fréquentiels de la structure

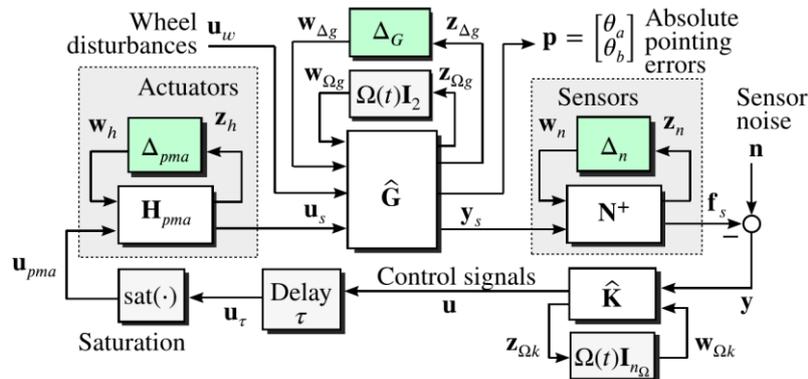


Figure 3.41 – Modélisation LFT complète de la plateforme satellitaire

3.5.2. Synthèse d'un correcteur

Après avoir fait un lourd travail de modélisation de la plateforme satellitaire, la seconde étape du travail de Valentin PREDA s'est portée sur la synthèse de la stratégie de commande active, qui vient en complément des isolateurs en élastomère. Plus précisément, on va chercher à garantir des objectifs de stabilité robuste et de performances robustes sur l'ensemble de l'intervalle de vitesse de rotation de la roue $\Omega(t)$, voir l'équation (3.100). Pour ce faire, un correcteur LPV $K(\Omega(t))$ va être synthétisé. De part sa dépendance affichée en $\Omega(t)$, il sera séquencé par cette vitesse de rotation et peut se définir sous la forme LFT suivante $K(\Omega) = F_l(\hat{K}, \Omega(t)I_{n_\Omega})$. Il permet de générer le signal de commande $u \in \mathfrak{R}^6$ à appliquer aux actionneurs, à partir des mesures $y \in \mathfrak{R}^{12}$ polluées par un bruit de mesure $n \in \mathfrak{R}^{12}$.

Spécifications de commande à satisfaire

Les spécifications de commande attendues vont être séparées en deux critères distincts **R3.1** et **R3.2** :

R3.1 : La stabilité robuste. La stabilité de la boucle fermée doit être garantie pour toutes les incertitudes paramétriques considérées, les retards et les contraintes de saturation des actionneurs pour garantir la fiabilité attendue par une plateforme technologique spatiale.

R3.2 : La performance robuste. L'objectif de performance prioritaire vise à réduire les micro-vibrations de la roue inertielle et à garantir que l'amplitude des densités spectrales des erreurs de pointage relatives (RPEs) du satellite soit en dessous de $\varepsilon_{\max} = 0.65 \text{mas} / \sqrt{\text{Hz}}$. Ce niveau de précision doit être atteint sans mettre en péril la durée de vie des actionneurs sur la durée initiale de la mission spatiale, *i.e.* l'amplitude des densités spectrales du signal de commande doit être inférieure à $u_{\max} = 1V / \sqrt{\text{Hz}}$. Ces deux objectifs doivent être tenus malgré la présence d'incertitudes paramétriques, de retards variants $\tau \in [0, \tau_{\max}]$ avec $\tau_{\max} = 1\text{ms}$ et de saturations.

Formulation du problème de synthèse dans un contexte H_∞/μ

Le problème de synthèse est maintenant formulé dans un contexte H_∞/μ [PFD88, Ap11, ADN15]. Le lecteur intéressé pourra se référer à [PCH18] pour avoir la procédure détaillée. Ici, seules les grandes lignes liées à la formulation du problème sont données.

Réduction du bloc d'incertitudes :

Afin de diminuer le traitement calculatoire pour l'obtention d'un correcteur, de nouveaux blocs d'incertitudes complexes sont introduits et agrégés dans :

$$\Delta = (\Delta_u, \Delta_y, \Delta_a) \in \underline{\Delta} \quad \text{avec} \quad \underline{\Delta} = \{\text{diag}(\delta_i) : \delta_i \in \mathbb{C}, |\delta_i| \leq 1, i = 1, \dots, 54\} \quad (3.108)$$

Ce nouvel ensemble d'incertitudes complexes de dimension 54 est utilisé pour fournir une approximation de dimension réduite de l'ensemble Δ_{real} défini en (3.107). Il permet aussi de couvrir les pires situations causées par les effets des saturations d'actionneurs et de leurs

retards. Ce nouveau bloc d'incertitudes est, avec l'ajout de fonctions de pondérations, ajouté à la structure du schéma de la figure 3.41 pour converger vers la figure 3.42. Les pondérations ajoutées pour contraindre les différents transferts de la boucle fermée sont de trois types : *i*) des pondérations d'entrées W_n et $W_d(\Omega) = W_1(\Omega)W_{bn}$ qui sont utilisées pour mettre à l'échelle les signaux de perturbations et coller aux modèles de ces dernières, dont le bruit de mesure n , *ii*) les pondérations de performances $W_p = W_{pmax}W_{RPE}$ et W_u utilisées pour contraindre les bornes supérieures des spectres de l'erreur de pointage et du signal de commande appliqué aux actionneurs, et *iii*) les pondérations $W_{\Delta u}$, $W_{\Delta y}$, $W_{\Delta l}$ et $W_{\Delta r}$ utilisées pour mettre à l'échelle les blocs d'incertitudes complexes.

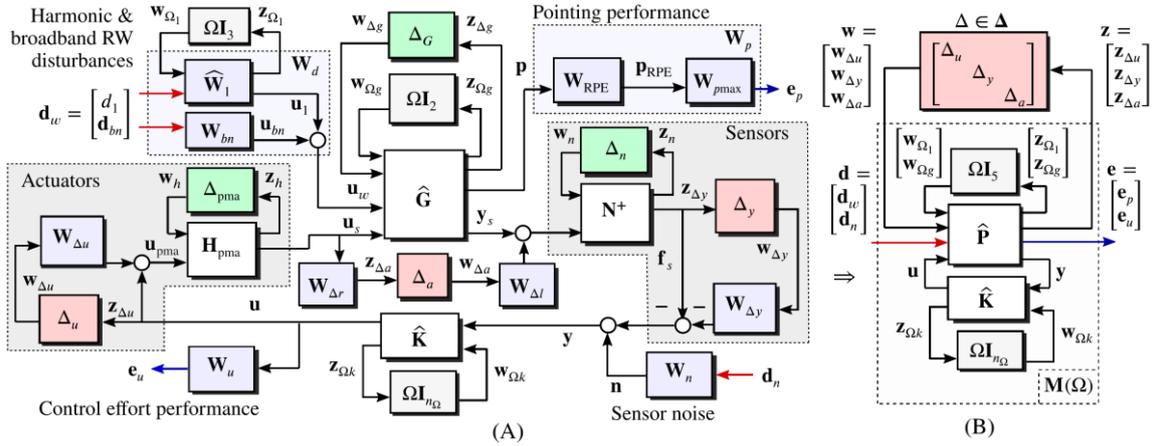


Figure 3.42 – Diagramme du système en boucle fermée pondéré

Soient $w = [w_{\Delta u} \quad w_{\Delta y} \quad w_{\Delta a}]^T$ et $z = [z_{\Delta u} \quad z_{\Delta y} \quad z_{\Delta a}]^T$, les signaux permettant de se connecter au bloc d'incertitude (3.108). Soit $d = [d_1 \quad d_{bn} \quad | \quad d_n]^T = [d_w \quad | \quad d_n]^T$, le vecteur de perturbations et $e = [e_p \quad | \quad e_u]^T$ le vecteur de performances. On considérant que $u = K(\Omega)y$, il est montré dans [PCH18] que l'on peut extraire de la figure 3.42, les fonctions de sensibilités suivantes $S_i(\Omega) = [I + K(\Omega)G_{yu}(\Omega)]^{-1}$, $T_i(\Omega) = I - S_i(\Omega)$, $S_o(\Omega) = [I + G_{yu}(\Omega)K(\Omega)]^{-1}$ et $T_o(\Omega) = I - S_o(\Omega)$. La matrice d'interconnection de la boucle fermée de la figure 3.42 est alors donnée par

$$\begin{bmatrix} z_{\Delta u} \\ z_{\Delta y} \\ z_{\Delta a} \\ e_p \\ e_u \end{bmatrix} = \text{diag} \begin{pmatrix} I \\ I \\ W_{\Delta r} H \\ W_p \\ W_u \end{pmatrix} \begin{bmatrix} -T_i & S_i K & S_i K & -S_i K G_{yd} & S_i K \\ G_{yu} S_i & T_o & T_o & S_o G_{yd} & T_o \\ -T_i & S_i K & S_i K & -S_i K G_{yd} & S_i K \\ G_{pu} S_i & G_{pu} S_i K & G_{pu} S_i K & G_{pd} - G_{pu} S_i K G_{yd} & G_{pu} S_i K \\ -T_i & S_i K & S_i K & -S_i K G_{yd} & S_i K \end{bmatrix} \text{diag} \begin{pmatrix} W_{\Delta u} \\ W_{\Delta y} \\ N W_{\Delta l} \\ W_d \\ W_l \end{pmatrix} \begin{bmatrix} w_{\Delta u} \\ w_{\Delta y} \\ w_{\Delta a} \\ d_w \\ d_n \end{bmatrix} \quad (3.109)$$

$M(\Omega) = F_l(P(\Omega), K(\Omega))$

où la dépendance en Ω a été omise pour ne pas nuire à la lisibilité et :

$$F_l(P(\Omega), K(\Omega)) = M(\Omega) = \begin{bmatrix} M_{w \rightarrow z}(\Omega) & M_{d \rightarrow z}(\Omega) \\ M_{w \rightarrow e}(\Omega) & M_{d \rightarrow e}(\Omega) \end{bmatrix} \quad (3.110)$$

Avant de procéder à la sélection des matrices de pondérations, on va de nouveau réduire la dimension du problème de synthèse en cherchant un modèle réduit du système G sur la bande de fréquence où la plaque active s'actionnera pour atténuer les micro-vibrations.

Réduction de l'ordre du système G :

Cette pratique est bien connue de la théorie H_∞/μ et vise seulement à réduire les difficultés numériques que l'on peut rencontrer en se focalisant sur la bande fréquentielle 5-55 Hz sur laquelle on a fixé les objectifs de commande. A partir de la procédure donnée dans [PCH18], le modèle d'ordre réduit est donné par :

$$F_u \left(\hat{G}_r, \begin{bmatrix} \Omega_2 \\ \Omega_1 \end{bmatrix} \right)_{G_r(\Omega)} = \left(\begin{array}{cc|c} 0 & I & 0 \\ \hline -M_r^{-1}K_r & -M_r^{-1}(C_r + \Omega G_r) & M_r^{-1}F_r \\ \hline & S & 0 \end{array} \right); \begin{array}{l} M_r = \Phi_r^T M \Phi_r \\ G_r = \Phi_r^T G \Phi_r \\ F_r = \Phi_r^T F \end{array} \quad \begin{array}{l} C_r = \Phi_r^T C \Phi_r \\ K_r = \Phi_r^T K \Phi_r \\ S_r = S(\Phi_r, \Phi_r) \end{array} \quad (3.111)$$

Le modèle ainsi obtenu permet de réduire l'ordre 44 du système (3.105) à un système d'ordre 14 pour $G_r(\Omega)$. Pour quantifier les erreurs de modélisation introduit par cette réduction, soit $a_{ij} \in \mathfrak{R}; i, j \in \{1, K, 6\}$ les bornes supérieures des erreurs additives entre G et G_r définies par :

$$\sup_{\Delta \in \Delta_G, \Omega \in \Omega} [(G(\Omega) - G_r(\Omega))_{u_s(i) \rightarrow y_s(j)}] \leq a_{ij} \quad ; \quad i, j \in \{1, K, 6\} \quad (3.112)$$

La figure 3.43 compare le modèle réduit à celui obtenu en (3.105). On peut constater que sur la bande de fréquence 5-55 Hz, on a une erreur inférieure à 0.1.

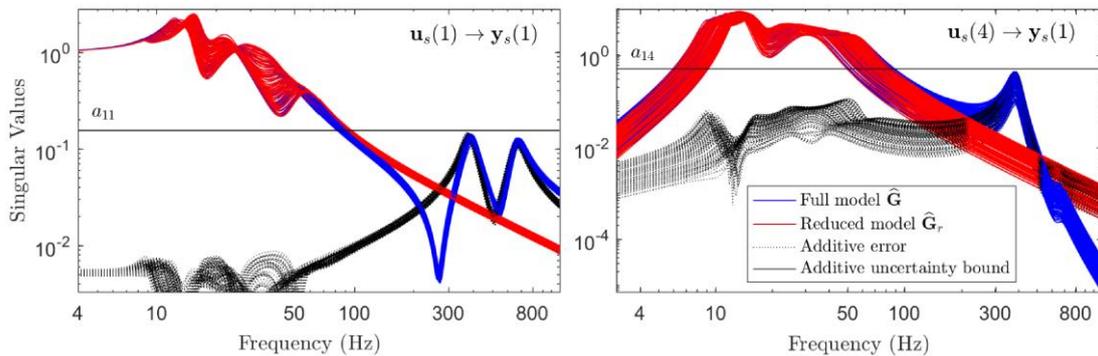


Figure 3.43 – Valeurs singulières de modèle nominal VS modèle réduit

Sélection des fonctions de pondérations :

Dans ce travail, il avait été demandé de fournir un protocole de réglage systématique des fonctions de pondérations. Dans cette optique, un effort particulier a été fait dans la section 3.3.3 du chapitre 3 de [Pre18] et la section 3.3 de [PCH18]. Pour rester raisonnable sur le développement de ce travail, ce protocole ne sera pas donné en détail ici. Merci de se référer aux travaux susmentionnés pour de plus amples explications.

Structure du correcteur LPV proposé

Pour faciliter l'embarquabilité du correcteur LPV, la structure du correcteur est choisie pour avoir la dépendance affine en Ω suivante

$$K(\Omega) = K_{out} \tilde{K}(\Omega) K_{in} \quad \text{où} \quad \tilde{K}(\Omega) = F_l \left(\begin{array}{cc|c} A_0 & B_0 & A_\Delta \\ \hline C_0 & D_0 & B_\Delta \\ \hline C_\Delta & D_\Delta & 0 \end{array}, \Omega I_{n_\Omega} \right) = \begin{pmatrix} A_0 + \Omega A_1 & B_0 + \Omega B_1 \\ C_0 + \Omega C_1 & D_0 + \Omega D_1 \end{pmatrix} \quad (3.113)$$

où $A_1 = A_\Delta C_\Delta$, $B_1 = A_\Delta D_\Delta$, $C_1 = B_\Delta C_\Delta$ et $D_1 = B_\Delta D_\Delta$. Le système $\tilde{K}(\Omega)$ d'ordre n_K forme la partie LPV du correcteur $K(\Omega)$ et la taille n_Ω du bloc de séquencement ΩI_{n_Ω} donne le rang maximal des matrices A_1 , B_1 , C_1 et D_1 dans la description affine de (3.113). La matrice fixe $K_{in} = X_y N^+ \in \mathfrak{R}^{2 \times 12}$ joue le rôle de fusion des données capteurs où N est donné dans [PCH17] et $X_y = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 3} & I_2 & 0_{2 \times 1} \end{bmatrix}$. En absence de bruit de mesure et d'incertitude sur le placement des capteurs, le vecteur réduit $y_k = K_{in} y \in \mathfrak{R}^2$ représente une reconstruction des couples $\begin{bmatrix} T_{su} & T_{sv} \end{bmatrix}$ du vecteur y_s . Dans la même idée, le bloc d'allocation $K_{out} = B^+ X_u \in \mathfrak{R}^{6 \times 4}$ contient la pseudo inverse de la matrice de projection en force des actionneurs [PCH17] et :

$$X_u = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} I_2 \\ 0_{1 \times 2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} I_2 \\ 0_{1 \times 2} \end{bmatrix} \right)$$

Dans ce cas, le signal de commande appliqué aux actionneurs est $u = K_{out} u_k$ où le vecteur de commande réduit $u_k \in \mathfrak{R}^4$ peut être vu comme les valeurs de consigne des composantes $\begin{bmatrix} F_{asu} & F_{asv} & T_{asu} & T_{asv} \end{bmatrix}$ du vecteur de forces et de couples généré par les actionneurs qui sont appliquées à la structure du satellite.

Procédure de synthèse

Après la définition des fonctions de pondérations, le problème revient à synthétiser le régulateur $K(\Omega) = K_{out} \tilde{K}(\Omega) K_{in} \in \mathbf{K}$ qui assure un bon compromis entre la robustesse et le niveau de performance. Dans cette étude, \mathbf{K} représente un ensemble de correcteur LPV d'ordre réduit possédant la structure donnée en (3.113). La synthèse du correcteur est obtenue en résolvant le problème d'optimisation multi-critères suivant

$$\begin{aligned} \underset{K(\Omega) \in \mathbf{K},}{\text{minimize}} \quad & \gamma \text{ s.t.} \\ \mathcal{D}_i, \mathcal{D}_1, \mathcal{K}, \mathcal{D}_8 \in \mathcal{D} \quad & \gamma_{MC}(\Omega) = \left\| \text{diag} \left(\begin{bmatrix} \mathcal{D}_i \sqrt{\varepsilon} & \\ & X_i \end{bmatrix} M(\Omega) \begin{bmatrix} \sqrt{\varepsilon} \mathcal{D}_i^{-1} & \\ & I \end{bmatrix} \right) \right\|_{\lambda_2} < \gamma, \quad \forall \Omega \in \Omega \\ & \left\| \mathcal{D}_s M_{w \rightarrow z}(\Omega) \mathcal{D}_s^{-1} \right\|_{\lambda_2} < 1/\nu \end{aligned} \quad (3.114)$$

où $M(\Omega) = F_l(P(\Omega), K(\Omega))$ est défini en (3.110). $X_i = \begin{bmatrix} 0_{1 \times (i-1)} & 1 & 0_{1 \times (8-i)} \end{bmatrix}$, $i \in \{1, \mathcal{K}, 8\}$ car le vecteur de performance $e = \begin{bmatrix} e_p^T & | & e_u^T \end{bmatrix}^T \in \mathfrak{R}^8$ avec $e_p \in \mathfrak{R}^2$ et $e_u \in \mathfrak{R}^6$. Afin d'être compatible avec le bloc d'incertitudes défini en (3.108), la structure des variables D -scales est choisie comme suit : $\mathcal{D} := \{ \text{diag}(d_i) : d_i \in \mathfrak{R}, d_i > 0, i = \{1, \dots, 54\} \}$. La contrainte $\left\| \mathcal{D}_s M_{w \rightarrow z}(\Omega) \mathcal{D}_s^{-1} \right\|_{\lambda_2} < 1/\nu$ permet de garantir que la loi de commande synthétisée sera une solution stabilisante pour toutes les incertitudes de Δ , $\|\Delta\|_{\lambda_2} < \nu$ et $\forall \Omega \in \Omega$. Les contraintes contenant les \mathcal{D}_i sont utilisées pour garantir les spécifications en performances robustes. Plus précisément, pour une variable fixe $\varepsilon \in [0,1]$, les contraintes fixent des bornes supérieures sur les transferts $\|d \rightarrow e(i)\|_{\lambda_2} < \gamma$, pour toutes les incertitudes Δ , $\|\Delta\|_{\lambda_2} < \varepsilon/\gamma$. Le paramètre $\varepsilon \in [0,1]$ est introduit pour gérer le compromis entre robustesse et le niveau de performance obtenu : les plus grandes valeurs forcent le problème de minimisation à considérer de larges niveaux d'incertitudes. Le problème donné en (3.114) est connu sous le nom de problème *NP-hard*, même lorsque l'on fixe la vitesse de rotation Ω . Il est habituellement traité par la procédure dite de *DK-iteration*. Pour éviter l'inconvénient d'un correcteur à grand ordre rendant son implémentation délicate, les techniques H_∞ non lisse [Ap11, ADN15] sont utilisées pour contraindre la synthèse à la structure de $K(\Omega)$ donné par (3.113). On a :

Etape 1 : Le problème de minimisation originel donné en (3.114) est reformulé plus simplement par le mono-critère d'optimisation suivant

$$\underset{K(\Omega) \in \mathcal{K}, D \in \mathcal{D}}{\text{minimize}} \gamma \text{ s.t. } \gamma_{sc}(\Omega) = \left\| \begin{bmatrix} D\sqrt{\varepsilon} & \\ & I \end{bmatrix} M(\Omega) \begin{bmatrix} \sqrt{\varepsilon}D^{-1} & \\ & I \end{bmatrix} \right\|_{\lambda_2} < \gamma \text{ pour } \forall \Omega \in \Omega \quad (3.115)$$

au prix d'un degré de conservatisme accrue. Pour des valeurs fixes de D , ε et Ω , le problème de minimization précédent peut être résolu en utilisant les outils classiques de la théorie H_∞ . Un correcteur non structuré du même ordre que le modèle augmenté $P(\Omega)$ sera alors obtenu. Les performances obtenues pour un tel correcteur optimal par point seront pris en compte pour évaluer la dégradation de la solution basée sur le correcteur LPV structuré d'ordre réduit obtenu en utilisant les techniques H_∞ non lisses [PCH18].

Etape 2 : Pour gérer le compromis entre les objectifs de robustesse et de performance, le problème d'optimisation (3.115) est résolu pour différentes valeurs de $\varepsilon \in [0,1]$ avec les outils de la théorie H_∞ non lisse sur un cadrillage dense de 50 différentes vitesses de rotation Ω . Les variables de décision sont les matrices du correcteur $A_0 \in \mathbb{R}^{n_K \times n_K}$, $B_0 \in \mathbb{R}^{n_K \times 2}$, $C_0 \in \mathbb{R}^{4 \times n_K}$, $C_\Delta \in \mathbb{R}^{n_\Omega \times n_K}$, $D_\Delta \in \mathbb{R}^{n_\Omega \times 2}$ et $D \in \mathcal{D}$. Les ordres n_K et n_Ω sont utilisés comme des degrés de liberté pour gérer la complexité de la loi de commande : on les augmente pas à pas jusqu'à ce que l'on n'observe plus d'amélioration significative de γ . Ici, ils ont été fixés à $n_K = 6$ et $n_\Omega = 2$. Une famille de correcteur est donc synthétisée.

Etape 3 : La contrainte dure additionnelle $\|D_s M_{w \rightarrow z}(\Omega) D_s^{-1}\|_{\lambda_2} < 1/\nu$ est maintenant rajoutée au problème (3.115) et l'étape 2 est rejouée pour différentes valeurs de $\nu \in [0,1]$. Cette astuce permettra de garantir la stabilité robuste de la boucle fermée.

Etape 4 : Pour chaque valeur de $\nu \in [0,1]$ et $\varepsilon \in [0,1]$, les matrices du correcteur et les D -scales obtenues aux étapes précédentes sont utilisées pour initialiser et résoudre le problème complet (3.114). Comparé à l'étape précédente, les spécifications de performance robuste sont maintenant imposées séparément sur les 8 sous-ensembles des canaux des signaux objectivés en utilisant différentes D -scales. Comme le problème d'optimisation gagne en degrés de liberté, les résultats obtenus seront moins conservateurs et une amélioration est garantie.

Les résultats obtenus à la fin de l'étape 4 sont montrés sur la figure 3.44. Chaque point couvre le domaine $\nu, \varepsilon \in [0,1]$ avec l'indicateur de performance γ associé. Deux de ces contrôleurs sont mis en avant et seront sélectionnés pour les analyses menées dans la section suivante. Le correcteur $K_{performances}$ fait ressortir le niveau de performance par rapport au niveau de robustesse ($\varepsilon = 0.01\%$, $\nu = 25\%$) pour converger vers un indicateur de performance $\gamma = 0.376$. Le second correcteur

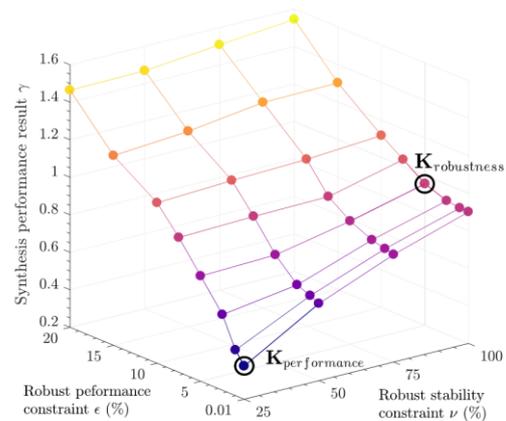


Figure 3.44 – Famille des correcteurs synthétisés en fonction de γ , ε et ν

$K_{robustness}$ correspond à la solution présentant le plus haut niveau de robustesse, tout en garantissant les spécifications de commande **R3.2**. L'indicateur $\gamma = 0.955$ pour $\varepsilon = 5\%$ et $\nu = 100\%$.

3.5.3. Analyse de stabilité et du niveau de performance

La dernière étape du travail réalisé dans le cadre du co-encadrement de la thèse de Valentin PREDA visait à valider numériquement la plateforme satellitaire modélisée dans la section 3.5.1 et commandée par la solution de la section 3.5.2. Cette dernière étape nous permettra d'identifier les imperfections dimensionnantes pouvant mettre à mal les objectifs de commande et, si nécessaire, revoir la position et/ou les caractéristiques de certains instruments avant la production d'un nouveau prototype satellitaire pour des missions d'observation terrestre. Avant toute chose, il est important de mentionner que les différentes analyses qui vont être menées prendront en compte le système réel d'ordre 44 donné par (3.105), et non le modèle réduit (3.111) qui a juste été utilisé pour la synthèse du correcteur LPV.

Niveau de performance nominal

Le niveau de performance nominal de la solution proposée va être évalué pour le correcteur LPV $K_{robustness}$ de la figure 3.44. Ce correcteur a été retenu puisque c'est celui qui a l'indicateur de performance le plus proche de 1, soulignant un juste respect des spécifications de commande attendues. Le terme nominal prend son sens dans le fait que les blocs d'incertitudes Δ_\bullet de la figure 3.42 sont fixés à 0. Les valeurs singulières sont alors calculées pour les transferts des perturbations normalisées $d = [d_w \ d_n]^T$ vers les erreurs de pointage $p = [\theta_a \ \theta_b]^T$ et les signaux de commande délivrés aux actionneurs u . Ces valeurs singulières sont données sur la figure 3.45 pour différentes vitesses de rotation Ω en boucle ouverte (pas de solution active) et en boucle fermée (la solution proposée est active).

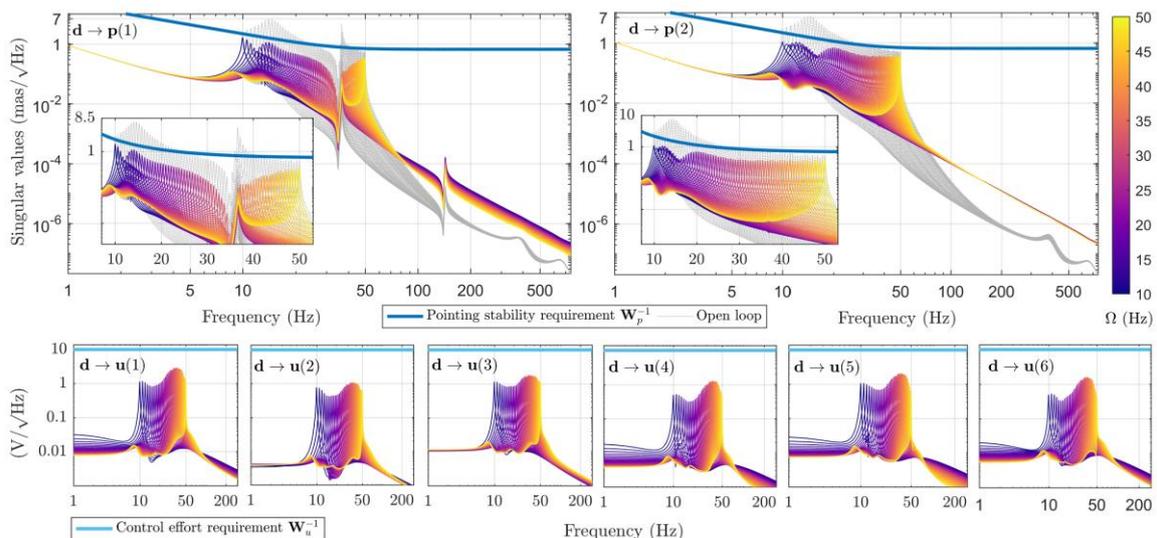


Figure 3.45 – Valeurs singulières des transferts des perturbations vers les erreurs de pointages et les signaux de commande pour différentes valeurs de Ω

A partir de la figure 3.45, on peut constater que les valeurs singulières de la boucle fermée restent en dessous des spécifications imposées par les pondérations (correspondant aux

courbes bleues sur la partie du haut des différentes figures de la figure 3.45). Pour chaque valeur de Ω , on observe un pic fréquentiel autour du principal harmonique de la perturbation. Les pics apparaissant autour de 15 Hz et 37 Hz sont dus aux interactions entre le principal harmonique des modes flexibles des isolateurs en élastomère et les perturbations causées par la structure flexible attachée au satellite. En s'intéressant plus particulièrement aux résultats sur les erreurs de pointage, on constate que la solution bouclée présente une légère amplification du spectre fréquentiel dans les hautes fréquences. Pour comprendre ce phénomène, on va s'intéresser aux transferts entre les différentes composantes de $d = [d_1 \ d_{bn}^T \ | \ d_n^T]^T$ et les différentes composantes de p . La figure 3.46 montre un résultat qui va dans ce sens. A partir de cette figure, il est évident que la contribution la plus importante en haute fréquence provient du bruit de mesure d_n et que les pics fréquentiels observés entre [5 – 55] Hz sont principalement dus à l'harmonique principal de la vitesse de rotation de la roue inertielle. Le niveau de performance nominal peut également se mesurer en terme du gain λ_2 du transfert de $d \rightarrow e$ vers chaque signaux objectifs pondérés. Le diagramme de droite de la figure 3.46 montrent les gains obtenus en boucle ouverte (pas de solution active) et en boucle fermée (la solution proposée est active). Par exemple, à $\Omega = 37\text{Hz}$, on peut constater une diminution de 25 dB de l'amplitude du spectre.

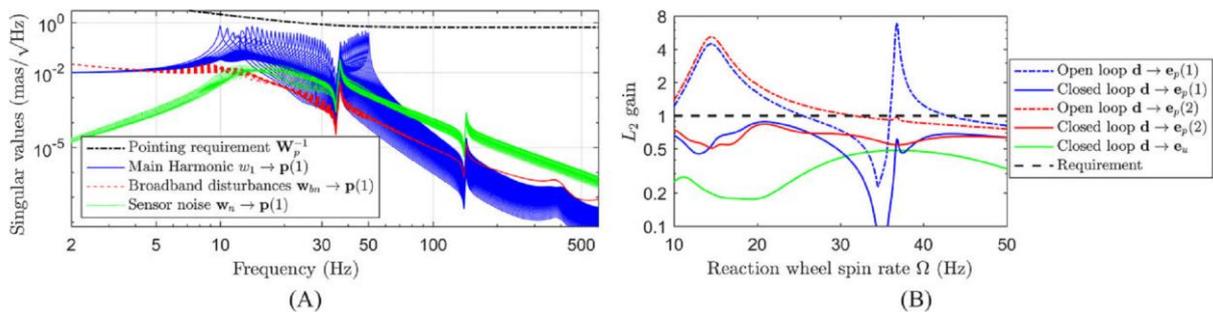


Figure 3.46 – (A) Pour différentes vitesses Ω , contributions des perturbations sur l'erreur de pointage, (B) gains λ_2 du transfert de $d \rightarrow e$ vers chaque signaux objectifs pondérés

Stabilité et performance robuste

Sous l'hypothèse réaliste que la vitesse de rotation de la roue inertielle Ω varie lentement, il est possible d'utiliser la théorie de la μ -analyse [PFD88] pour garantir la robustesse et le niveau de performance pour tout Δ_* . Cette analyse ne sera pas détaillée ici. Le lecteur intéressé peut se référer à [PCH18] pour plus de détails. Dans cette section, on va plutôt s'attarder à la *post* analyse à partir de la théorie des IQCs [MR97] (acronyme anglo-saxon pour *Integral Quadratic Constraints*). En plus des blocs d'incertitudes Δ_* , cette approche permet de prendre en compte des contraintes additionnelles comme des perturbations linéaires à temps variants, les retards et des non-linéarités. Pour faciliter l'utilisation des IQCs, des *toolboxes* ont été développées sous Matlab [KSF08, HSP15, MKJR04]. La flexibilité du cadre théorique des IQCs est exploitée ici pour évaluer la stabilité robuste et fournir des indices sur le pire niveau de performance observé pour une variation dans le temps de Ω , des retards variants dans le temps et des effets de saturation des actionneurs. Par conséquent, ce degré

d'incertitude introduit par le retard et les blocs de saturation sont incorporés dans un modèle augmenté basé, comme le montre la figure 3.47, sur les deux blocs suivants :

$$\Delta_\tau(t) = \left[\left(\mathbf{D}_{\tau_i(t)} - 1 \right) \frac{1}{s} \right]; \tau_i(t) \in [0, \tau_{max}]$$

$$\mathbf{D}_{\tau_i(t)} := \left\{ \mathbf{D}_{\tau_i(t)} : \lambda_2 \rightarrow \lambda_2, \mathbf{D}_{\tau_i(t)}(\xi(t)) = \xi(t - \tau_i(t)) \right\} \text{ et } \Delta_{sat}(t) = \text{diag}[\sigma_i(t)]$$

pour $i \in \{1, K, 6\}$ $\sigma_i(t) \in [0, \sigma_{max}]$ (3.116)

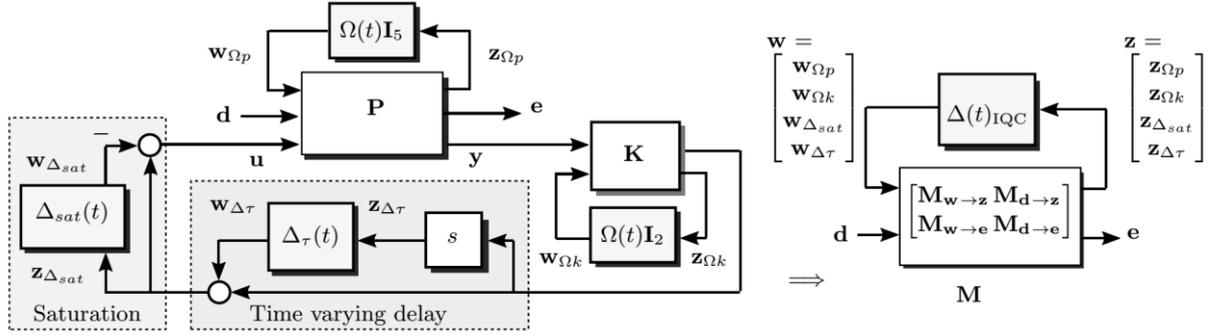


Figure 3.47 – Formulation du problème pour l'utilisation des IQCs

L'opérateur $\Delta_\tau(t)$ permet de prendre en compte les six différents retards variants dans le temps $\tau_{IK6}(t) \in [0, \tau_{max}]$ des actionneurs dans le formalisme propre aux IQCs (voir [VSK16] pour de plus amples détails). Inspiré par [PF16], l'opérateur $\Delta_{sat}(t) \in \mathfrak{R}^{6 \times 6}$ est utilisé pour prendre en considération les saturations d'actionneur, en utilisant le modèle simplifié $sat(u) \approx u - u \cdot \sigma(t)$ où $\sigma(t) \in [0, \sigma_{max}]$ est une incertitude variant dans le temps dont la vitesses de variation est rapide et σ_{max} est le niveau maximum de saturation associé. Les blocs $\Delta_\tau(t)$ et $\Delta_{sat}(t)$ ainsi que celui contenant la vitesse variant dans le temps $\Omega(t)$ sont agrégés dans un bloc d'incertitude variant dans le temps $\Delta_{IQC}(t) = (\Omega(t)I_5, \Delta_{sat}(t), \Delta_\tau(t)) \in \underline{\Delta}_{IQC}$ comme le montre la figure 3.47.

Avec cette structure, les bornes supérieures $\sup_{\Delta_{IQC} \in \underline{\Delta}_{IQC}} \|F_u(M, \Delta_{IQC})_{d \rightarrow e(\bullet)}\|$ du pire gain λ_2 pour n'importe quel transfert de performance peuvent être évaluées. Pour faciliter l'identification des intervalles de vitesses $\Omega(t)$ où la dégradation est la plus forte, le domaine Ω est divisé en N intervalles connectés tels que $\Omega = \bigcup_{i=1}^N \Omega_i$. Les bornes sont alors calculées pour chaque intervalle en se focalisant sur des vitesses de la roue inertielle qui varient lentement dans le temps $\Omega(t) \in \Omega_i$. Les effets des saturations sont dans un premier temps étudiés en fixant l'accélération de la roue inertielle à un maximum \mathfrak{G}_{max} de faible valeur (10^{-4} Hz/s) et en ignorant le retard des actionneurs (on fixe alors $\Delta_\tau(t) = 0$). Les bornes de la boucle fermée pour plusieurs valeurs σ_{max} du bloc de saturation $\sigma_i(t) \in [0, \sigma_{max}]$ sont évaluées et affichées sur la figure 3.48. Comme les gains λ_2 obtenus reste en dessous de 1, la stabilité de la boucle fermée et les performances de commande robuste sont garantis pour n'importe quel niveau de saturation dans l'intervalle $\sigma_{max} \in [0, 100\%]$, i.e. la solution de contrôle des micro-vibrations est robuste et valide aux accélérations des roues inertielles pour la limite physique des actionneurs. L'étude porte maintenant sur la dégradation du niveau de performance vis-à-vis des effets combinés des 6 variables d'incertitudes relatives aux retards $\tau_{IK6}(t) \in [0, \tau_{max}]$ où $\tau_{max} = 10ms$. Basé sur le système (3.105), on peut constater sur la figure

3.48 que le niveau de performance exigé n'est pas respecté pour un retard trop important ($\tau_{max} = 10ms$) présents dans les actionneurs. Ce constat devra être pris en compte lors du dimensionnement des actionneurs.

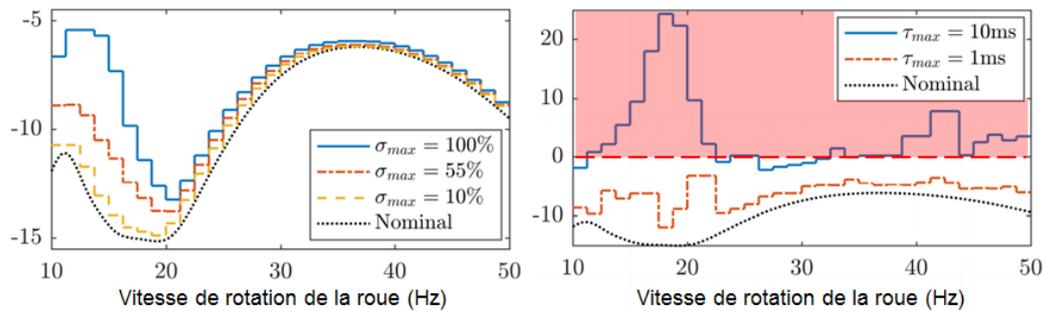


Figure 3.48 – Analyse des performances via IQC

Simulations temporelles

Pour terminer le processus de validation, des simulations du système non-linéaire dans le domaine temporel sont effectuées pour les deux correcteurs $K_{performant}$ and $K_{robustness}$. Pour le scénario de la mission, la roue inertielle accélère avec un couple constant de $\Omega = 10Hz$ pour l'instant $t = 0min$, à $\Omega = 50Hz$ pour $t = 30min$. Dans la simulation, on utilisera le modèle de perturbations donné par (3.102). Les bruits de capteurs et les perturbations stochastiques à large bande sont aussi considérés. Le potentiel de l'approche proposée est mis en avant en comparant les résultats en boucle ouverte (pas de solution active) et en boucle fermée (le correcteur est actif) pour les deux correcteurs retenus. Les figures 3.49 (A) et (B) montrent les amplitudes et les valeurs de pics du spectre des erreurs de pointage autour des deux axes $[\theta_a \ \theta_b]$ et les 6 signaux de commande. Les figures 3.49 (C) montrent quant à elle les spectrogrammes de l'erreur de pointage du signal θ_a en boucle ouverte et boucle fermée. On peut constater que les deux correcteurs vérifient les spécifications de commande **R3.1** et **R3.2**. Plus précisément, les deux correcteurs permettent d'atténuer de façon significative les vibrations sur les erreurs de pointage. Le correcteur $K_{performant}$ permet en outre une meilleure atténuation par rapport au correcteur $K_{robustness}$, au prix d'un signal de commande plus énergétique.

La robustesse des deux correcteurs est maintenant évaluée sur un modèle incertain réel simplifié qui inclut seulement les variations des propriétés de raideur et d'amortissement des isolateurs passifs et une incertitude sur les coefficients des actionneurs. Pour ce modèle incertain, la figure 3.50 (A) montre le gain nominal et le pire gain λ_2 pour le système augmenté de la figure 3.42. Ces valeurs sont obtenues en utilisant les routines de la théorie μ [PFD88] pour différentes vitesses de rotation $\Omega(t)$. S'il est clair que le correcteur $K_{performant}$ présente les meilleures performances dans le cas nominal, la conclusion n'est plus la même lorsque l'on considère les incertitudes. La combinaison précise des incertitudes qui conduit au pic à $\Omega = 14.71 Hz$ pour le correcteur $K_{performant}$ est donné par la figure 3.50 (B). Ces paramètres sont maintenant retenus dans le simulateur non-linéaire pour comparer les données temporelles avec les valeurs prédites par la μ analyse. Les résultats sont résumés sur la figure

3.50 (C) pour une vitesse de rotation $\Omega = 14.71 \text{ Hz}$. Les résultats de simulation sont en accord avec la prédiction et mets clairement en avant l'efficacité de ce type d'approche. En effet, il faudrait 2^{24} simulations temporelles pour couvrir toutes les combinaisons possibles avec 24 paramètres incertains. Les campagnes Monte Carlo s'avèreraient donc rapidement inefficaces pour trouver des combinaisons de paramètres particulièrement problématiques, tandis qu'une analyse basée sur la valeur singulière structurée peut fournir ces limites de performance garanties.

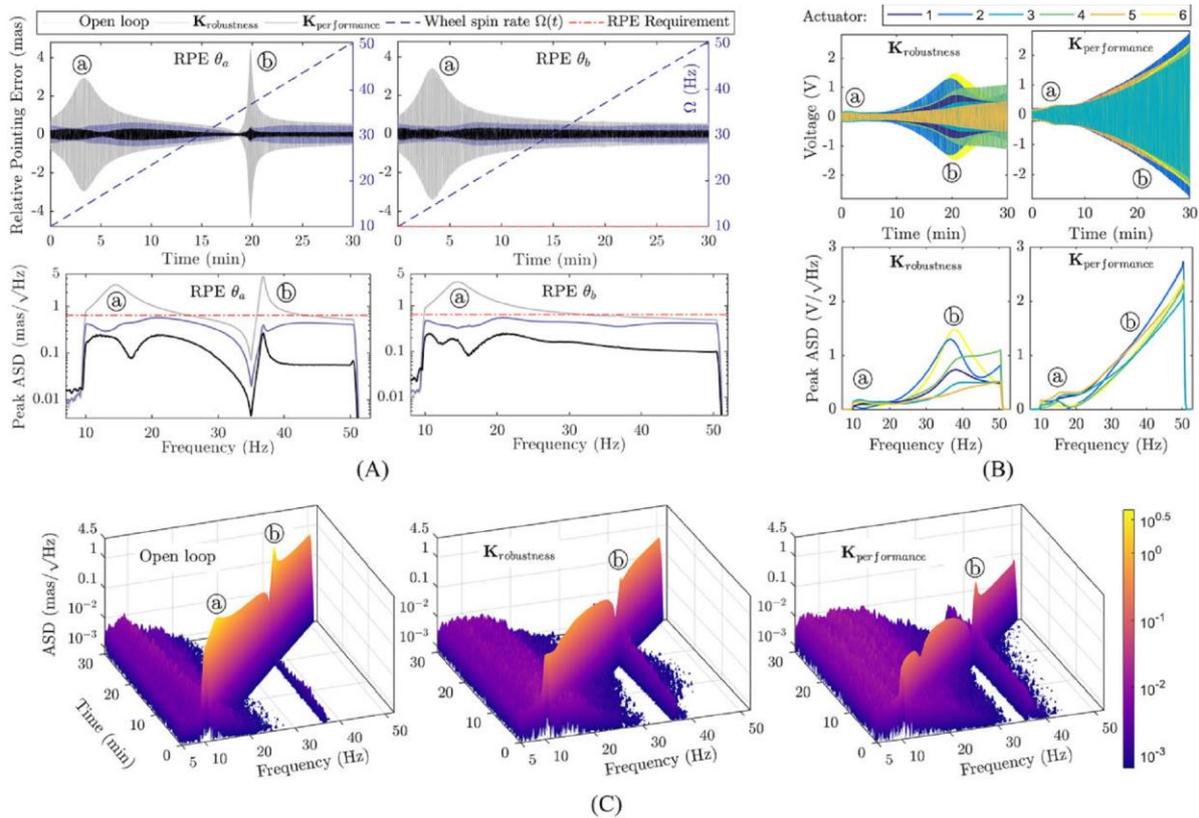


Figure 3.49 – Résultats de simulations temporelles (A) et (B) / Densité spectrales (C)

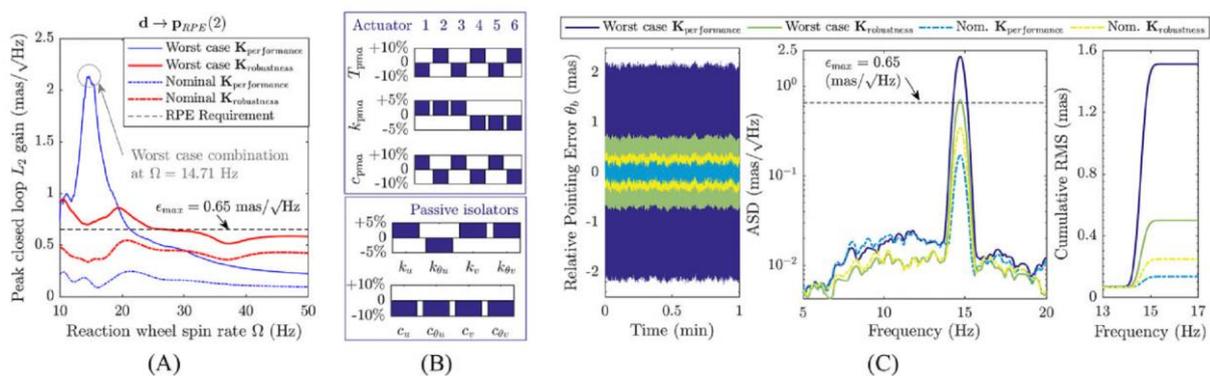


Figure 3.50 – Analyse de la robustesse pour $\Omega = 14.71 \text{ Hz}$

3.5.4. Discussion

Bien que ce travail se base sur un modèle, la possibilité de prendre en compte un nombre important d'incertitudes sur, par exemple, la position des instruments sur la structure, les caractéristiques physiques des éléments, ..., il présente un degré de maturité qui est, de mon point de vue, plus poussé que les résultats avancés dans la section 3.4. A ce stade, la démarche présente un niveau de maturité TRL 3, mais pourrait connaître une sérieuse avancée après la possible conception d'un prototype expérimental à l'ESA. Les outils utilisés lors de la phase d'analyse restent le point fort de la méthode proposée dans la mesure où ils permettent d'identifier les imperfections dimensionnantes pouvant mettre à mal les objectifs de commande, *i.e.* elle représente une méthode formelle pouvant (selon la complexité et validité du système étudié) se substituer à une campagne de Monte Carlo longue et coûteuse. Il est néanmoins important de souligner qu'il est nécessaire d'avoir un bagage solide sur les outils de la théorie H_∞ , H_∞ non lisse, μ analyse et IQC, pouvant *de facto* nuire à sa transférabilité.

3.6. Conclusion

Aucune carrière d'enseignant – chercheur ne se ressemble. Depuis maintenant dix ans, mon activité d'encadrement doctoral s'est principalement déroulée dans le cadre de collaborations avec les acteurs majeurs de l'aéronautique (Airbus pour la thèse d'Anca GHEORGHE) et du spatial (l'Agence Spatiale Européenne et Airbus Defence & Space à travers le co-encadrement de la thèse de Valentin PREDA) en Europe. L'un des fils rouges de ce chapitre visait à discuter de la maturité technologique des solutions développées en utilisant l'échelle TRL initialement introduite par la NASA en 1989. A travers les différentes discussions présentes en fin de chaque section, on peut constater que, pour l'heure, le niveau de maturité le plus élevé (TRL 6) a été obtenu avec l'une des solutions les plus simples présentées dans ce chapitre : un filtre de Kalman stationnaire du second ordre (3.23). Cette analyse permet de mettre un avant la nécessité pour nous, chercheurs universitaires, d'être en capacité de prendre assez de hauteur vis-à-vis de la formulation d'un problème pour aller chercher dans sa « boîte à outils » la solution la plus adaptée au besoin industriel, qui ne correspond peut être pas à la solution la plus en vogue théoriquement. Notons que les attentes entre le monde aéronautique et spatial diffèrent parfois légèrement en raison d'exigences de validation (et surtout de certification pour l'aéronautique) différentes.

Pour donner une visibilité internationale à mes activités de recherche, les deux autres sources de financement pour le co-encadrement de thèses sont venues d'organismes étrangers : les organismes de recherche Mexicains (CONACyT) et Chinois (China State-Funded Postgraduate Study Program) jouant un rôle similaire au Centre Nationale de la Recherche Scientifique (CNRS) en France. Que ce soit dans le cadre du co-encadrement de la thèse de Jing CHANG ou du co-encadrement de celle de Jazmin ZENTENO TORRES, les différents travaux ont portés sur la théorie des modes glissants appliquée à l'estimation robuste et à la commande tolérante aux défauts. Ce travail m'a permis de coordonner des actions communes pour avancer plus rapidement dans la compréhension et l'appréhension des verrous scientifiques liés à ce domaine de recherche. Ces travaux de recherche couplés à la

théorie des systèmes à commutation introduite dans le chapitre 2 du document ont permis de dresser une possible perspective de recherche amont qui sera détaillée dans la section suivante. Notons que si mes dix dernières années ne m'ont pas permis d'obtenir un financement national, je n'écarte absolument pas cette possibilité, comme l'atteste la co-direction de thèse de Luis CASSANY dans le cadre du projet ANR DIABLO débuté au 1 janvier 2019. Le travail de thèse porte sur le développement de modèles paramétriques biomédicaux permettant d'améliorer les dispositifs de traitement dédiés aux patients diabétiques de Type 1. Ce point est également abordé dans le chapitre suivant où je dresse mes perspectives de recherche.

Chapitre 4

Décloisonner le travail de l'automaticien pour répondre aux enjeux de demain

*Toute théorie nouvelle devra contenir l'ancienne sous forme
d'approximation*

Niels Bohr

Sommaire :

Chapitre 4	187
Décloisonner le travail de l'automaticien pour répondre aux enjeux de demain	187
4.1. Introduction	189
4.2. Pour un cadre méthodologique permettant d'anticiper, de détecter et d'accommoder un défaut	190
4.3. Vers l'amélioration du traitement des patients diabétiques de type 1	204
4.4. Explorer la théorie des modes glissants pour maintenir la loi de commande dynamique en place.....	208
4.5. Introduire la recouvrabilité d'un défaut dès les premières phases de conception	209
4.6. Conclusion.....	210

4.1. Introduction

En choisissant ce titre de chapitre, j'ai souhaité tordre le cou à l'idée d'associer le métier de l'automaticien à la vision d'une personne travaillant seule et de façon isolée devant son ordinateur. Sans attendre le rapport de Villani [V18] sur l'intelligence artificielle, j'ai construit mes perspectives de recherche sur des actions qui regroupent différentes thématiques pour essayer de mettre en avant la valeur ajoutée que peut produire l'automaticien en l'associant aux réflexions d'un projet, dès ses premières phases.

La première perspective de recherche vise à développer un cadre de travail méthodologique permettant l'introduction d'informations prédictives dans une architecture de commande tolérante aux défauts afin d'éradiquer les comportements transitoires faisant suite à une action corrective pour résister à l'apparition d'un défaut. Si la notion d'échelle à temps multiples n'est, dans un premier temps, pas prise en compte pour illustrer cet axe de recherche sur un exemple académique, une discussion permettra de montrer que c'est une pratique déjà mise en place dans les protocoles médicaux pour le traitement des patients diabétiques de type 2. Plus précisément, il vise à « reconfigurer » notre mode de vie en modifiant les habitudes (nouveaux objectifs !) alimentaires et celles liées à notre activité physique pour préserver, le plus longtemps possible, les organes vitaux. Cette discussion est une transition parfaite pour introduire la seconde perspective de recherche qui porte sur l'amélioration des dispositifs pour le traitement des patients diabétiques de type 1 (on parle de diabète insulino-dépendant où les cellules β du pancréas n'ont plus d'activités). A partir de jeux de données d'un bio-capteur caractérisant le comportement d'activation des cellules β du pancréas, le premier objectif revient à utiliser les outils de l'automatique pour modéliser ce phénomène afin d'être en mesure de le reproduire artificiellement (sans avoir recours à des cellules vivantes). Une fois ce travail effectué, l'attention portera sur la mise en œuvre de nouveaux algorithmes de régulation de la glycémie pour améliorer l'insensibilité (robustesse) du dispositif intelligent vis-à-vis de la variabilité des patients.

Concernant la troisième perspective de recherche, j'ai opté pour un travail de recherche amont ambitieux visant à montrer une certaine équivalence entre la théorie des modes glissants et la théorie des systèmes commutés. Cette proposition vient du constat suivant : la fonction *signe* dans la commande par modes glissants joue le rôle d'une commutation. Cet axe vise donc à explorer la possibilité d'améliorer la théorie des modes glissants en développant un cadre de travail valable pour le cas des systèmes à plusieurs entrées / plusieurs sorties (l'acronyme anglophone MIMO pour *Multiple Inputs / Multiple Outputs* sera utilisé dans la suite) et capable de maintenir la loi de commande MIMO dynamique déjà en place.

Enfin, la dernière perspective de recherche porte sur l'introduction de la notion de recouvrabilité d'un défaut dès les premières phases de conception d'un système physique. Se lancer dans la mise en place de dispositifs tolérants aux défauts pour étendre l'autonomie d'un procédé ne peut s'effectuer que si le système possède assez de redondances matérielles ou

analytiques [ZtCH17]. A partir des leçons tirées des collaborations industrielles, la proposition peut également viser à suggérer des changements de position des actionneurs et/ou capteurs sur la structure du système (incliner de quelques degrés deux tuyères orientées dans la même direction, ...) pour faciliter la tâche FDD et mieux maîtriser le comportement transitoire *post*-



Figure 4.1 – Tweet du 5 décembre 2018 d'Elon Musk

les commentaires de son *tweet* : rajouter de la redondance pour améliorer l'autonomie et garantir l'atterrissage au sol. La recouvrabilité d'un défaut est donc bien un enjeu d'actualité.

4.2. Pour un cadre méthodologique permettant d'anticiper, de détecter et d'accommoder un défaut

Le premier axe de développement pour mes perspectives de recherche porte encore sur la mise en place de dispositifs permettant de maîtriser les transitoires liés à une accommodation. La faiblesse des techniques actuelles provient principalement du fait qu'on agit en réaction, *i.e.* il est nécessaire de détecter un défaut, de le localiser pour ensuite activer un mécanisme de reconfiguration de la loi de commande. Pour éliminer ces transitoires de reconfiguration, l'idée naturelle revient donc à essayer d'anticiper l'apparition d'une situation défaillante pour mettre en place, avant la situation critique, le(s) dispositif(s) correctif(s) qui permettr-a (-ont) de maintenir le service attendu pour le système. Dans ce contexte, les travaux [TCZW09] et [WBKTA12] ont proposé d'intégrer des critères de fiabilité dans le développement de stratégies FTC. Avec la récente percée des méthodes de pronostic¹⁴ [TKGV10], [STSO14], [GOO16], [YRAA17], [RMR18] et des approches mixtes FDD/pronostic [RSDB15], [KWST17], l'utilisation d'informations prédictives liées à l'apparition d'un défaut n'est plus entièrement dédiée à des fins de maintenance [TCD15]. L'estimation du temps de vie restant d'un procédé (on trouve l'acronyme anglais RUL pour *Remaining Useful Life*) est maintenant utilisée dans la reconfiguration des lois de commande [BBPG10], [Bro11], [ZYJ14], [Ga15], [LGB17]. La perspective proposée s'intègre dans ce contexte. Le mécanisme utilisant l'information prédictive pour imposer les actions correctives à appliquer au système porte le

¹⁴ Le pronostic est champ disciplinaire qui permet de prédire à l'avance l'apparition d'une défaillance.

nom de prise de décision prédictive (l'acronyme anglais PDM pour *Prognostic Decision Making* est retenue par la suite) [BAG12], [BNDR13], [HNV14]. Ce type de dispositif a récemment été utilisé par [GBCG17] dans le contexte de la commande supervisée. Des améliorations sont néanmoins nécessaires pour que la solution puisse gérer l'apparition de défauts qui ne peuvent pas être anticipés, mais juste détectés et localisés par un algorithme de surveillance. Il est également souhaitable d'établir une preuve de stabilité formelle de la solution avancée.

Fort de ce constat, je propose donc d'accès mon travail sur la formulation d'un cadre méthodologique où les tâches de surveillance, de commande, mais aussi de pronostic pourraient travailler en harmonie. Pour fournir une preuve de stabilité formelle, l'axe de recherche se base sur la théorie des systèmes commutés de la section 2.4 et a fait l'objet d'une première communication [CG18]. La différence entre l'architecture classique de la figure 2.10 et celle de la figure 4.2 porte principalement sur l'introduction d'un mécanisme de défaut virtuel (l'acronyme anglais VFM pour *Virtual Fault Mechanism* sera retenu par la suite) entre la loi de commande tolérante aux défauts et le système à commander. Notons que conformément aux définitions de la section 2.5, l'approche appartient à la classe des méthodes de dissimulation de défauts ou *Fault-hiding paradigm*. Le travail préliminaire [CG18] visait principalement à étouffer (voir supprimer !) l'effet des transitoires liés à une accommodation grâce à l'anticipation d'une situation défaillante. Dans cette section, je propose d'étendre ce premier travail vers une approche permettant de préserver les actionneurs dont la durée de vie restante est critique, *i.e.* la gestion de la santé global du système sera axée vers la modification de la stratégie de commande (ne plus utiliser l'actionneur dont la fin de vie est proche pour éviter l'activation d'une stratégie d'accommodation de défaut, tout en délivrant le niveau de performance attendu) ou un changement de consigne (signaux de référence plus lents pour diminuer la sollicitation de l'actionneur critique), sans remettre en cause la mission initiale pour laquelle le système a été conçu. Notons que cet argumentaire permettrait de conserver la possibilité d'utiliser, en cas de situations d'urgence exceptionnelles, l'intégralité de la redondance initiale du système jusqu'à ce que le temps de vie restant pour l'actionneur critique soit écoulé.

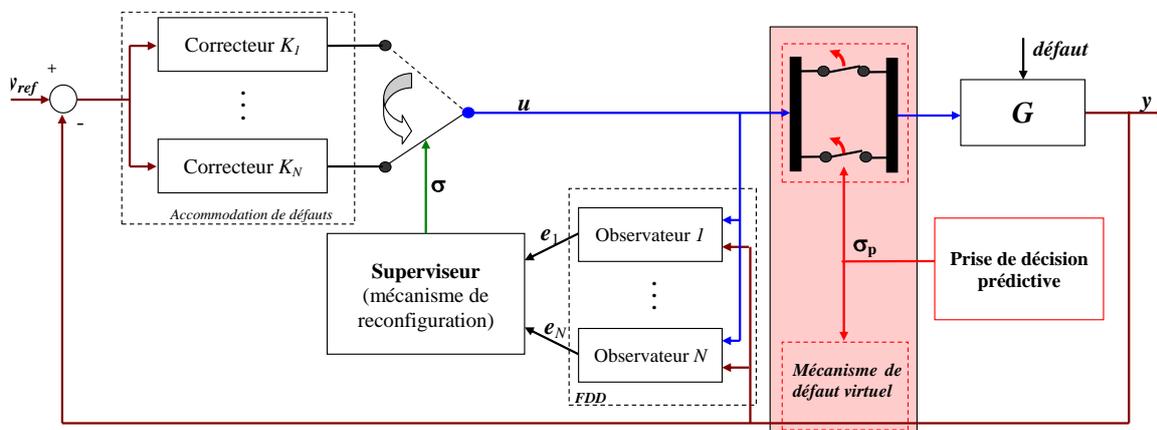


Figure 4.2 – Architecture pour Anticiper, Détecter et Accommoder (ADAc) un défaut

4.2.1. Etude préliminaire

Pour ce cas d'étude, on se propose d'utiliser les définitions de la section 2.4. Le procédé G de la figure 4.2 est représenté par la représentation d'états suivante

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_i u + G_i d \\ y = Cx + n \end{cases}, \quad i = 1, \dots, N, \quad N > 1 \quad (4.1)$$

où $x \in \mathfrak{R}^{n_x}$, $u \in \mathfrak{R}^m$, $y \in \mathfrak{R}^p$, $d \in \mathfrak{R}^d$ et $n \in \mathfrak{R}^p$ correspondent respectivement aux vecteurs d'états, de commande, de sortie, de perturbations et du bruit de mesure. Le système (4.1) peut évoluer dans N modes de fonctionnement (le premier pour une situation saine et les $N-1$ suivants permettant de couvrir l'ensemble des situations défectueuses pouvant l'affecter). Dans ce cas d'étude, nous nous focaliserons sur le cas des défauts actionneurs impliquant une variation de la matrice B_i , et éventuellement G_i . Pour chaque situation, un correcteur LTI dynamique a été pré-calculé pour répondre aux objectifs. La représentation d'état de ces correcteurs est définie par

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_i = \tilde{A}_i \tilde{x}_i + \tilde{B}_i (y_{ref} - y) \\ u_i = \tilde{C}_i \tilde{x}_i + \tilde{D}_i (y_{ref} - y) \end{cases}, \quad i = 1, \dots, N \quad (4.2)$$

où $\tilde{x}_i \in \mathfrak{R}^{\tilde{n}_i}$, $y_{ref} \in \mathfrak{R}^p$ et $u_i \in \mathfrak{R}^m$ sont respectivement l'état du correcteur, le signal de référence à suivre et le signal de commande généré. Il est important de noter que le $i^{\text{ème}}$ régulateur est synthétisé pour satisfaire aux spécifications de commande du $i^{\text{ème}}$ mode de fonctionnement.

La sélection du correcteur actif pour piloter le procédé s'effectue grâce à un superviseur qui identifie la plus petite norme du signal d'erreur $e_i = x - z_i$ où $z_i \in \mathfrak{R}^{n_x}$ est l'estimation de l'état x obtenue à partir d'un banc d'observateurs obéissant au modèle suivant

$$\begin{cases} \dot{z}_i = Az_i + B_i u + L_i (y - Cz_i) \\ \hat{y} = Cz_i \end{cases}, \quad i = 1, \dots, N \quad (4.3)$$

avec L_i qui représente le gain du $i^{\text{ème}}$ observateur.

A partir des travaux sur les systèmes commutés [L003, HLM03a, HLM03b], la logique de commutation pour banc de régulateurs (4.2) est basée sur une carte de décision $\mathcal{H} : \mathfrak{R}^m \times \mathfrak{R}^p \times \mathfrak{R}^{n_x \times N} \rightarrow I$ qui génère le signal de commutation continu par morceaux

$$\sigma(t) = \mathcal{H}(u, y, z_1, \dots, z_N) \quad (4.4)$$

pour activer le correcteur approprié (4.2). Plus précisément, le fonctionnement attendu (lorsque l'indice du correcteur (4.2) est similaire à celui du système (4.1)) revient à générer un signal continu par morceaux $\sigma(t)$ égal à l'indice du mode identifié i , *i.e.* $\sigma(t) \rightarrow i$. La génération d'un temps de vie restant $T_{RUL_i}(t)$ dédié à certains actionneurs (ceux identifiés comme critiques par exemple) n'est pas considéré. Enfin, une logique de commutation, définie un peu plus tard, permettra de générer le signal de commutation continu par morceaux $\sigma_p(t)$ pour enclencher le mécanisme de défaut virtuel et mettre à jour la loi de commande tolérante aux défauts.

Le positionnement du problème admet donc les hypothèses de travail suivantes :

H4.1 : Les matrices H_i impliquant les dynamiques du $i^{\text{ème}}$ contrôleur et du système dans le $i^{\text{ème}}$ mode de fonctionnement données par

$$H_i = \begin{bmatrix} A - B_i \tilde{D}_i C & B_i \tilde{C}_i \\ -\tilde{B}_i C & \tilde{A}_i \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

sont Hurwitz pour tout $i = 1, \dots, N$.

H4.2 : Les matrices $A - L_i C$ doivent être Hurwitz pour tout $i = 1, \dots, N$.

H4.3 : La génération du temps de vie restant $T_{RUL_i}(t)$ n'étant pas l'objet central de l'étude préliminaire, on suppose donc que l'estimation $T_{RUL_i}(t)$, $i = 1, \dots, N_p$, $N_p \leq N$ présente un niveau de confiance suffisamment élevé pour pouvoir être utilisé à des fins de contrôle/commande.

H4.4 : $N_p \leq N$ souligne que seuls certains actionneurs bénéficient d'une surveillance prédictive.

H4.5 : La notion d'échelle à temps multiples pour le système commuté de la figure 4.2 n'est pas retenue

Remarque 4.1 : L'hypothèse **H4.3** indique que les développements de cette section se base sur le temps de vie restant $T_{RUL_i}(t)$. Notons qu'il est tout à fait envisageable de modifier ce choix au profit des indices de dégradation des actionneurs considérés.

Remarque 4.2 : L'hypothèse **H4.3** permet, pour l'instant, de lever les difficultés liées au niveau de confiance du $T_{RUL_i}(t)$ et à la propagation des incertitudes sur ce dernier.

Remarque 4.3 : L'absence d'une condition $N_p = N$ dans **H4.4** présente un réel avantage pratique. Il est en effet utopique de penser que tous les actionneurs pourraient bénéficier d'une surveillance prédictive.

Remarque 4.4 : Avec la course à la miniaturisation des procédés (drone, ...) et le recours croissant aux imprimantes 3D, le problème d'échelle à temps multiple de **H4.5** pourrait être levé. Notons que si cette notion vient à être retenue, la valeur du temps de séjour obtenu avec l'expression (2.44) du chapitre 2 peut s'avérer inappropriée pour traiter un problème FTC. Bien à tomber, l'existence d'une fonction de Lyapunov commune à travers l'architecture 2.21 apportera une solution pour supprimer cette contrainte temporelle dans la séquence de commutation.

Tous les éléments impliqués dans la structure du schéma de la figure 4.2 ayant été introduits, le schéma de la figure 4.3 permet d'identifier plus facilement les représentations d'état des systèmes (4.1), (4.2) et (4.3). Notons que les règles de commutation pour le mécanisme de reconfiguration noté « superviseur » et le bloc dédié à la prise de décision à partir d'informations prédictives s'inspirent des équations (2.31a), (2.31.b) et (2.31c) du chapitre 2. Plus précisément, la modification du bloc « superviseur » de la figure 4.3 porte sur la prise en compte du signal continu par morceau $\sigma_p(t)$ et l'introduction des équations (4.6a)

et (4.7a) de l'algorithme 4.1. $Front\{\bullet\}$ permet de souligner un changement du signal $\sigma_p(t)$ à travers l'apparition d'un front montant ou descendant. La condition $Front\{\sigma_p(t)\}$ est donc introduite pour activer le correcteur correspondant au mode de fonctionnement $\sigma_p(t)$ afin de désengager l'actionneur dont la durée de vie restante est critique, tout en maintenant si possible les spécifications de commande initiales. Notons qu'à travers la boucle menant aux equations (4.6a) et (4.7a), la sélection d'un nouveau correcteur (4.2) est synchronisée à la commutation dans le mécanisme de défaut virtuel de la figure 4.3. Nous montrerons dans l'exemple de simulation que cette synchronisation permet d'atténuer l'effet des comportements transitoires faisant suite à la reconfiguration.

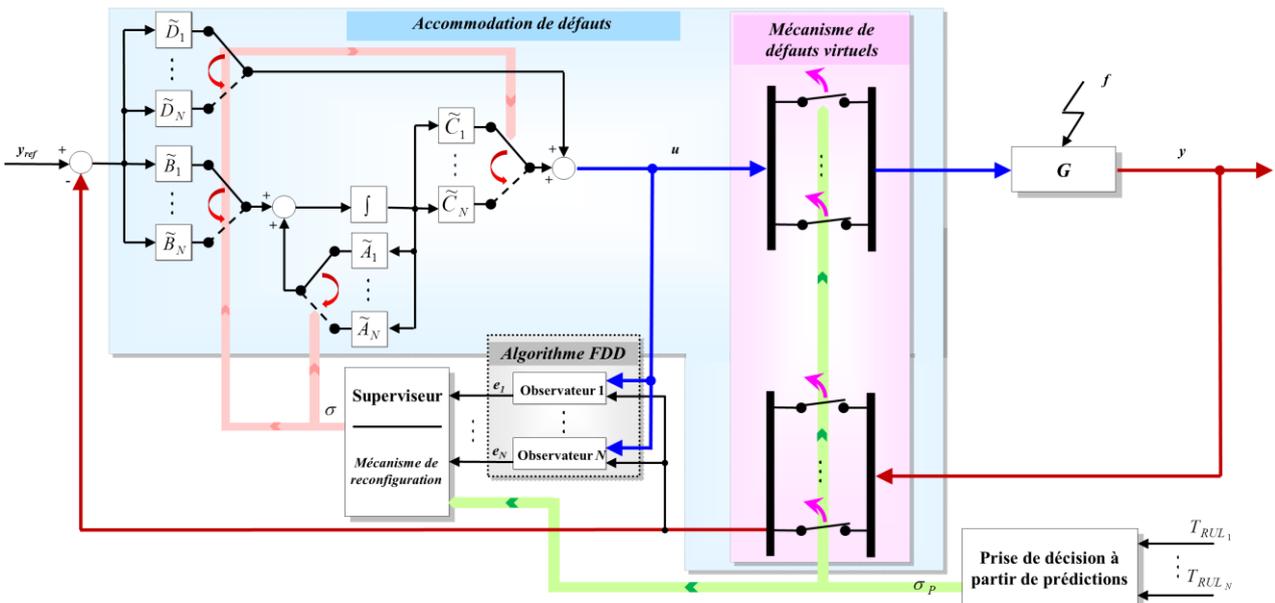


Figure 4.3 – Détails de l'architecture ADAcom

Algorithme 4.1: Règle de commutation du bloc superviseur de la figure 4.3

Initialisation de l'algorithme:

$$t_0 = 0, k \geq 0, \mathcal{M} = \{1, \Lambda, N\}, \mathcal{M}^* = \mathcal{M}, \sigma(t_0) = \{1\}$$

Description de la règle de commutation qui tourne en boucle:

Si $Front\{\sigma_p(t)\}$, alors

$$t_{k+1} = \arg \inf_{\substack{t \geq t_k + \tau_D \\ j \in \mathcal{M}^* - \{\sigma(t_k)\}}} \{t\} \tag{4.6a}$$

$$\sigma(t_k) = \sigma_p(t_{k+1}) \tag{4.7a}$$

Sinon

$$t_{k+1} = \arg \inf_{\substack{t \geq t_k + \tau_D \\ j \in \mathcal{M}^* - \{\sigma(t_k)\}}} \{t : |Ce_{\sigma(t_k)}(t)| > h |Ce_j(t)|\} \tag{4.6b}$$

$$\sigma(t_k) = \arg \min_{j \in \mathcal{M}^* - \{\sigma(t_k)\}} |Ce_j(t_k)|, k \geq 0 \tag{4.7b}$$

Fin

$$\sigma(t) = \sigma(t_k) \text{ pour tout } t_k \leq t < t_{k+1}, k \geq 0 \tag{4.8}$$

La logique de commutation pour la prise de décision à partir d'informations prédictives est donnée par l'algorithme 4.2. Si l'algorithme 4.1 faisait seulement intervenir le temps de séjour τ_D , l'algorithme 4.2 fait maintenant référence au temps de séjour dual T_D du corollaire 2.1 de la section 2.4. Pour rappel, T_D correspond à l'intervalle de temps minimum admissible entre deux situations défaillantes consécutives pour conserver la stabilité de la boucle fermée. Pour $t_0^P = 0$, le signal de commutation est initialisé à $\sigma_P(t_0^P) = \{1\}$ et la règle de commutation (4.9)-(4.10) est ensuite appliquée pour tout instant. L'instant de commutation pour le mécanisme de défaut virtuel t_{r+1}^P est obtenu par (4.9) comme étant le premier instant après $t_r^P + T_D$ où le $T_{rul_j}(t)$ d'un des actionneurs surveillés par une méthode de pronostic est inférieur à la quantité ηT_D . Notons que l'ensemble \mathcal{N}^* de l'algorithme 4.2 est constamment mis à jour pour éliminer les situations critiques qui auraient pu être déjà identifiées. Le paramètre $\eta \geq 1$ peut être perçu comme un paramètre de réglage permettant d'introduire, si nécessaire, des marges vis-à-vis du temps de fin de vie des actionneurs.

Algorithme 4.2: Règle de commutation du bloc PDM de la figure 4.3

Initialisation de l'algorithme:

$$t_0^P = 0, \mathcal{N} = \{2\Lambda, N_P\}, \mathcal{N}^* = \mathcal{N}, \sigma_P(t_0^P) = \{1\}, t_0 = 0$$

Description de la règle de commutation qui tourne en boucle:

$$\begin{aligned} \mathcal{N}^* &= \mathcal{N}^* - \{\sigma_P(t_r^P)\} \\ t_{r+1}^P &= \arg \inf_{\substack{t \geq t_r^P + T_D \\ j \in (\mathcal{N}^* - \{\sigma_P(t_r^P)\})}} \left\{ t : |T_{rul_j}(t)| < \eta T_D \right\} \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\sigma_P(t_r^P) = \arg \min_{j \in (\mathcal{N}^* - \{\sigma_P(t_r^P)\})} |T_{rul_j}(t_r^P)| \quad (4.10)$$

$$\sigma_P(t) = \sigma_P(t_r^P) \text{ pour tout } t_r^P \leq t < t_{r+1}^P, r \geq 0 \quad (4.11)$$

L'attention est donc maintenant portée sur la détermination d'une preuve de stabilité formelle de la structure montrée par la figure 4.3 basée sur les conditions du temps de séjour (*dwell-time*). A partir des hypothèses **H4.1**, **H4.2**, du théorème 2.2 et du corollaire 2.1 de la section 2.4, la stabilité exponentielle du système commuté de la figure 4.3 est garantie par le théorème suivant.

Théorème 4.1 [CG18] : *Si les hypothèses **H4.1**, **H4.2** sont vraies, il existe $T_D > 0$ et $\tau_D > 0$ tels que pour tout $\Psi(0) \in \mathfrak{R}^{(N+1)n+\tilde{n}_k}$, $\Psi = [z_k^T \tilde{x}_k^T x^T z_1^T \Lambda z_N^T]^T$ où $z_1^T \Lambda z_N^T$ ne contient pas z_k^T , $n \in L_\infty^d$, $d \in L_\infty^d$, $y_{ref} \in L_\infty^{y_{ref}}$, les systèmes (4.1), (4.2), (4.3) avec les logiques de commutation (4.6)-(4.11) possèdent la propriété*

$$|\Psi(t)| \leq \tilde{\nu} e^{-\tilde{\mu}t/T_D} |\Psi(0)| + \tilde{\nu} \left\{ \|\delta\|_{[0,t)} + \|d\|_{[0,t)} + \|y_{ref}\|_{[0,t)} + \|n\|_{[0,t)} \right\} \text{ pour tout } t \geq 0 \quad (4.12)$$

pour $\tilde{\nu} > 0$, $\tilde{\mu} > 0$ et $\tilde{\nu} > 0$ où

$$\delta(t) = \begin{cases} C[e_i(t) - e_{\sigma(t_k)}(t)] \text{ if } t \in [t_k, t_k + \tau_D) \wedge |Ce_i(t)| < |Ce_{\sigma(t_k)}(t)| \\ 0 \text{ autrement} \end{cases}$$

□

Preuve : Le système commuté (4.1), (4.2), (4.3) avec le mécanisme de défaut virtuel et les règles de commutation (4.6)-(4.11) possède des solutions continues définies pour tout $t \geq 0$ et tout $n \in L_\infty^d$, $d \in L_\infty^d$, $y_{ref} \in L_\infty^{y_{ref}}$. Il peut en effet être représenté comme un système linéaire continu sur les intervalles $[t_k, t_{k+1})$, $k \geq 0$. Si des comportements transitoires finis peuvent apparaître pour chaque commutation, elles ne remettent pas en cause la continuité de la solution. Dans la mesure où $|Ce_i(t)| \leq (C_1|e_i(0)|e^{-\rho_1 t} + C_2\|d\| + C_3\|n\|)C$ (voir théorème 2.2), on peut écrire l'expression suivante :

$$|Ce_{\sigma(t_k)}(t)| \leq |Ce_i(t)| \leq \rho_1 |e_i(0)|e^{-\rho_1 t} + \rho_2 \|d\| + \rho_3 \|n\| + \|\delta\| \quad (4.13)$$

En dépit de l'introduction du mécanisme de défaut virtuel (VFM) et d'un module de prise de décision basée sur des informations prédictives (PDM), le système commuté de la figure 4.3 obéit à

$$\dot{\Psi}_k = W_{k,i} \Psi_k + V_{k,i} Ce_k + \tilde{G}_i d + \bar{G}_i y_{ref} + \bar{\bar{G}}_i n \quad (4.14)$$

où $V_{k,i} = [(L_k - B_k \tilde{D}_k)^T \quad -\tilde{B}_k^T \quad (L_i - B_i \tilde{D}_k)^T \quad (L_1 - B_1 \tilde{D}_k)^T \quad \Lambda \quad (L_N - B_N \tilde{D}_k)^T]^T$, $\tilde{G}_i = [0 \quad 0 \quad G_i^T \quad 0 \quad \Lambda \quad 0]^T$, $\bar{G}_i = [(L_k - B_k \tilde{D}_k)^T \quad -\tilde{B}_k^T \quad (L_i - B_i \tilde{D}_k)^T \quad (L_1 - B_1 \tilde{D}_k)^T \quad \Lambda \quad (L_N - B_N \tilde{D}_k)^T]^T$, $\bar{\bar{G}}_i = [(B_k \tilde{D}_k)^T \quad \tilde{B}_k^T \quad (B_i \tilde{D}_k)^T \quad (B_1 \tilde{D}_k)^T \quad \Lambda \quad (B_N \tilde{D}_k)^T]^T$ et la matrice $W_{k,i}$ est triangulaire basse. Les blocs sur la diagonale principale de $W_{k,i}$ sont :

$$H_k, (A_i - L_i C), (A_1 - L_1 C), \Lambda, (A_N - L_N C) \quad (4.15)$$

En considérant les hypothèses **H4.1** et **H4.2**, tous les blocs matriciels de (4.15) sont Hurwitz. La matrice $W_{k,i}$ possède alors la même propriété, *i.e.* $W_{k,i}$ est stable. Dans la mesure où la commutation de la loi de commande via (4.6a) et (4.7a) est synchronisée avec la commutation du mécanisme virtuel obéissant à (4.9)-(4.11), les règles de commutation (4.6)-(4.11) stoppe après un nombre fini de commutation $k \geq 0$ et $\sigma(t_k) = i$ si les observateurs (4.3) garantissent la propriété de distinguabilité, *i.e.* il existe un seul minimum parmi les signaux d'erreurs e_j , $j = 1, \Lambda, N$.

Remarque 4.5 : Il est évident que la propriété de distinguabilité peut être discutable à la vue du faible degré de liberté offert par la structure du filtre de diagnostic donnée en (4.3). Si l'ensemble des développements qui suivent utiliseront la structure de (4.3), il est important de mentionner que tous les résultats peuvent être étendus aux filtres de diagnostics linéaires à temps invariant d'un ordre supérieur à l'état du système à surveiller. Pour plus de détails, le lecteur intéressé peut se rapprocher vers le travail publié dans [CEHZ14].

La solution de geler la commutation durant le temps correspondant à la valeur du temps de séjour est retenue pour garantir la stabilité exponentielle du système commuté. L'équation (4.14) peut se ramener pour tout $t \in [t_k, t_k + 1)$ à

$$|\Psi(t)| \leq \beta_{\sigma(t_k),i} |\Psi(t_k)| e^{-\alpha_{\sigma(t_k),i}(t-t_k)} + \gamma_{\sigma(t_k),i} \|Ce_{\sigma(t_k),i}\|_{[t_k,t)} + \chi_{\sigma(t_k),i} \|d\| + \varpi_{\sigma(t_k),i} \|y_{ref}\| + \pi_{\sigma(t_k),i} \|n\| \quad (4.16)$$

$$\|Ce_{\sigma(t_k)}\|_{[t_k, t)} = \text{ess sup}_{t_k \leq \tau < t} |Ce_{\sigma(t_k)}(\tau)| \leq \rho_1 |e_i(0)| e^{-\eta t_k} + \rho_2 \|d\| + \rho_3 \|n\| + \|\delta\|_{[t_k, t)} \quad (4.17)$$

où $\alpha_{j,i}$ est la plus petite partie réelle normée des valeurs propres de la matrice $W_{j,i}$, $\beta_{j,i} = \sup_{t \geq 0} |\exp(W_{j,i} t)|$, $\gamma_{j,i} = |W_{j,i}^{-1} V_{j,i}|$, $\chi_{j,i} = |W_{j,i}^{-1} \tilde{G}_i|$, $\pi_{j,i} = |W_{j,i}^{-1} \bar{G}_i|$ et $\varpi_{j,i} = |W_{j,i}^{-1} \bar{G}_i|$ pour $j=1, \Lambda, N, j \neq i$. A partir des définitions précédentes, $|e_i(0)| \leq |\zeta(0)|$ et $\alpha_{j,i} \leq \eta$. Le temps de séjour τ_D peut être obtenu par [Mo95], [Lib03], [EPL08], [ECH13] :

$$\tau_D = \max_{1 \leq j \leq N} -\alpha_{j,i}^{-1} \ln(\lambda \beta_{j,i}^{-1}) \quad (4.18)$$

où $0 < \lambda < 1$ est un paramètre de réglage défini tel que $e^{-\eta k} \leq \lambda^k, k \geq 0$. En utilisant (4.18), on peut montrer que $e^{-\alpha_{j,i} \tau_D} = \lambda \beta_{j,i}^{-1}$. Il vient que pour n'importe quel $k \geq 0$, on a :

$$|\Psi(t)| \leq e^{(\bar{\beta}_i (1 - 4 \ln(\lambda))^{-1} e^{-1} \bar{\gamma}_i \rho_1 \lambda^{-1}) + \bar{\gamma}_i \rho_1} e^{0.25 \ln(\lambda) t \tau_D^{-1}} |\Psi(0)| + (1 + \bar{\beta}_i (1 - \lambda)^{-1}) (\bar{\gamma}_i \|\delta\| + \bar{\chi}_i \|d\| + \bar{\varpi}_i \|y_{ref}\| + \bar{\pi}_i \|n\|) \quad (4.19)$$

où $\bar{\beta}_i = \max_{1 \leq j \leq N} \beta_{i,j}$, $\bar{\pi}_i = \max_{1 \leq j \leq N} (\gamma_{i,j} \rho_3 + \pi_{i,j})$, $\bar{\chi}_i = \max_{1 \leq j \leq N} (\gamma_{i,j} \rho_2 + \chi_{i,j})$, $\bar{\varpi}_i = \max_{1 \leq j \leq N} \varpi_{i,j}$ and $\bar{\gamma}_i = \max_{1 \leq j \leq N} \gamma_{i,j}$. En définissant les variables

$$v_i = \bar{\beta}_i e + (e - 4 \ln(\lambda))^{-1} \bar{\beta}_i \lambda^{-1} \bar{\gamma}_i \rho_1 \quad (4.20)$$

$$\mu_i = -0.25 \ln(\lambda) \quad (4.21)$$

$$v_i = \max \{ \bar{\gamma}_i, \bar{\chi}_i, \bar{\varpi}_i, \bar{\pi}_i \} (1 + \bar{\beta}_i (1 - \lambda)^{-1}), \quad (4.22)$$

l'expression (4.19) se ramène à :

$$|\Psi(t)| \leq v_i e^{-\mu_i t / \tau_D} |\Psi(0)| + v_i \left\{ \|\delta\|_{[0, t)} + \|d\|_{[0, t)} + \|y_{ref}\|_{[0, t)} + \|n\|_{[0, t)} \right\} \quad (4.23)$$

Dans la mesure où le système (4.1) peut être différent pour $t \in [T_r, T_{r+1})$, la condition $i(t) = \text{constante}$ pour tout $t \geq 0$ est maintenant relaxée. L'introduction du mécanisme de défaut virtuel étant anticipée dès les premières phases de conception, nous supposons qu'il existe un correcteur (4.2) et un observateur (4.3) qui vérifient les hypothèses **H4.1** et **H4.2**. A partir du corollaire 2.1 de la section 2.4, L'estimation supérieure donnée en (4.12) de $\Psi(t)$ peut alors être définie sur chaque intervalle $t \in [T_r, T_{r+1})$ comme suit

$$|\Psi(t)| \leq v_r e^{-\mu_r (t - T_r) / \tau_D} |\Psi(T_r)| + v_r \left\{ \|\delta\|_{[T_r, t)} + \|d\|_{[T_r, t)} + \|n\|_{[T_r, t)} + \|y_{ref}\|_{[T_r, t)} \right\} \quad (4.24)$$

où $\tau_D > 0$, $v_r > 0$, $\mu_r > 0$ et $v_r > 0$ sont définies par (4.18), (4.20), (4.21) et (4.22). Soit l'intervalle T_D obéissant à l'équation

$$T_D = \max_{1 \leq j \leq N} \left\{ -\tau_D \mu_j^{-1} \ln(\bar{\lambda} v_j^{-1}) \right\} \quad (4.25)$$

où $0 < \bar{\lambda} < 1$ est un paramètre de réglage constant. En utilisant (4.25), il vient que :

$$v_r e^{-\mu_r (t - T_r) / \tau_D} \leq v_r e^{-\mu_r (T_D) / \tau_D} \leq \bar{\lambda} \quad (4.26)$$

De ce fait, les solutions bornées du système commuté à chaque instant $T_r, r \geq 0$ et $t \in [T_r, T_{r+1})$ sont respectivement données par :

$$|\Psi(T_{r+1})| \leq \bar{\lambda} |\Psi(T_r)| + \nu_r \left\{ \|\delta\|_{[T_r, T_{r+1})} + \|d\|_{[T_r, T_{r+1})} + \|n\|_{[T_r, T_{r+1})} + \|y_{ref}\|_{[T_r, T_{r+1})} \right\} \quad (4.27)$$

$$|\Psi(t)| \leq \nu_r |\Psi(T_r)| + \nu_r \left\{ \|\delta\|_{[T_r, t)} + \|d\|_{[T_r, t)} + \|n\|_{[T_r, t)} + \|y_{ref}\|_{[T_r, t)} \right\}, \quad t \in [T_r, T_{r+1}) \quad (4.28)$$

Moyennant la démarche adoptée dans la preuve du corollaire 2.1 du chapitre 2, l'estimation supérieure de l'état augmenté $\Psi(t)$ obéit à [ECH13]

$$|\Psi(t)| \leq \bar{\nu} \bar{\lambda}^r |\Psi(0)| + \tilde{\nu} \left\{ \|\delta\| + \|d\| + \|n\| + \|y_{ref}\| \right\} \text{ pour tout } t \in [T_r, T_{r+1}) \quad (4.29)$$

où $\bar{\nu} = \max_{1 \leq j \leq N} \nu_j$, $\bar{\nu} = \max_{1 \leq j \leq N} \nu_j$ et $\tilde{\nu} = \bar{\nu}(1 + \bar{\nu}(1 - \lambda)^{-1})$. Afin d'être indépendant de l'indice $r \geq 0$, les développements de la preuve du corollaire 2.1 sont repris pour arriver à :

$$\begin{aligned} |\Psi(t)| &\leq \bar{\nu} e^{\ln(\bar{\lambda})r} |\Psi(0)| + \tilde{\nu} \left\{ \|\delta\| + \|d\| + \|n\| + \|y_{ref}\| \right\} \\ &\leq \bar{\nu} e^{\ln(\bar{\lambda}) \text{floor}\{0.5t/T_D\}} |\Psi(0)| + \tilde{\nu} \left\{ \|\delta\| + \|d\| + \|n\| + \|y_{ref}\| \right\} \\ &\leq e \bar{\nu} e^{0.5 \ln(\bar{\lambda})t/T_D} |\Psi(0)| + \tilde{\nu} \left\{ \|\delta\| + \|d\| + \|n\| + \|y_{ref}\| \right\} \end{aligned} \quad (4.30)$$

En identifiant les expressions (4.12) et (4.30), les variables $\tilde{\nu}$ et $\tilde{\mu}$ sont définies par $\tilde{\nu} = e\bar{\nu}$ et $\tilde{\mu} = 0.5 \ln(\bar{\lambda})$ respectivement. Ceci termine la preuve. ■

La preuve du théorème 4.1 s'appuie donc essentiellement sur les développements de la section 2.4.2 du chapitre 2. Plus précisément, ils visent à exploiter le temps de séjour et sa composante duale dans un contexte où les tâches de commande, de surveillance et de prédiction cohabitent. Dans la mesure où la preuve se base sur une borne supérieure des signaux, il est important de noter que la valeur de τ_D et T_D peut être conservative (surestimée). Rappelons que la remarque 4.4 donne une piste pour pallier ce problème

4.2.2. Exemple académique

L'exemple académique porte de nouveau sur le modèle longitudinal de l'avion de chasse *HiMAT* utilisé dans le chapitre 2 [HBG79]. Pour ce cas d'étude, on propose de se focaliser sur un modèle d'ordre 2 valable pour le premier point d'équilibre de l'appareil [HDW10], [YLJC18]. Pour améliorer la propriété de recouvrabilité des situations défailtantes, tous les actionneurs disponibles sur l'avion sont pris en compte, *i.e.* le modèle est commandable à travers les gouvernes de profondeur δ_s , les elevons δ_e et les canards δ_c . Pour éviter une confusion dans les notations avec la variable α impliquée dans le calcul du temps de séjour (4.18), les mesures de l'angle d'attaque et de l'assiette sont respectivement notées par y_α et y_q . Ces mesures présentent des bruits hautes fréquences notés n . Le système est donc maintenant modélisé comme suit :

$$\dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t), \quad i = 1, 2, 3 \quad (4.31)$$

La première composante du vecteur d'état x correspond à l'angle d'attaque et la seconde à la vitesse de tangage. Le vecteur d'entrée de (4.31) est donné par $u = (\delta_s, \delta_e, \delta_c)^T$. L'indice $i = 1$ est utilisé pour modéliser le système sain où

$$A = \begin{bmatrix} -1.0772 & 0.96528 \\ 9.068 & -1.5077 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} -0.17211 & -0.12245 & -0.01431 \\ -7.9948 & -4.955 & 5.0369 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

et les indices $i = 2,3$ correspondent aux modèles des deux situations défailtantes considérées dans ce cas d'étude donnés par :

$$B_2 = B_1 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B_3 = B_1 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La situation défailtante pour le mode $i = 2$ représente une perte totale du premier actionneur. On suppose que ce premier actionneur est surveillé par une tâche de pronostic qui fournit une estimation du temps de vie restant de ce dernier au module PDM de la structure de la figure 4.3. La dernière situation défailtante correspondant au mode $i = 3$ tient compte de la défailtance complète du premier actionneur associée à une perte d'efficacité de 50% du second actionneur.

Synthèse de certains éléments de l'architecture ADacom

La recouvrabilité des situations défailtantes étant garantie, trois correcteurs possédant des actions intégrales sont synthétisés en utilisant l'approche LQG (pour l'acronyme anglophone *Linear Quadratic Gaussian*) [ACT03] afin de garantir le suivi de consigne pour les trois modes de fonctionnement considérés. Trois observateurs de Luenberger sont maintenant créés tels que l'hypothèse **H4.2** soit valide. Dans cet exemple, les pôles pour $i = 1,2,3$ sont arbitrairement fixés respectivement à $[-16,-15]$, $[-56,-55]$ et $[-6,-5]$. Notons que le problème d'optimisation donné dans le chapitre 2 n'a volontairement pas été considéré pour mettre en avant l'apport de la structure ADacom de la figure 4.2. τ_D et T_D sont respectivement obtenus par (4.18) et (4.25). On a $\tau_D = 1.5793$ secondes et $T_D = 21.3207$ secondes. Ces valeurs sont exactement les mêmes que celles obtenues avec l'approche de [ECH13]. Le paramètre h impliqué dans (2.31a) et (4.6b) est sélectionné à 50 et $\eta = 1.5$.

Résultats de simulation

L'architecture FTC de la figure 4.3 est maintenant implantée dans un simulateur développé dans l'environnement Matlab/Simulink. La trajectoire de vol permet d'effectuer une translation verticale de l'avion. Initialement, les références pour l'angle d'attaque et la vitesse de tangage ont respectivement été fixées à $\alpha_{ref} = 7^\circ$ et $q_{ref} = 0^\circ$. A $t = 70s$, l'angle d'attaque α_{ref} passe à 2° . Sans l'utilisation d'informations prédictives, le premier actionneur n'est plus utilisable à partir de $t = 48$ secondes. Le second actionneur devient quant à lui défailtant de façon intermittente sur les intervalles de temps $[75, 100] s$ et $[107, 120] s$. Pour mettre en avant les résultats de la stratégie ADacom de la figure 4.3, l'approche FTC de [ECH13] développée dans le chapitre 2 (section 2.4.2 où la commande commutée possède un état commun) est également considérée.

Comme le montre les résultats de la figure 4.4, les deux approches présentent un niveau de performances acceptables, *i.e.* les performances en termes de suivi de consigne sont toujours retrouvées après un certain régime transitoire. En analysant de plus près la figure 4.4, on constate que le T_{RUL} dédié au premier actionneur passe en dessous du seuil ηT_D à $t \approx 14$ s. Une commutation pour anticiper la situation défaillante peut donc intervenir. A cause des conditions de stabilité sur le temps de séjour dual T_D , cette commutation n'intervient qu'à partir de 21.32 s pour la solution *ADACom*. A $t = 21.32$ s, les courbes de couleur cyan sur les signaux de sortie à contrôler montrent des comportements transitoires plus importants que les courbes rouges. La couleur cyan présente les résultats de la structure *ADACom*, sans les équations (4.6a) et (4.7a) de l'algorithme 4.1. En supprimant ces équations, la synchronisation entre la loi de commande commutée et le mécanisme de défaut virtuel n'existe pas, *i.e.* on crée une situation défaillante virtuelle et on attend que l'algorithme de surveillance identifie ce mode de fonctionnement virtuel pour commuter sur la loi de commande appropriée. On travaille donc en réaction, tout ce qu'on cherchait à éviter avec la structure proposée. Ce constat montre donc l'importance des équations (4.6a) et (4.7a) dans la minimisation des comportements transitoires observée sur les courbes rouges autour de $t = 21.32$ s et la disparition de ces derniers à $t = 48$ s.

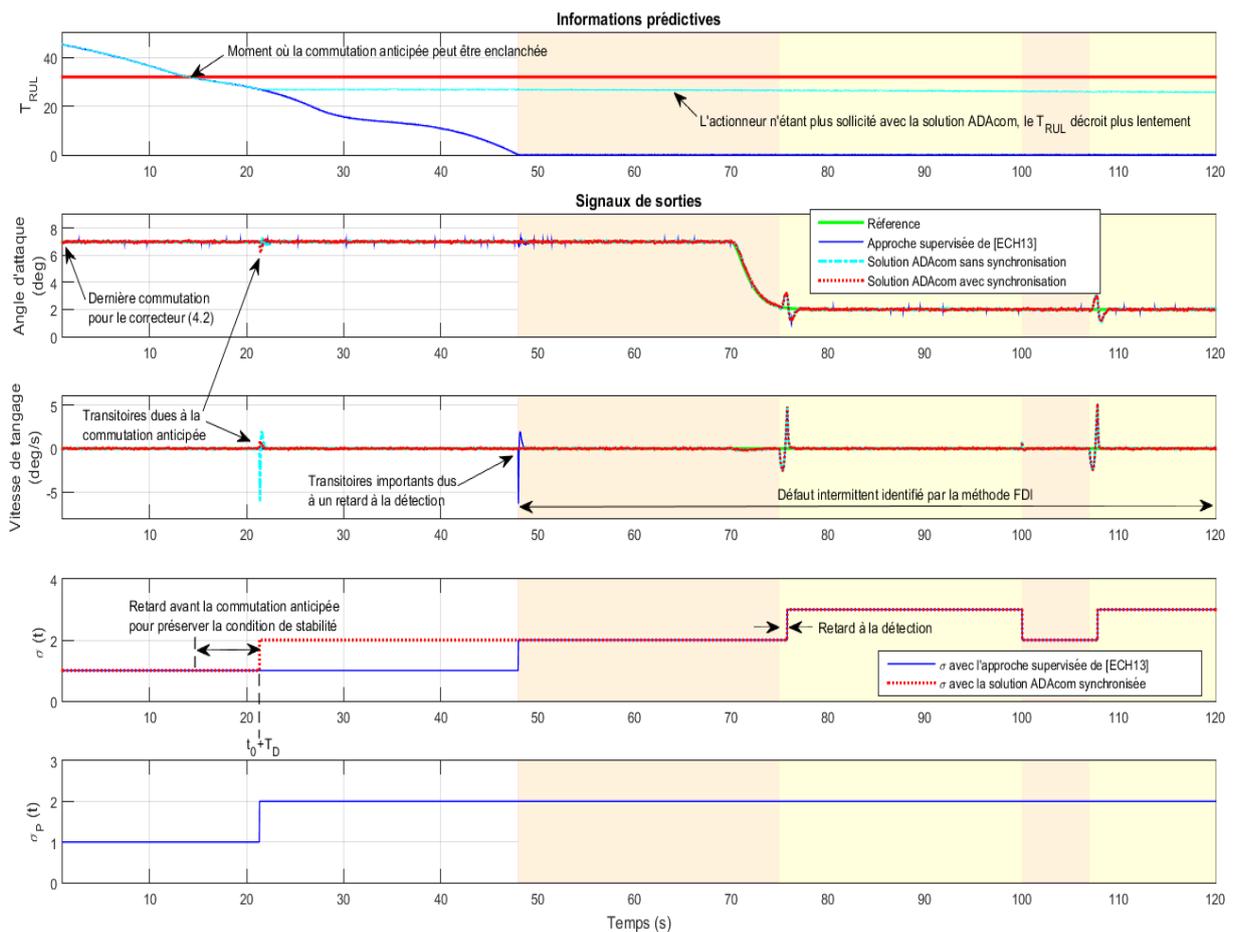


Figure 4.4 – Résultats de simulation avec l'architecture *ADACom*

A $t = 21.32$ s, on peut aussi constater un changement sur le comportement du T_{RUL} . La courbe bleue foncée du T_{RUL} correspond à la situation où aucune anticipation est faite et où l'actionneur est sollicité jusqu'à sa fin de vie, *i.e.* la solution de [ECH13]. Avec l'architecture *ADacom*, l'actionneur dont la durée de vie est critique n'est plus sollicité comme l'atteste les signaux de commande donnés sur la figure 4.5. Il en résulte une diminution du T_{RUL} beaucoup moins rapide et principalement liée aux forces aérodynamiques pouvant s'exercer sur la surface de l'actionneur défaillant.

A partir de 75 s, on constate que l'approche proposée présente exactement les mêmes performances que la solution de [ECH13]. Ce résultat est cohérent dans la mesure où aucune information prédictive n'existe pour cette situation et que la commande commutée (4.2) est mis à jour à partir des signaux d'erreurs générés par le banc d'observateurs (4.3) qui assure la tâche de surveillance. Ce constat confirme donc que la cohabitation entre les tâches d'informations prédictives et de surveillance classique est possible. Notons enfin que l'intervalle de temps entre deux situations défaillantes est égal à 7 s après 100 s. Dans la mesure où cette valeur est plus petite que T_D , la stabilité ne peut pas être théoriquement garantie. Les résultats temporels obtenus sur la figure 4.4 montrent cependant le contraire et permettent de souligner que les valeurs obtenues pour τ_D et T_D peuvent s'avérer conservatrices (surestimées).

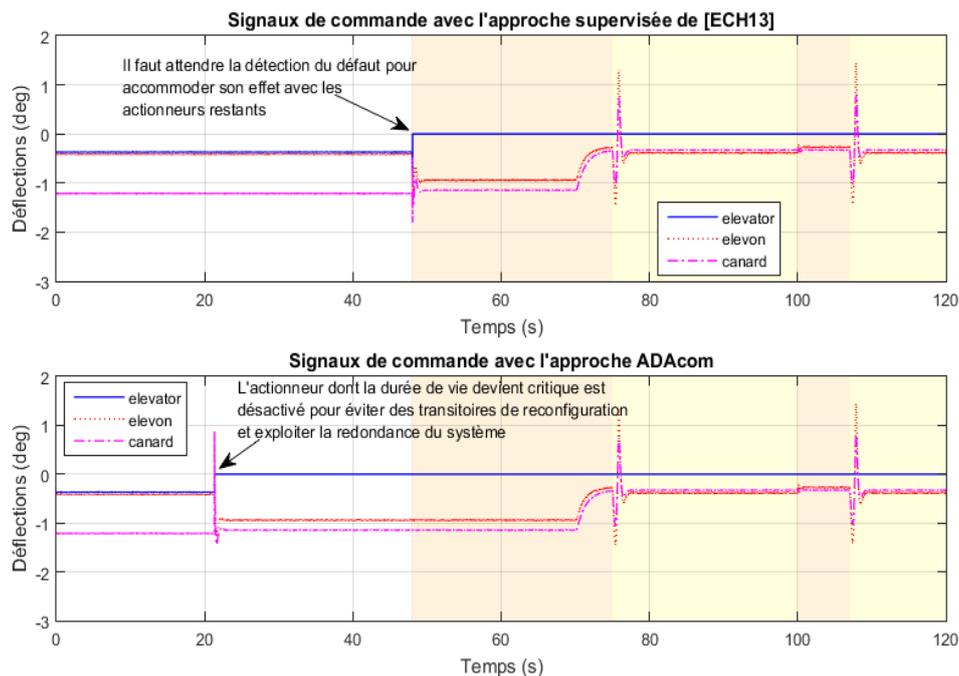


Figure 4.5 – Résultats de simulation – signaux de commande

4.2.3. Discussion

Si la formulation du problème dans ce cadre de travail a reçu un accueil favorable de la part de la communauté scientifique avec la publication de la communication [CG18], il reste encore un long chemin à parcourir pour rendre cette approche mature. Au-delà des 5

hypothèses de travail déjà avancées dans la section 4.2.1, on peut souligner les questions suivantes :

- Q4.1** : Un défaut est pressenti, mais à quel instant opérer la commutation pour minimiser les transitoires et ne pas mettre en danger la mission ?
- Q4.2** : Un cadre formel a été fourni, mais comment diminuer la valeur du temps de séjour qui peut s'avérer trop conservatrice pour pouvoir prétendre à un transfert de technologie viable ?
- Q4.3** : La méthode prend actuellement en compte la dynamique des tâches de détection et d'accommodation, mais quel sera l'impact de la dynamique des méthodes de pronostic sur la solution, sur le calcul du temps de séjour ?
- Q4.4** : La prise de décision basée sur des informations prédictives s'effectue à partir d'une estimation du temps de vie (RUL) pour certains composants critiques (actionneurs, ...). Comment intégrer le RUL propre au système dans la solution proposée ? Est-ce réellement pertinent de parler d'accommodation si la fin de vie d'un système est proche, pouvant impliquer *de facto* un degré de redondance insuffisant pour recouvrir une situation critique ?

Remarque 4.6 : Pour pallier la suffisance soulignée en **Q4.2**, l'approche développée dans la section 2.5 du chapitre 2 pourra être envisagée puisqu'elle admettra, conformément à la remarque 2.6, une fonction de Lyapunov commune.

Remarque 4.7 : La solution visant à passiver et/ou ne plus utiliser un actionneur affichant un dysfonctionnement n'est pas nouvelle. Pour éviter le problème souligné par le point **Q4.4**, les avions commerciaux disposent de deux actionneurs mis généralement côte-à-côte comme le présente la figure 4.6 [Gou11]. Durant le vol, seule une surface de commande de vol est contrôlée. Si un dysfonctionnement est identifié, la surface défaillante est passivée et remise dans une position neutre avant que sa voisine ne prenne le relai pour garantir le vol. Cet exemple permet de souligner l'intérêt de ce cadre de travail pour un problème d'ingénierie.

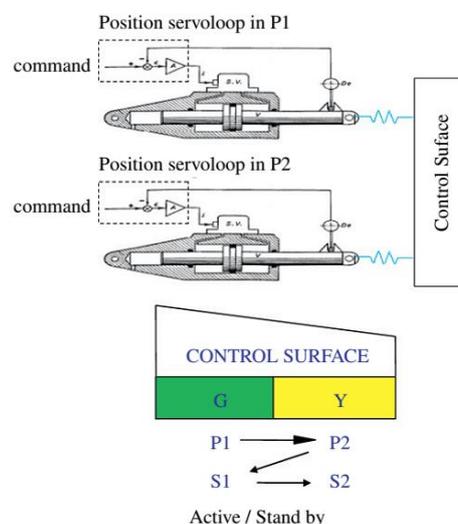


Figure 4.6 – Activer/passiver une surface de commande de vol [Gou11]

Bien que le contexte de l'ingénierie présente un domaine d'application potentiel, le secteur le plus prometteur pour mettre en pratique ce cadre méthodologique semble être l'univers médical où le changement d'un composant (organe vital, ...) peut s'avérer délicat, voir impossible. Prenons l'exemple du diabète de type 2 (DT2) qui est une maladie décrite comme potentiellement réversible [LCCS15]. A partir des résultats de [LCCS15], les origines du DT2 sont sommairement données sur la figure 4.7. Le train de vie quotidien peut amener une personne à fixer des objectifs de vie (on fera ici le lien avec l'automatique en parlant d'objectif de commande) comme suit : *i*) réduction du temps dédié à une activité physique, *ii*) situation stressante quotidienne, *iii*) gain de temps sur les repas conduisant à une surconsommation de produits caloriques. En restant sur ce train de vie (objectifs de commande initiaux), la personne va voir augmenter le niveau de gras dans ses muscles, dans son foie et son pancréas créant à terme une augmentation de la glycémie dans le sang.

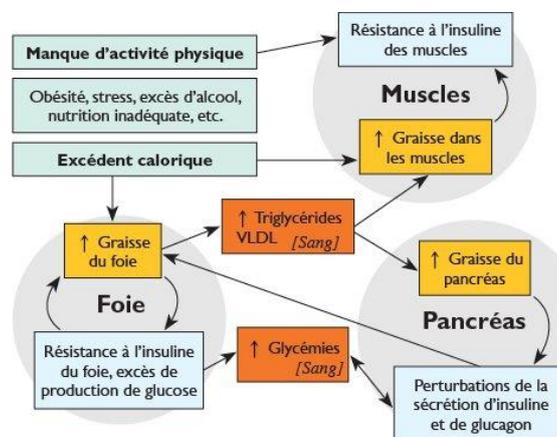


Figure 4.7 – Schéma fonctionnel sur l'origine du diabète de type 2 [LCCS15]

Pour contrecarrer cet enchaînement néfaste pour le corps humain, la rémission passe par un protocole médical donné grossièrement par la figure 4.8. On va chercher à « reconfigurer » le mode de vie de la personne atteinte de DT2 en modifiant ses habitudes (nouveaux objectifs de commande !) alimentaires et celles liées à son activité physique pour préserver, le plus longtemps possible, les organes vitaux souffrants.

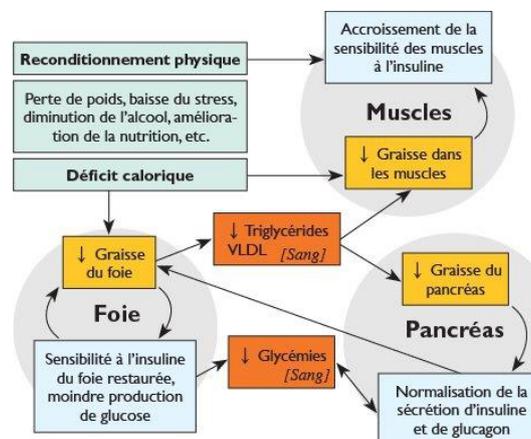


Figure 4.8 – Schéma fonctionnel sur la rémission du diabète de type 2 [LCCS15]

C'est donc un exemple concret à échelle de temps multiples où la modification des objectifs de commande (mode de vie) vise à éviter la dégradation d'un « composant » vital. Plus précisément, on va chercher à modifier son alimentation et hygiène de vie (au présent ou sur une échelle de temps à horizon court) de façon répétée (échelle de temps à horizon moyen) pour repousser la dégradation permanente du pancréas (horizon lointain). Et c'est donc fort naturellement que des recherches de modèles de dégradation pour les personnes atteints de DT2 ont été récemment menées avec par exemple l'établissement d'un modèle de dégradation bayésien dans [Cra15]. Cette discussion est une transition parfaite pour introduire la seconde perspective de recherche qui porte sur l'amélioration des dispositifs pour le traitement des patients diabétiques de type 1 (on parle de diabète insulino-dépendant où les cellules β du pancréas n'ont plus d'activités).

4.3. Vers l'amélioration du traitement des patients diabétiques de type 1

Cette perspective interdisciplinaire est une parfaite illustration de l'apport important que peut avoir l'automaticien dans des thématiques qui ne lui sont pas nécessairement dédiées. Ici, le terme découpler prend tout son sens dans la mesure où l'on va chercher à développer de nouveaux modèles mathématiques biomédicaux des mécanismes mis en jeu dans la régulation de la glycémie, en se basant sur des données reproduisant des phénomènes biologiques.

Le diabète est une maladie chronique qui apparaît sous deux formes : le diabète de type 2 précédemment évoqué, dont les marqueurs acquis sont d'une part une sécrétion d'insuline déficiente, et d'autre part une résistance à l'insuline des organes cibles comme le souligne la figure 4.7, et le diabète de type 1 (DT1) lié à la destruction des cellules β -pancréatiques productrices d'insuline. Selon le Centre Européen d'Etude du Diabète (données 2016), le diabète touche 5,1 millions de personnes en France (soit 8 % de la population), 60 millions de personnes en Europe, soit une prévalence d'approximativement 5 % et 422 millions de personnes dans le monde. La prévalence a presque doublé depuis 1980 passant de 4,7 % à 8,5 %. La FID (Fédération Internationale du Diabète) prévoit ainsi 640 millions de diabétiques en 2040 dans le monde, soit 1 adulte sur 10. Cette maladie constitue la cinquième cause la plus fréquente de mort, surtout chez les femmes, et la moitié des décès interviennent avant l'âge de 70 ans. Le diabète a un coût de 16,7 milliards d'euros en France, 137 milliards d'euros en Europe (soit environ 9 % des dépenses de santé) et 591 milliards d'euros dans le monde (entre 5 % et 20 % des dépenses de santé).

Au-delà du respect d'une hygiène de vie stricte, les patients atteints de DT1 doivent subir des injections pluriquotidiennes d'insuline extrêmement contraignantes. Dans ce contexte, les systèmes CGM (pour l'acronyme *Continuous Glucose Monitoring*) ont considérablement amélioré le traitement. Un CGM est un capteur électrochimique qui mesure en continu le glucose, qui traite cette information et qui délivre, en temps réel, les quantités adaptées d'insuline grâce à une pompe à insuline implantée chez le patient (on parle de

pancréas artificiel). Les CGM jouent donc un rôle prépondérant. Ces systèmes CGM doivent reconnaître les besoins en insuline et délivrer la dose correspondante dans des contextes variables de la vie (repos, sommeil, sport, stress). Ils doivent notamment éviter un surdosage qui peut mener à des hypoglycémies. Ces dernières ne sont pas seulement très désagréables, mais surtout elles peuvent mener au coma et être dans certaines configurations mortelles. La mise au point de dispositifs CGM performants, capables de reproduire les dynamiques sécrétoires naturelles de l'insuline grâce à des algorithmes performants à forte capacité prédictive, est donc un enjeu sociétal important.

L'amélioration du traitement des patients atteints de DT1 passe vers le développement de nouveaux modèles à fort pouvoir prédictif pour la conception de nouveaux algorithmes de contrôle/commande associés. Dans le cadre de cette action impliquant cliniciens, biologistes, électroniciens et automaticiens de l'Université de Bordeaux, nous allons développer deux axes majeurs : le premier qui se focalisera principalement sur l'obtention d'un modèle mathématique qui reproduira artificiellement les algorithmes biologiques des îlots pancréatiques qui ont été façonnés depuis 500 millions d'années pour maintenir l'homéostasie glucidique, et le second qui permettra la mise en œuvre de nouveaux algorithmes de régulation de la glycémie pour être robuste aux variabilités des patients et proposer une thérapie continue en boucle fermée.

4.3.1. Obtention d'un modèle artificiel inspiré du vivant

Pour le premier axe de développement, il est important d'expliquer que les capteurs naturels biologiques principaux sont formés par les îlots pancréatiques de Langerhans, des micro-organes qui contiennent les cellules dites β . Ils réagissent aux signaux nutritionnels et neuro-hormonaux pour adapter finement la sécrétion d'insuline aux besoins changeants. La modélisation mathématique de ces mécanismes dynamiques d'activation/d'inactivation est le premier objectif.

Cette modélisation est possible grâce au bio-capteur développé par les laboratoires CBMN et IMS qui permet la mesure de cette activité, voir la figure 4.8. Il mesure les signaux unitaires, *i.e.* les potentiels d'action (PAs) générés à l'échelle d'une seule cellule, ainsi que l'activité collective des cellules due aux couplages : les potentiels lents (PLs) ou *slow potentials* [LRC11]. Contrairement aux modèles mathématiques actuels basés sur des mesures unitaires qui ne tiennent pas compte, ou très mal, des couplages prépondérants dans l'encodage de la sécrétion [BP14], les travaux du CBMN sur la cinétique biphasique ont montré qu'en réponse à une augmentation physiologique du glucose imitant l'état postprandial (8,2 mM ; 1,5-2 h), les îlots réagissent électriquement de manière biphasique, voir la figure 4.9. En 1^{re} phase, les PLs sont de haute fréquence et de faible amplitude. Des mesures ont montré que les PLs sont peu synchronisés entre les différentes régions d'un îlot en 1^{re} phase. Cette phase correspond donc à de petits groupes cellulaires très actifs mais peu synchronisés. En revanche en 2^{de} phase, la fréquence ralentit et l'amplitude et la synchronisation augmentent, correspondant à un fonctionnement syncytial du micro-organe.

C'est la 1^{re} fois que les dynamiques sécrétoires liées à des changements de couplage sont mis en avant. De plus, le GLP-1 à une concentration physiologique postprandiale (50 pM), agit spécifiquement sur la 2^{de} phase en augmentant l'amplitude des PLs.

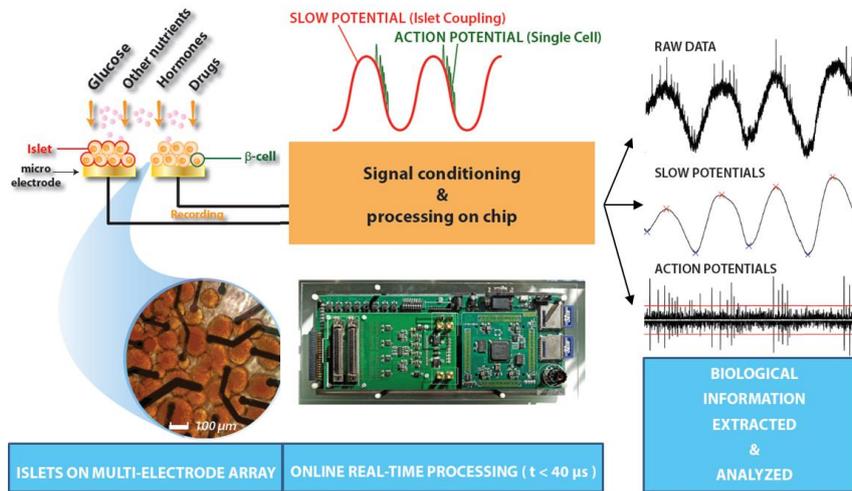


Figure 4.8 – Fonctionnement du capteur bioélectronique [LRC11]

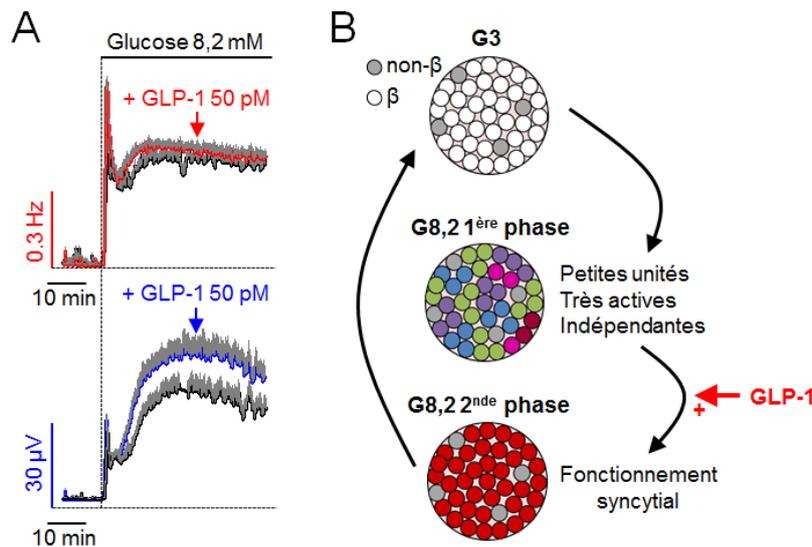


Figure 4.9 – Réponse électrique biphasique des potentiels lents (PLs) à du glucose

Au-delà d'un apport majeur sur la compréhension de la physiologie et de la physiopathologie des îlots, cette étude va nous permettre d'identifier des modèles mathématiques dynamiques de l'activation (phases) et de l'inactivation des îlots dans différents contextes physiologiques à partir du capteur bioélectronique « îlot-inspiré » développé par les laboratoires CBMN et IMS [LRC11]. Les approches utilisées pour l'obtention de ces modèles relèvent de la théorie de l'identification paramétrique. L'idée est d'établir des modèles dynamiques mathématiques aux équations différentielles, à partir des mesures des signaux PAs et PLs. La résolution de ces équations différentielles en temps réel

permettra de reproduire le comportement physiologique observé. Ces modèles sont déterminés tels que l'erreur commise entre la prédiction et la mesure soit minimale au sens d'un critère, par exemple « blanchiment de l'erreur de prédiction » ou « décorrélation entrées-erreur de prédiction » dans le cas des approches stochastiques [NPR00]. Des approches « sous-espace » basées sur le rang de la matrice de Hankel [VD96], permettant d'estimer simultanément les paramètres du modèle et sa complexité, peuvent aussi être envisagées.

La modélisation du capteur « îlot-inspirés » devrait donc permettre de conférer à de nouveaux dispositifs CGM un pouvoir prédictif aux différentes variabilités physiologiques et erreurs de mesure. Après cette tâche, il sera nécessaire de mettre en place une boucle fermée adaptée aux informations délivrées par le biocapteur. C'est l'enjeu de la section suivante.

4.3.2. Régulation de la glycémie robuste aux variabilités

Les algorithmes de contrôle/commande utilisés dans les dispositifs de contrôle de la Glycémie (CGM) actuels sont limités en termes de réactivité, d'adaptabilité et de prédictibilité [DH14]. Ils ne reproduisent pas les dynamiques sécrétoires naturelles de l'insuline [S13] et sont, par leur structure, peu réactifs aux événements non-prévus de la vie quotidienne (stress aigue, repas ou jeûne non prévu, changements hormonaux). La loi de commande la plus couramment utilisée actuellement dans les CGM est basée sur une régulation de type PID (pour *Proportional-Integral-Derivative*) [SG13] réglée sur un modèle ancien, très simple (sans variabilité des patients) et peu prédictif. Des approches plus prédictives telles que les approches MPC (pour l'acronyme anglophone *Model Predictive Control*) ont été récemment testées, même si elles ne permettent pas de prendre en compte la dynamique biphasique de la sécrétion d'insuline et ses modulations par les facteurs neuro-hormonaux. Plus précisément, le modèle actuellement utilisé repose sur 2 « *pools* » de vésicules libérés successivement lors des 2 phases [RB13]. Ce modèle possède plusieurs limites : (i) la quantité théorique d'insuline contenue dans les *pools* vésiculaires de la 1^{re} phase ainsi que sa durée ne correspondent pas à ce qui est mesuré par dosages ; (ii) des événements en amont des *pools* vésiculaires (e.g. dynamiques calciques et électriques) sont eux aussi biphasiques [HNSA06], [RB13]. Pour pallier cette insuffisance, on se propose de développer une nouvelle loi de commande qui utilisera les signaux délivrés par le biocapteur « îlots-inspirés » développé par les laboratoires CBMN et IMS et permettra la mesure d'une activité électrique des cellules β (voir la figure 4.8) [RCL14]. Si le biocapteur présente des aptitudes adaptatives, c'est le développement d'une nouvelle loi de commande qui permettra d'apporter un certain degré d'insensibilité (ou robustesse si on s'appuie sur la terminologie automatique) vis-à-vis des variabilités des patients atteints de DT1. Pour ce faire, la synthèse du correcteur utilisera l'approche H_∞ non lisse qui a fait ses preuves sur une plateforme satellitaire [PCH17, PCH17b] et qui permettra de prendre en compte des incertitudes et la nature à paramètres variants des patients diabétiques. Les solutions seront validées à l'aide du simulateur UVA/PADOVA acquis récemment par les laboratoires CBMN et IMS. Ce simulateur constitue « l'étalon or », approuvé par la FDA (pour l'acronyme anglophone *Food and Drug Administration*), pour tester les nouvelles stratégies de contrôle glycémique en substitution des essais pré-cliniques chez l'animal. Plus

précisément, ce simulateur reproduit *in-silico* le comportement de l'organisme humain à partir de données obtenues sur une trentaine de patients atteints de DT1, selon un échantillon représentatif de l'âge (les patients sont classifiés selon les catégories « enfant-adolescent-adulte ») et du poids. Le simulateur contient également trois dispositifs de mesure de glycémie (Intra Veineux, CGM et glucomètre) et une loi de commande de type PID commandant une pompe à insuline pour pouvoir mettre en avant les avantages des solutions proposées.

4.3.3. Discussion

Dans la mesure où cette action a déjà fait l'objet de trois dépôts de projet (voir la figure 1.4 du chapitre 1), elle permet de mettre en avant une motivation certaine de l'ensemble des chercheurs impliqués dans ce projet pour ouvrir la porte aux compétences des automaticiens. C'est en effet seulement après la mise en place d'une boucle fermée que le transfert de technologie pourra s'opérer pour clôturer cette aventure en proposant un dispositif autonome qui améliorera le traitement des patients diabétiques de type 1. Notons par ailleurs que pour faciliter une possible commercialisation du dispositif développé, le recours aux cellules vivantes pour le biocapteur ne peut pas être considéré comme une solution pérenne et l'obtention d'un modèle mathématique fiable permettant de reproduire artificiellement et électroniquement le comportement d'îlots pancréatiques sains prend encore plus d'importance. Enfin, la participation d'une équipe de chercheurs Mexicains à cette aventure après avoir été sélectionnée lors du 25^{ème} appel à projets franco-mexicain ECOS Nord (les projets débutent le 1er janvier 2019 pour une durée de 4 ans) permet de noter la portée et l'enjeu sociétal mondial de cette problématique.

4.4. Explorer la théorie des modes glissants pour maintenir la loi de commande dynamique en place

Avec l'éradication des comportements transitoires faisant suite à l'apparition d'une certaine classe de défauts, les résultats présentés dans la section 2.6 du chapitre 2 sont prometteurs. En vue de faciliter son intégration dans des structures de contrôle/commande déjà existantes pour favoriser un transfert de technologie, un travail de fond doit cependant être mené pour proposer des solutions à base de modes glissants où la loi de commande dynamique potentiellement certifiée est maintenue.

Dans la littérature, on trouve quelques travaux [CAE17, SNZ15] qui proposent de maintenir une loi de commande déjà en place. La loi de commande proposée reste malheureusement assez simpliste et revient à effectuer un retour d'état avec une seule matrice statique pour le correcteur nominal [CAE17]. Dans [SNZ15], le correcteur en place est un peu plus évolué dans la mesure où l'on retrouve un correcteur Proportionnel-Dérivée en exploitant intelligemment les mesures disponibles sur le système. Il n'existe cependant pas à ma connaissance une procédure généralisée où le correcteur nominal puisse s'écrire sous la forme d'une représentation d'état similaire à (4.2). Afin de lever ce verrou scientifique, il me semble

intéressant de rapprocher la communauté de la commande par modes glissants à celle de la commande commutée. Pour la première citée, la loi de commande intègre une fonction *signe* dans l'expression du correcteur et la stabilité de la boucle fermée est généralement garantie grâce à la théorie de Lyapunov. Tout l'avantage de la théorie par modes glissants vient de l'utilisation de cette fonction *signe* qui permet de réagir quasiment instantanément et d'observer cette propriété d'insensibilité du système bouclé vis-à-vis des perturbations/défauts qui agissent directement sur le canal d'action du signal de commande. La présence de cette fonction *signe* dans le correcteur par modes glissants revient finalement à effectuer une commutation non contrainte entre deux correcteurs possédant une même structure, mais avec des paramètres de réglage différents. Fort de cette analyse, le lien avec la théorie des systèmes commutés possédant une fonction de Lyapunov commune apparaît alors comme une évidence. En travaillant sur une certaine équivalence entre ces communautés, la commande par modes glissants pourrait réellement apprendre de la communauté des systèmes commutés pour développer des solutions plus efficaces. Pour exemple, les preuves de stabilités pour les solutions utilisant les modes glissants portent essentiellement sur des expressions à une seule entrée / une seule sortie (on retient l'acronyme SISO pour *Single Input/ Single Output* dans la littérature). De ce fait, l'intégration d'une certaine équivalence entre les deux communautés pourrait permettre d'étendre les preuves au contexte multiple entrées / multiple sortie (l'acronyme MIMO pour *Multiple Inputs / Multiple Outputs* est retenue dans la littérature). Ce dernier point pourrait être la porte d'entrée pour proposer des solutions où la loi de commande MIMO dynamique déjà en place sera maintenue. Cette perspective de recherche permettra également de renforcer les liens forts avec des institutions Mexicaines et Chinoises portées sur la théorie des modes glissants, tout en restant un élément central et moteur pour faire cohabiter les deux communautés.

4.5. Introduire la recouvrabilité d'un défaut dès les premières phases de conception

Se lancer dans la mise en place de dispositifs tolérants aux défauts pour étendre l'autonomie d'un procédé ne peut s'effectuer que si le système possède assez de redondances matérielles ou analytiques. Si la redondance matérielle se caractérise simplement par l'ajout physique de capteurs ou d'actionneurs sur la structure de ce dernier, la redondance analytique revient à exploiter les liens entre les différentes équations du système en tenant en compte des caractéristiques techniques des éléments, de leur position sur la structure, ... C'est dans ce contexte et dans le cadre du projet européen *COMRADE* présenté dans le chapitre 1, que David HENRY a proposé d'utiliser la théorie des espaces atteignables pour évaluer la recouvrabilité d'un défaut selon le dimensionnement du système. Ce travail a donné lieu à une communication commune dans le cadre de l'encadrement de thèse de Jazmin ZENTENO TORRES [ZtCH17]. La contribution de [ZtCH17] visait à savoir si le dimensionnement d'un satellite (via la matrice de configuration des tuyères dépendant, entre autre, de leur positionnement et orientation sur la structure) avait été bien pensé pour pouvoir développer des stratégies de commande tolérante aux fautes. La figure 4.10 montre le résultat du cas d'étude

de [ZtCH17]. A gauche de la figure 4.10, on retrouve la structure du satellite considérée où l'on peut aisément localiser la tuyère n°1. Sur la figure de droite, les polytopes bleus correspondent au cas sans panne tandis que les polytopes rouges correspondent au cas d'une panne tuyère. On constate que l'espace atteignable bleu est plus grand que celui en rouge. Cela signifie qu'avec la tuyère n°1 bloquée en position fermée, il n'est pas possible d'atteindre certains espaces d'états. Fort heureusement, la trajectoire donnée au satellite ne rentre pas dans ces espaces inatteignables. La situation défailante est donc considérée comme étant recouvrable ou accommodable.

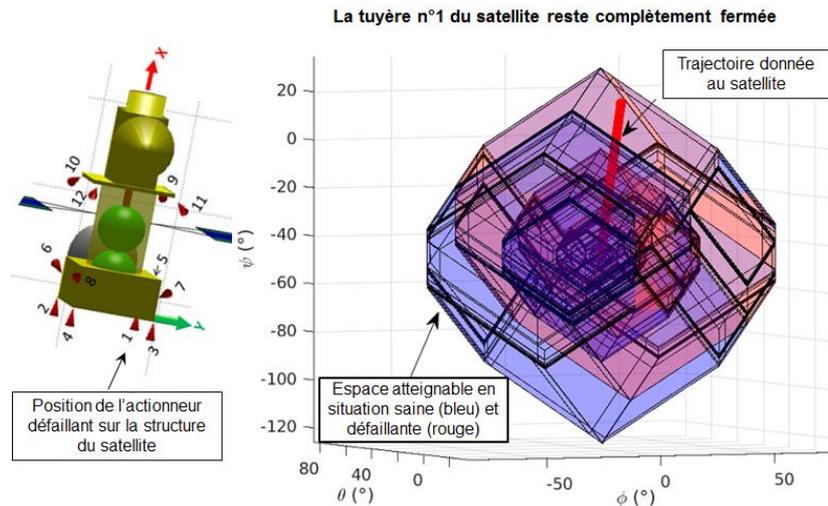


Figure 4.10 – Espace atteignable suite au blocage d'une tuyère en position fermée

Bien que le résultat de cette étude soit probant, il est nécessaire d'étendre cette démarche au cas des systèmes incertains ou à paramètres variants dans le temps. Cela constitue la dernière perspective de recherche qui devrait être traitée dans le cadre d'un contrat doctoral entre l'agence spatiale européenne, Airbus Defence & Space et le laboratoire IMS de l'université de Bordeaux à la rentrée universitaire de 2019. Les travaux vont donc consister à poser dès les premières phases de conception un problème d'optimisation visant à déterminer les paramètres de la matrice de configuration des tuyères et d'en déduire le dimensionnement, le positionnement et l'orientation de chacune d'elles. Le problème d'optimisation étant pressenti comme multi-convexe, il sera probablement résolu à l'aide des techniques d'optimisation hybride. Cette approche n'ayant pas été formalisée à l'heure actuelle, il s'agit là d'un verrou scientifique qu'il faudra lever.

4.6. Conclusion

Si le travail visant à améliorer le traitement des patients diabétiques de type 1 ou celui dirigé vers l'introduction de la recouvrabilité d'un défaut dès les premières phases de conception d'un système physique ont récemment trouvé des sources de financement (de l'Agence Nationale de la Recherche et d'institutions relevant du domaine spatial respectivement), les défis restent nombreux. En premier lieu, il faudra démontrer aux

cliniciens et biologistes l'apport de la culture automatique pour traiter des situations qui semblent être à mille lieues de leur domaine de compétences. Pour la seconde action, la réunion de travail de la Communauté des Experts pour les Systèmes de Commande et Automatique (COMET SCA) de décembre 2018 à Toulouse a permis de montrer que l'acceptation d'une telle démarche chez les industriels n'est pas complètement acquise et qu'il faudra donc amener de nouvelles preuves de concept fortes pour pouvoir envisager son intégration dans le secteur industriel.

Les deux autres axes méthodologiques portant sur l'introduction d'informations « prédictives » dans une architecture de commande tolérante aux défauts ou la possibilité d'améliorer la théorie des modes glissants en s'inspirant de la théorie des systèmes commutés, restent pour l'heure sans appui. Elles nécessiteront donc un travail préliminaire à mener avec l'encadrement de Masters avant de se projeter vers la rédaction d'appels d'offres pour financer ces axes de recherche. Quoi qu'il en soit, j'espère que les développements de ce chapitre auront permis de souligner la place prépondérante de l'automaticien dans les défis de demain à une époque où l'innovation s'inscrit principalement dans des sujets pluridisciplinaires.

Conclusions générales

Si la tâche de synthétiser 10 ans de travaux de recherche en quelques pages n'est pas simple, elle a le mérite de dresser un bilan fort instructif et permet de lier l'ensemble des orientations de recherche choisies depuis mon début de carrière. Ce bilan comptable est abordé dans le **chapitre 1** qui recense mes activités de recherche, d'encadrements, de responsabilités pédagogiques et d'implication dans des tâches d'intérêt collectives à l'IUT de Bordeaux, rattaché à l'équipe de recherche ARIA (Approche Robuste et Intégrée de l'Automatique) du laboratoire IMS (Intégration du Matériau au Système) de l'Université de Bordeaux.

Pour se démarquer des nombreux travaux abordant seulement la problématique de la commande tolérante aux fautes ou de la détection et localisation de défauts, je me suis investi dans le **chapitre 2** sur la mise en place de différentes solutions pour la maîtrise des régimes transitoires après l'activation d'une stratégie permettant d'accommoder l'effet d'un défaut. L'idée visait à répondre à 7 des 13 verrous scientifiques identifiés en 2008 dans [ZJ08]. Pour ce faire, j'ai orienté mes activités de recherche initialement basées sur les approches à base de normes, vers la théorie des systèmes commutés et celle dite des modes glissants. Les différentes solutions avancées dans ce chapitre sont capables de répondre aux problèmes suivants qui avaient été identifiés dans [ZJ08]. :

- **P.2.** synthèse couplée (ou intégrée) de filtres de diagnostic et de lois de commande tolérante aux fautes ;
- **P.3.** développement de solutions permettant d'assurer un fonctionnement fiable, même si en partie dégradé, *i.e.* avec un niveau de performance moins élevé qu'en situation non défaillante ;
- **P.5.** proposer des solutions viables pour les systèmes non linéaires ;
- **P.6.** prendre en compte les contraintes de saturations sur les signaux d'entrées ;
- **P.7.** prendre en compte les imperfections du module de diagnostic et du retard lié au mécanisme de reconfiguration ;
- **P.10.** gérer les comportements transitoires après une reconfiguration ;
- **P.13.** prendre en compte les considérations « pratiques » pour un transfert de technologie viable.

Basés sur des exemples académiques de véhicules volants, on a pu constater qu'un régime transitoire existe toujours pour accommoder l'effet du défaut. Ce constat fut à l'origine du travail sur la théorie des modes glissants qui permet d'être insensible à une certaine classe de défauts ou perturbations : celle qui agit directement sur le canal d'action du signal de commande (on parle de *matched disturbances*). Si les résultats académiques ont confirmé le bienfondé de cette théorie, un travail supplémentaire devra cependant être mené pour maîtriser la solution dans un environnement bruité et offrir de bons résultats pour des périodes d'échantillonnage plus grandes. Ce dernier aspect peut en effet réduire considérablement le champ d'application potentielle de cette approche.

Le **chapitre 3** a permis de dresser une synthèse de mes actions de transfert de technologie pour répondre à des problématiques complexes et réalistes. Il a également mis en avant mon activité d'encadrement doctoral qui s'intègre dans le cadre de collaborations avec les acteurs majeurs de l'aéronautique (Airbus pour la thèse d'Anca GHEORGHE) et du spatial (l'Agence Spatiale Européenne et Airbus Defence & Space à travers le co-encadrement de la thèse de Valentin PREDA) en Europe, en ayant un regard critique sur le niveau de maturité technologique des solutions en guise de fil rouge. Pour mettre en avant une activité internationale, les co-encadrements de thèse des doctorantes Chinoise (Jing CHANG) et Mexicaine (Jazmin ZENTENO TORRES) portant sur la théorie des modes glissants appliquée à l'estimation robuste et à la commande tolérante aux défauts ont été en partie abordés. Ces travaux de recherche couplés à la théorie des systèmes à commutation introduite dans le **chapitre 2** du document ont permis de donner une transition parfaite vers le **chapitre 4**.

Au lieu de ne consacrer que deux ou trois pages sur les perspectives de recherche, ce **chapitre 4** prend le temps de mettre en avant mon parti pris sur le rôle majeur que tiendra l'automaticien dans les défis interdisciplinaires de demain. Les axes visant à améliorer le traitement des patients diabétiques de type 1 et celui dirigé vers l'introduction de la recouvrabilité d'un défaut dès les premières phases de conception d'un système physique ont, semble-t-il, trouvé des sources de financement (de l'Agence National de la Recherche et d'institutions relevant du domaine spatial respectivement). Pour le premier travail cité, le défi est de taille et vise à montrer l'apport d'un automaticien dans un domaine qui semble être à mille lieues de son domaine de compétences. Pour le second point, la route sera également longue comme l'atteste les échanges avec les industriels pour essayer de les convaincre du bienfondé de l'approche lors de la réunion de travail de la Communauté des Experts pour les Systèmes de Commande et Automatique (COMET SCA) de décembre 2018 à Toulouse. Les deux autres axes méthodologiques portant sur l'introduction d'informations « prédictives » dans une architecture de commande tolérante aux défauts ou la possibilité d'améliorer la théorie des modes glissants en s'inspirant de la théorie des systèmes commutés, restent deux axes de recherche sur lesquels une veille est nécessaire pour trouver un soutien financier pour pouvoir investiguer ces axes de recherche de nature amont.

C'est donc à travers des coopérations avec des acteurs du monde académique et des acteurs issus du monde industriel européen, que j'ai pu me construire et affirmer mes orientations de recherche. Il me paraît important d'appuyer une nouvelle fois sur le décloisonnement de mon métier d'automaticien pour pouvoir relever les enjeux de demain, comme l'atteste la perspective du travail interdisciplinaire sur le traitement de patients diabétiques de type 1. Je tiens néanmoins à préciser que cet axe de développement ne doit pas être perçu comme une reconversion de thématique puisqu'en parallèle, je souhaite maintenir une activité avec les acteurs professionnels de l'aéronautique et du spatial. Plus précisément, je souhaite favoriser mon implication sur des projets désireux d'apporter une preuve de concept forte, permettant *de facto* d'envisager d'améliorer le niveau de maturité TRL des solutions technologiques développées. Maintenir une action de terrain dans le domaine du spatial et de l'aéronautique, tout en gardant un œil attentif sur les défis de demain, voilà le cadre de travail que je souhaite établir pour mes actions futures et donner du sens à ce que peu apporter humblement un automaticien dans le monde d'aujourd'hui et de demain (développement de systèmes biomédicaux, de dispositifs intelligents pour la gestion de l'eau potable, ...).

Annexes

Le talent ne suffit pas, il faut lui annexer le temps et l'argent.

Michel Conte

Sommaire :

Annexe 1 : Attestations.....	218
Annexe 2 Définitions des normes utilisées.....	221
A.1. Définition de l'espace L_q	221
A.2. Définition des normes.....	221
A.2.1. Norme 2.....	221
A.2.2. Norme e (ou norme 2 tronquée).....	221
A.2.3. Norme H_∞	222
A.2.4. Norme H	222
Annexe 3 Transformations Linéaires Fractionnaires (LFT).....	223
B.1. Définition.....	223
B.1.1. LFT basse.....	223
B.1.2. LFT haute.....	224
B.2. Algèbre des LFTs.....	224
B.2.1. Somme.....	225
B.2.2. Mise en parallèle.....	225
B.2.3. Changement de base.....	225
B.2.4. Transposé.....	225
B.2.5. Conjugué.....	225
B.2.6. Inversion.....	225
B.2.7. Multiplication.....	226
Annexe 4 La valeur singulière structurée et sa généralisation.....	227
C.1. La valeur singulière structurée μ	227
C.2. La valeur singulière structurée généralisée μ_g	228

Annexe 1 : Attestations



Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système CNRS UMR 5218
Département LAPS
Automatique – Productique – Signal

Talence le 08 décembre 2017

Monsieur Jérôme Cieslak a co-encadré les thèses suivantes :

Mme Anca Gheorghe

Sujet: Détection robuste et précoce de l'embarquement et du grippage dans le système de commandes de vol :

A. Zolghadri : 50%.

J. Cieslak : 50%

Soutenance: le 26 juin 2013.

Mme Jing Chang

Sujet: Fault diagnosis and Fault tolerant control via sliding mode techniques applied to quadrotor systems.

La thèse de Mme J. Chang est financée par "China Scholarship Council". Dans le cadre de sa thèse, Mme Chang a effectué un séjour à Bordeaux du 01/10/2014 au 15/12/2015. Co-supervision: le Prof. Jun Zhou, School of Astronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, China, A. Zolghadri et J. Cieslak (IMS-Bordeaux).

Soutenance prévue en mars 2017.

Taux d'encadrement de Monsieur J. Cieslak : 70%.

Pour faire valoir à qui de droit.

Prof. A. Zolghadri, 61ème section
Université de Bordeaux - CNRS
Laboratoire IMS



Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système
Université de Bordeaux - 351 cours de la Libération
33405 Talence cédex



Talence, le 20/02/2018

Avis sur la candidature à l'Habilitation à Diriger des Recherches de M. Jérôme CIESLAK

Monsieur Jérôme CIESLAK travaille avec moi autour des thématiques du diagnostic basé modèle et de la commande tolérante aux fautes, avec un domaine applicatif privilégié qu'est l'aérospatial.

Lors de sa carrière, il a co-encadré avec moi les thèses suivantes :

- 1) "Robust Microvibration Control and Worst-case Analysis for High Pointing Stability Space Missions" par M. PREDA Valentin 2014-2017
 - Soutenue le 13 Décembre 2017.
 - D. Henry: 50% - **J. Cieslak : 50%**
 - Financement: Agence Spatiale Européenne (75K€) + AIRBUS Defence & Space (60K€) + Région Aquitaine (49K€)
 - Devenir du doctorant: Postdoc à l'agence spatiale européenne (ESA)

- 2) "Fault identification and fault tolerant control using sliding mode methods: application to a rendez-vous mission in Earth orbit » par J. ZENTENO-TORRES. 2016-2019.
 - Thèse en cours
 - D. Henry: 50% - **J. Cieslak : 50%**
 - Financement: Conseil National des Sciences et Technologies (CONACYT) Mexique

Monsieur Jérôme CIESLAK est un chercheur passionné et d'une grande qualité scientifique, qui satisfait selon moi à toutes les conditions d'obtention de l'Habilitation à Diriger des Recherches.

Je soutiens donc inconditionnellement sa candidature.

David HENRY
Professeur des universités
Responsable de l'équipe ARIA

Talence, le 30 janvier 2018

ATTESTATION DE FORMATION

Je soussignée, Cécile GIRARD, responsable administratif et financier du collège des écoles doctorales certifie que :

Monsieur Jérôme CIESLAK

Ecole doctorale : sciences physiques et de l'ingénieur (SPI)

a participé à la formation :

«Encadrement des doctorants.es »

Objectifs pédagogiques

Permettre aux directeurs de thèse et aux futurs.es candidats.es à l'autorisation à diriger des thèses (ADT) ou à l'habilitation à diriger des recherches (HDR) de :

- Construire une vision de l'encadrement qui tient compte des pratiques selon les domaines scientifiques, du profil du doctorant.e et des attentes des écoles doctorales
- S'approprier les préconisations des textes officiels
- Développer l'autonomie des doctorants.es
- Découvrir les ressorts du management et les appliquer à l'encadrement des doctorants.es

qui s'est déroulé à l'**université de Bordeaux**
le 17 janvier 2018
pour une durée totale de 7 heures de formation



Cécile GIRARD
Responsable administratif et financier
du collège des écoles doctorales

Annexe 2

Définitions des normes utilisées

A.1. Définition de l'espace L_q

On note L_q l'espace des fonctions $f(\cdot)$ telles que :

$$\begin{cases} \int_0^{\infty} |f(t)|^q dt < \infty & \text{si } q < \infty \\ f(\cdot) \text{ est essentiellement borné} & \text{si } q = \infty \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

A.2. Définition des normes

On note $\|\cdot\|_q$ l'application de L_q dans \mathfrak{R}^+ définie par :

$$\|f(\cdot)\|_q = \begin{cases} \left(\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|^q dt \right)^{\frac{1}{q}} & \text{si } q < \infty \\ \text{ess sup } f & \text{si } q = \infty \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

A.2.1. Norme 2

La norme 2 d'un signal $s(t)$, noté $\|s\|_2$, est donnée par :

$$\|s\|_2 = \left(\int_{-\infty}^{+\infty} s^T(t)s(t)dt \right)^{1/2} \quad (\text{A.3})$$

La plupart des signaux utilisés sont supposés à énergie finie, c'est à dire que leur norme 2 est bornée.

A.2.2. Norme e (ou norme 2 tronquée)

La norme e ou norme 2 tronquée d'un signal $s(t)$ est définie par [DG96] de la façon suivante :

$$\|s\|_e = \left(\int_{t_1}^{t_2} s^T(t)s(t)dt \right)^{1/2} \quad (\text{A.4})$$

ou dans le domaine fréquentiel :

$$\|s\|_e = \left(\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} s^*(j\omega)s(j\omega)d\omega \right)^{1/2} \quad (\text{A.5})$$

A.2.3. Norme H_∞

Soit une fonction de transfert dont le signal d'entrée est u et le signal de sortie y . La définition de la norme H_∞ est la valeur maximale du rapport de la norme 2 des deux signaux :

$$\|T_{u \rightarrow y}\|_\infty = \sup_{\substack{u \in L_2 \\ \|u\|_2 \neq 0}} \frac{\|y\|_2}{\|u\|_2} \quad (\text{A.6})$$

ou de façon similaire dans le domaine fréquentiel :

$$\|T_{u \rightarrow y}\|_\infty = \sup_{\omega \geq 0} \bar{\sigma}(T_{u \rightarrow y}(j\omega)) \quad (\text{A.7})$$

La norme H_∞ est une mesure du plus grand taux d'amplification énergétique de $u(t)$ sur $y(t)$.

A.2.4. Norme H

Définition A.1 (voir [CP99])

Soit une fonction de transfert dont le signal d'entrée est u et le signal de sortie y . La définition de la norme H est donnée par :

$$\|T_{u \rightarrow y}\|_- = \inf_{\substack{u \in L_2 \\ \|u\|_e \neq 0}} \frac{\|y\|_e}{\|u\|_e} \quad (\text{A.8})$$

ou de façon équivalente dans le domaine fréquentiel :

$$\|T_{u \rightarrow y}\|_- = \inf_{\omega \in [\omega_1, \omega_2]} \underline{\sigma}(T_{u \rightarrow y}(j\omega)) \quad (\text{A.9})$$

■

La norme H est une mesure du plus petit taux d'amplification énergétique de $u(t)$ sur $y(t)$.

Annexe 3

Transformations Linéaires Fractionnaires (LFT)

B.1. Définition

La LFT (Linear Fractionnar Transformation) est un formalisme qui permet de boucler deux systèmes linéaires entre eux. Il est notamment utilisé dans des problèmes d'analyse et de synthèse. Ce formalisme résulte directement du produit étoile introduit par [Red60].

B.1.1. LFT basse

Soient les transferts matriciels P et K dont les réalisations d'état sont :

$$P = \left[\begin{array}{c|cc} A_1 & B_1 & B_2 \\ \hline C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{array} \right] = \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \end{pmatrix} (sI - A_1)^{-1} (B_1 \quad B_2) + \begin{pmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{B.1})$$

$$K = \left[\begin{array}{c|c} A_3 & B_3 \\ \hline C_3 & D_3 \end{array} \right] = C_3 (sI - A_3)^{-1} B_3 + D_3 \quad (\text{B.2})$$

La représentation d'une LFT basse est :

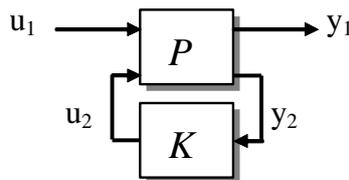


Figure B.1 - Schéma bloc d'une LFT basse

La représentation d'état du système équivalent notée $G_L = F_L(P, K)$ ou $G_L = (P * K)$ est alors :

$$G_L = \left[\begin{array}{cc|c} A_1 + B_2 F D_3 C_2 & B_2 F C_3 & B_1 + B_2 F D_3 D_{21} \\ B_3 E C_2 & A_3 + B_3 E D_{22} C_3 & B_3 E D_{21} \\ \hline C_1 + D_{12} F D_3 C_2 & D_{12} F C_3 & D_{11} + D_{12} F D_3 D_{21} \end{array} \right] \quad (\text{B.3})$$

où $E = (I - D_{22} D_3)^{-1}$ et $F = (I - D_3 D_{22})^{-1}$.

En partitionnant $P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix}$ de la sorte, le transfert matriciel équivalent est :

$$\begin{cases} y_1 = P_{11}u_1 + P_{12}u_2 \\ y_2 = P_{21}u_1 + P_{22}u_2 \Rightarrow y_1 = \left(P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \right)^{-1} u_1 \\ u_2 = Ky_2 \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

B.1.2. LFT haute

Considérons maintenant la fonction de transfert Δ dont la réalisation d'état est :

$$\Delta = \begin{bmatrix} A_4 & B_4 \\ C_4 & D_4 \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

La représentation de la LFT haute est :

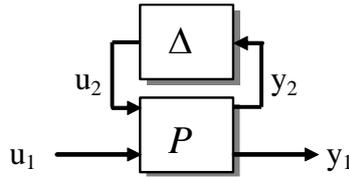


Figure B.2 - Schéma bloc d'une LFT haute

La représentation d'état du système équivalent notée $G_u = F_u(P, \Delta)$ ou $G_u = (\Delta * P)$ est alors :

$$G_u = \left[\begin{array}{cc|c} A_1 + B_1FD_4C_1 & B_1FC_4 & B_2 + B_1FD_4D_{12} \\ B_4EC_1 & A_4 + B_4ED_{11}C_4 & B_4ED_{12} \\ \hline C_2 + D_{21}FD_4C_1 & D_{21}FC_4 & D_{22} + D_{21}FD_4D_{12} \end{array} \right] \quad (\text{B.6})$$

où $E = (I - D_{11}D_4)^{-1}$ et $F = (I - D_4D_{11})^{-1}$. En faisant de même que pour (B.4), le transfert matriciel équivalent est :

$$y_1 = \left(P_{22} + P_{21}\Delta(I - P_{11}\Delta)^{-1}P_{12} \right) u_1 \quad (\text{B.7})$$

B.2. Algèbre des LFTs

Soient $G_1 = \left[\begin{array}{c|c} A_1 & B_1 \\ \hline C_1 & D_1 \end{array} \right]$ et $G_2 = \left[\begin{array}{c|c} A_2 & B_2 \\ \hline C_2 & D_2 \end{array} \right]$ deux matrices de transferts. L'algèbre

employé pour construire les schémas augmentés est défini ci-dessous.

B.2.1. Somme

La réalisation équivalente à une somme de deux matrices de transfert est :

$$G_1 + G_2 = \left[\begin{array}{cc|c} A_1 & 0 & B_1 \\ 0 & A_2 & B_2 \\ \hline C_1 & C_2 & D_1 + D_2 \end{array} \right] \quad (\text{B.8})$$

B.2.2. Mise en parallèle

La réalisation équivalente à mise en parallèle de deux matrices de transferts est la suivante :

$$\left[\begin{array}{cc} G_1 & 0 \\ 0 & G_2 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc|cc} A_1 & 0 & B_1 & 0 \\ 0 & A_2 & 0 & B_2 \\ \hline C_1 & 0 & D_1 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 & D_2 \end{array} \right] \quad (\text{B.9})$$

B.2.3. Changement de base

Soit T une matrice inversible de dimension appropriée. Si G_2 est égal à G_1 après avoir effectué un changement de base (via la matrice T), alors :

$$G_2 = \left[\begin{array}{c|c} T^{-1}A_1T & T^{-1}B_1 \\ \hline CT_1 & D_1 \end{array} \right] \quad (\text{B.10})$$

B.2.4. Transposé

Soit G_1^T la transposée de G_1 . La réalisation d'état associée est :

$$G_1^T = \left[\begin{array}{c|c} A_1^T & B_1^T \\ \hline C_1^T & D_1^T \end{array} \right] \quad (\text{B.11})$$

B.2.5. Conjugué

Soit G_1^* la conjuguée de G_1 . La réalisation d'état associée est :

$$G_1^* = \left[\begin{array}{c|c} -A_1^T & -C_1^T \\ \hline B_1^T & D_1^T \end{array} \right] \quad (\text{B.12})$$

B.2.6. Inversion

Soit G_1^{-1} l'inverse de G_1 que l'on suppose existé. La réalisation d'état associée est :

$$G_1^{-1} = \left[\begin{array}{c|c} A_1 - B_1 D_1^{-1} C_1 & -B_1 D_1^{-1} \\ \hline D_1^{-1} C_1 & D_1^{-1} \end{array} \right] \quad (\text{B.13})$$

B.2.7. Multiplication

La réalisation d'état équivalente à la multiplication $G_1 G_2$ est :

$$G_1 G_2 = \left[\begin{array}{cc|c} A_1 & B_1 C_2 & B_1 D_2 \\ 0 & A_2 & B_2 \\ \hline C_1 & D_1 C_2 & D_1 D_2 \end{array} \right] \quad (\text{B.14})$$

Annexe 4

La valeur singulière structurée et sa généralisation

Dans les paragraphes suivants, nous donnons la définition de la valeur singulière μ et de la généralisation de celle-ci, μ_g , ainsi que ses propriétés les plus importantes.

C.1. La valeur singulière structurée μ

La notion de valeur singulière structurée μ a été introduite initialement par [PFD88] pour analyser la stabilité robuste des systèmes multivariables incertains (μ -analyse).

Définition C.1: La valeur singulière structurée μ [PFD88]

Considérons une matrice M constante bouclée avec un bloc $\Delta \in \underline{\Delta}$:

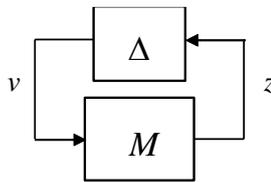


Figure C.1 - Structure M - Δ

Soit $\underline{\Delta}$ la structure du bloc d'incertitude. La valeur singulière structurée $\mu_{\underline{\Delta}}(M)$ de la matrice complexe et constante M par rapport à la structure $\underline{\Delta}$ est définie comme étant l'inverse de la valeur minimale de la norme de la matrice complexe et constante Δ appartenant à $\underline{\Delta}$ qui rend $(I-M\Delta)$ singulière soit :

$$\mu_{\underline{\Delta}}(M) = \left(\min_{\Delta \in \underline{\Delta}} \{ \bar{\sigma}(\Delta) : \det(I - M\Delta) = 0 \} \right)^{-1} \quad (\text{C.1})$$

$\mu_{\underline{\Delta}}(M) = 0$ s'il n'existe pas de matrice $\Delta \in \underline{\Delta}$ telle que $I - M\Delta$ soit singulière. ■

Une définition alternative de la fonction μ donnée en définition C.1 est donnée par la définition suivante :

Définition C.2: *Définition alternative de la fonction μ [FTD91]*

La valeur singulière structurée μ de la matrice M par rapport à la structure $\underline{\Delta}$ est une fonction à valeur réelle positive définie de la façon suivante :

$$\mu_{\underline{\Delta}}(M) = \max_{\|v\|=1} \left\{ \gamma : \|v_i\| \gamma \leq \|z_i\|, \quad \forall i \in I_{mr+mc+mc}, \quad mC \neq 0 \right\} \quad (\text{C.2})$$

■

C.2. La valeur singulière structurée généralisée μ_g

La valeur singulière structurée généralisée μ_g introduite par [NS98] a été initialement formulée pour résoudre le problème d'invalidation de modèle. Cet outil permet de résoudre un problème d'optimisation min-max. Cela correspond au problème que l'on rencontre naturellement en FDI puisque l'on cherche à minimiser l'effet des entrées inconnues sur le vecteur de résidus tout en maximisant l'effet des défauts sur ce même vecteur, et ceci pour l'ensemble des incertitudes dynamiques modélisées par le bloc Δ .

Dans un problème μ_g , on cherche donc à résoudre un problème d'optimisation où certains éléments du bloc d'incertitude Δ (notés $\tilde{\Delta}_J$) satisfont une contrainte de gain max (*i.e.* $\bar{\sigma}(\tilde{\Delta}_J) \leq 1/\gamma$) et où le reste des éléments (notés $\tilde{\Delta}_K$) satisfont une contrainte de gain min (*i.e.* $\bar{\sigma}(\tilde{\Delta}_K) \geq \gamma$). μ_g n'étant pas un outil classique, nous nous proposons de donner quelques détails sur sa définition et certaines de ses propriétés importantes.

Définissons deux structures $\tilde{\Delta}_J$ et $\tilde{\Delta}_K$ similaires à la structure $\underline{\Delta}$ telles que :

$$\begin{aligned} \tilde{\Delta}_J &= \text{blocdiag} \left(\delta_1^r I_{k_1}, \mathbf{K}, \delta_{m_{rJ}}^r I_{k_{m_{rJ}}}, \delta_1^c I_{k_{m_{rJ}+1}}, \mathbf{K}, \delta_{m_{cJ}}^c I_{k_{m_{rJ}+m_{cJ}}}, \Delta_{J1}^c, \mathbf{K}, \Delta_{Jm_{cJ}}^c \right) \\ \tilde{\Delta}_K &= \text{blocdiag} \left(\Delta_{K1}^c, \mathbf{K}, \Delta_{Km_{cK}}^c \right) \end{aligned} \quad (\text{C.3})$$

Les blocs $\delta_1^r I_{k_1}, \mathbf{K}, \delta_{m_{rJ}}^r I_{k_{m_{rJ}}}, \delta_1^c I_{k_{m_{rJ}+1}}, \mathbf{K}, \delta_{m_{cJ}}^c I_{k_{m_{rJ}+m_{cJ}}}, \Delta_{J1}^c, \mathbf{K}, \Delta_{Jm_{cJ}}^c$ et $\Delta_{K1}^c, \mathbf{K}, \Delta_{Km_{cK}}^c$ sont définis conformément à l'équation (2.27). Soit la matrice complexe constante \tilde{M} partitionnée de la façon suivante $\tilde{M} = \begin{pmatrix} \tilde{M}_{JJ} & \tilde{M}_{JK} \\ \tilde{M}_{KJ} & \tilde{M}_{KK} \end{pmatrix}$, bouclée sur une matrice complexe

constante $\tilde{\Delta} = \begin{pmatrix} \tilde{\Delta}_J & 0 \\ 0 & \tilde{\Delta}_K \end{pmatrix}$ appartenant à la structure $\tilde{\Delta} = \begin{pmatrix} \tilde{\Delta}_J & 0 \\ 0 & \tilde{\Delta}_K \end{pmatrix}$. Ce système admet quatre

équations bouclées $z_J = \tilde{M}_{JJ}v_J + \tilde{M}_{JK}v_K$, $z_K = \tilde{M}_{KJ}v_J + \tilde{M}_{KK}v_K$, $v_J = \tilde{\Delta}_J z_J$ et $v_K = \tilde{\Delta}_K z_K$ que l'on peut représenter par le schéma de la figure C.2.

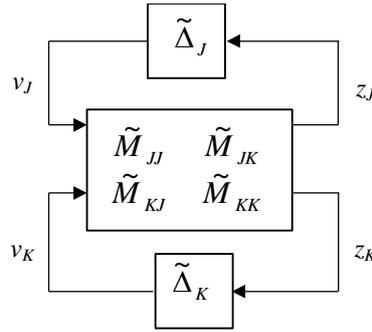


Figure C.2 - Structure $\tilde{M} - \tilde{\Delta}$

A partir de la définition alternative de la fonction μ donnée par la définition C.2, ([New96], [NS98]) a proposé une généralisation de la fonction μ :

Définition C.3: La valeur singulière structurée généralisée [New96]

La valeur singulière structurée généralisée $\mu_{g\tilde{\Delta}}(\tilde{M})$ est une fonction à valeur réelle positive de la matrice \tilde{M} par rapport à la structure $\tilde{\Delta} = \text{diag}(\tilde{\Delta}_J, \tilde{\Delta}_K)$ définie de la façon suivante :

$$\mu_{g\tilde{\Delta}}(\tilde{M}) := \max_{\|v\|=1} \left\{ \gamma : \begin{cases} \|v_j\| \gamma \leq \|z_j\|, & j = 1, K, m_{\tilde{\Delta}_J}, m_{CJ} \neq 0 \\ \|z_k\| \gamma \leq \|v_k\|, & k = 1, K, m_{CK} \end{cases} \right\} \quad (\text{C.4})$$

$\mu_{g\tilde{\Delta}}(\tilde{M})$ est définie sur le domaine (μ_g) donné par :

$$\tilde{M} \in \text{dom}(\mu_g) \text{ si et seulement si } \tilde{M}_{KK} v_K = 0 \Rightarrow v_K = 0 \quad (\text{C.5})$$

■

Le cas limite $v_J = 0, v_K \in \text{Ker}\{\tilde{M}_{KK}\}, \|v_K\| = 1$ qui conduit à (C.4) vérifiée $\forall \gamma > 0$, est écarté de par la définition de $\text{dom}(\mu_g)$. La valeur singulière structurée généralisée μ_g peut être interprétée comme étant une mesure du plus petit bloc $\tilde{\Delta}_J$ et du plus grand bloc $\tilde{\Delta}_K$ telle qu'il existe une solution aux équations de bouclage associée à la structure $\tilde{M} - \tilde{\Delta}$ (voir figure C.2).

Remarque C.1 : Si $m_{CK} = 0$, alors il est évident, compte tenu des définitions (C.2) et (C.4) que $\mu_{g\tilde{\Delta}}(\tilde{M}) = \mu_{g\tilde{\Delta}_J}(\tilde{M}_{JJ}) = \mu_{\tilde{\Delta}_J}(\tilde{M}_{JJ})$. □

La définition de la valeur singulière structurée généralisée (C.4) ne permet pas d'évaluer sa valeur. On cherche alors à approcher la valeur de $\mu_{g\tilde{\Delta}}(\tilde{M})$ en l'encadrant par une borne inférieure γ_{lb} et une borne supérieure γ_{ub} , soit :

$$\gamma_{lb} \leq \mu_{g\tilde{\Delta}}(\tilde{M}) \leq \gamma_{ub} \quad (\text{C.6})$$

Il est alors montré dans [Mor96] que γ_{lb} peut être calculé à l'aide d'un algorithme de la famille des « Power Algorithm » et que γ_{ub} est la solution d'un problème de faisabilité d'inégalités matricielles linéaires (LMI). Pour des structures $\tilde{\Delta}_J$ de dimensions faibles, les auteurs montrent que l'algorithme de calcul de γ_{lb} converge, ce qui n'est pas le cas pour des structures $\tilde{\Delta}_J$ quelconques. Ce problème d'ordre algorithmique est dans notre cas un problème contournable car comme nous le verrons plus tard, nous cherchons à tester si μ_g (ou une borne supérieure γ_{ub}) reste inférieur à 1 ou non. γ_{ub} étant calculé par des techniques LMI qui garantissent la convergence vers le minimum global, la solvabilité numérique des problèmes μ_g est donc garantie.

Bibliographie

- [AA99] Alazard D. & Apkarian P., 1999 ‘Exact observer-based structures for arbitrary compensators’, *Int. J. Robust NL Control*, 9, 101-118.
- [AAB00] Astrom K., Albertos P., Blanke M., Isidori A., Schaufelberger W., Sanz R., 2000. Control of Complex Systems. *Springer Verlag*.
- [ABK07] Aranovskii, S. V., Bobtsov, A. A., Kremlev, A. S., & Luk’yanova, G. V. 2007. A robust algorithm for identification of the frequency of a sinusoidal signal. *Journal of Computer and Systems Sciences International*, 46(3), 371–376
- [ACMZ15] Avram, J. Campbell, J. Muse, and X. D. Zhang, “IMU sensor fault diagnosis and estimation for quadrotor UAVs,” in *Proc. 9th IFAC Symp. Fault Detection, Supervision Safety Tech. Process.*, 2015, pp. 380–385.
- [ACT03] Ahmad S.M., Chipperfield A.J., Tokhi M.O., 2003, Dynamic modeling and linear quadratic Gaussian control of a twin-rotor multi-input multi-output system, *Part I: Journal of Systems and Control Engineering* 2003, DOI: 10.1177/095965180321700304
- [ADN15] Apkarian P, Dao MN, Noll D. ‘Parametric robust structured control design’. *IEEE Trans Autom Control*. 2015;60(7):1857-1869.
- [AE14] Alwi H., Edwards C., ‘Development and application of sliding mode LPV fault reconstruction schemes for the ADDSAFE Benchmark’, *Control Engineering Practice*, 2014, pp 148-170
- [Ap11] Apkarian P. ‘Non smooth μ synthesis’. *Int J Robust Nonlinear Control*. 2011; 21(13):1493-1508.
- [ASC83] Andry A. N., Shapiro E. Y. et Chung J. C. 1983: Eigenstructure assignment for linear systems. *IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems*, 19, 1983
- [Ba01] Basseville M., (2001) ‘On Fault Detectability and Isolability’, *European Journal of Control*, 7(6), 625-637.
- [BAG12] Balaban E., Alonso J.J., Goebel K.F. (2012), ‘An Approach to Prognostic Decision Making in the Aerospace Domain’, *Annual Conf. of the Prognostics and Health Management Society*
- [BBPG10] Bole B.M., Brown D.W., Pei H-L., Goebel K., Tang L., Vachtsevanos G. (2010), ‘Fault Adaptive Control of Overactuated Systems Using Prognostic Estimation’, *Annual Conf. of the Prognostics and Health Management Society*
- [BBMT10] Baldi, S., Battistelli, G., Mosca, E., Tesi, P., Multi-model unfalsified adaptive switching supervisory control, *Automatica*, 2010, **46** (2), pp. 249-259
- [BBT13] Baglietto M., Battistelli G., Tesi P., (2013) ‘Stabilization and tracking for switching linear systems under unknown switching sequences’, *Syst. & Cont. Letter*, 62, 11-21.
- [BCZ11] Berdjag D., Cieslak J., Zolghadri A., 2011, Fault Detection and Isolation of Aircraft Air Data/Inertial system, *EUCASS Proceedings Series - Advances in AeroSpace Sciences*, 2013, 6, pp.317-332.
- [BCZ12] Berdjag D., Cieslak J., Zolghadri A., 2012 ‘Fault diagnosis and monitoring of oscillatory failure case in aircraft inertial system’, *Control Engineering practice*, 20(12), 1410-1425.
- [BG97] Bodson M., Groszkiewicz J., 1997. Multivariable adaptive control algorithms for reconfigurable flight control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 5(2).

- [BKL03] **Blanke M., Kinnaert M., Lunze M. et Staroswiecki M.** 2003. Diagnosis and fault tolerant control. *Springer, New York*
- [BM02] **Boskovic, J. D., & Mehra, R. K.** (2002). Multiple-model adaptive flight control scheme for accommodation of actuator failures. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 25(4), 712–724
- [BN93] **Basseville, M., & Nikiforov, I. V.** (1993). ‘Detection of abrupt changes—Theory and application’. *Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, Inc.*
- [BNDR13] **Balaban E., Narasimhan S., Daigle M.J., Roychoudhury I., Sweet A., Bond C., Celaya J.R., Gorospe G.** (2013), ‘Development of a Mobile Robot Test Platform and Methods for Validation of Prognostics-Enabled Decision Making Algorithms’, *International Journal of Prognostics and Health Management*
- [BOI01] **Bacon B. J., Ostroff A. J., Joshi S.M.**, 2001. Reconfigurable NDI controller using inertial sensor failure detection and isolation. *IEEE Trans. Aero. and Elec. Syst.*, 37(4), 1373-1383
- [BP14] **Benninger RK, Piston DW,** (2014), ‘Cellular communication and heterogeneity in pancreatic islet insulin secretion dynamics’, *Trends Endocrinol Metab.* 2014 Aug;25(8):399-406.
- [Bre10] **Bregeault V.** ‘Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants’, *Thèse de doctorat*, Ecole Centrale de Nantes (ECN), 2010
- [Bro11] **Brown D.W.** (2011), ‘A prognostic health management based framework for fault-tolerant control’, *PhD dissertation*,
- [BSW01] **Blanke M., Staroswiecki M., Wu N. E.**, 2001. Concepts and methods in fault-tolerant control. In: *Tutorial in American Control Conference*. Arlington, VA, USA.
- [BVSM99] **Bennani S., Van der Sluis R., Schram G., Mulder J. A.**, 1999, Control law reconfiguration using linear parameter varying control, *AIAA-99-4137*.
- [BZC10] **Berdjag, D., Zolghadri, A., Cieslak, J., & Goupil, P.** 2010. Fault detection and isolation for redundant aircraft sensors. In *Proceedings of the conference on control and fault-tolerant systems (SysTol’10)* (pp. 137–142). Nice, France
- [Ca79] **Carson W.G.**, ‘The conventionalisation of early factory crime’, *Int. J. for the sociology of law*, 7:37-60 (p. 43)
- [CAE17] **Chen L., Alwi H., Edwards C.**, 2017 ‘Development and evaluation of an integral sliding mode fault-tolerant control scheme on the RECONFIGURE benchmark’, *Int J. of Robust and NL control*
- [CBG99] **Coleman T., Branch M. A., et Grace A.**, "Optimization Toolbox User's Guide", Version 2, *MathWorks, Inc.*, Natick, MA, 1999.
- [CCZ15] **Chang J., J. Cieslak, A. Zolghadri, J. Davila, et J. Zhou,** “Design of sliding mode observers for quadrotor pitch/roll angle estimation via IMU measurements,” *inProc. Workshop Res., Edu. Develop. Unmanned Aerial Syst.*, Nov. 2015, pp. 393–400.
- [CCD16] **Chang J., J. Cieslak, J. Dávila, A. Zolghadri, et J. Zhou,** “Adaptive second-order sliding mode observer for quadrotor attitude estimation,” *inProc. Amer. Control Conf.*, Boston, MA, USA, Jul. 2016, pp. 2246–2251.
- [CCD17] **Chang J., Cieslak J, Davila J, Zolghadri A, Zhou J,** ‘Analysis and design of second-order sliding-mode algorithms for quadrotor roll and pitch estimation’, *ISA Transactions*, 2017, 71, pp 495-512.
- [CCD18] **Chang J., Cieslak J, Davila J, Zhou J, Zolghadri A, Guo Z,** ‘A Two-Step Approach for an Enhanced Quadrotor Attitude Estimation via IMU Data’, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2018, 26 (3), pp.1140-1148
- [CCZ16] **Chang J., J. Cieslak, A. Zolghadri, J. Davila, et J. Zhou,** “Quadrotor attitude estimation with gyroscope bias reconstruction capabilities,” in *Proc. 4th IFAC Int. Conf. Intell. Control Autom. Sci.*, Reims, France, Jun. 2016, pp. 260–265.

- [CD12] Caravani, P. & De Santis, E., (2012) 'On distributed mode-observability of multimodal systems', 51st IEEE *Conference on Decision and Control*; Maui, HI; United States.
- [CEH10] Cieslak J., Efimov D., Henry D., 2010 'Observer-based structures to active fault tolerant control problem', *IEEE conf. on Cont. and Fault-tolerant syst (Systol)*.
- [CEH12] Cieslak J., Efimov D., Henry D., 2012, Supervisory Fault Tolerant Control Scheme based on Bumpless scheme and Dwell-time Conditions, 8th *IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes (Safeprocess)*, Mexico.
- [CEH15] Cieslak J., Efimov D., Henry D., 2015 'Transient management of a supervisory fault-tolerant control scheme based on dwell-time conditions', *Int. J. Adapt. Contr. and Sig Proc.*, 29, 123-142.
- [CEZ14] Cieslak J., Efimov D., Zolghadri A., Gheorghe A., Goupil P., Dayre R., 2014, 'A method for actuator lock-in-place failure detection in aircraft control surface servo-loops', 19th *IFAC World Congress*, 10549-10554.
- [CEZ15] Cieslak J., Efimov D., Zolghadri A., Henry D., Goupil P., 2015, Design of a non-homogeneous differentiator for actuator oscillatory failure case reconstruction in noisy environment, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 2015, 229 (3), pp.266-275.
- [CG18] Cieslak J. & Gucik-Derigny D., 2018, Introduction of a Prognostic Decision Making in a Fault Tolerant Control Context, 10th *IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes*, Warsaw, Pologne
- [CHEZ14] Cieslak J., Henry D., Efimov D., Zolghadri A., 2014, 'Enhanced distinguishability in supervisory fault tolerant control context', *IFAC World Congress*, Cap town, South Africa.
- [CH18] Cieslak J. & Henry D., 2018, A Switching Fault-Hiding Mechanism based on Virtual Actuators and Dwell-Time Conditions, 10th *IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes*, Warsaw, Pologne
- [CHZ08] Cieslak J., Henry D., Zolghadri A., Goupil P., 2008, Development of an Active Fault Tolerant Flight Control Strategy, *AIAA Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2008, 31 (1), pp. 135-147
- [CHZ09] Cieslak J., Henry D., Zolghadri A., 2009, Vers la gestion globale des interactions "commande - diagnostic" : Analyse et synthèse, *Journal Européen des Systèmes Automatisés (JESA)*, 2009, 43 (1-2), pp.133-163.
- [CHZ10] Cieslak J., Henry D., Zolghadri A., 2010, Fault Tolerant Flight Control: From Theory to Piloted Flight Simulator Experiments, *IET Cont. Th & App.*, 2010, 4 (8), pp.1451-1461.
- [CHZ10b] Cieslak J., Henry D., Zolghadri A., 2010, A solution for management of fault diagnostic and fault tolerance performances in active FTC schemes, 18th *IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*, Japan
- [CHEZ14] Cieslak J., Henry D., Efimov D., Zolghadri A., 2014 'Enhanced distinguishability in Supervisory Fault Tolerant Control', *IFAC World Congress*, Cape town, 2014
- [Cie07] Cieslak J., 2007, 'Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts', *Thèse de Doctorat* de l'Université de Bordeaux I, N° 3406, 2007.
- [CMF11] Cruz-Zavala E., Moreno J.A., Fridman L.M., (2011) 'Uniform Robust Exact Differentiator', *IEEE Trans. On Aut. Cont.*, 56(11), 2727-2733.
- [CMZ04] Campos-Delgado D.U., Martinez S., Zhou K., 2004, Integrated Fault tolerant scheme with disturbance feedforward. *Proceeding of the 2004 American Control Conference*, Boston, pp 1799-1804.
- [CP01] Chen J., Patton R J., 2001, Fault-tolerant control using LMI design, *European Control Conference, ECC'01*, Porto.
- [CP99] Chen J., Patton R J., 1999, Robust model-based fault diagnosis for dynamic systems. *Kluwer Academic Publishers*.

- [Cra15] **Cranfield K.**, Bayesian Methods for Individualising Therapies for Subjects with Type 2 Diabetes, 2015, *University of Surrey*
- [CSC06] **Ciubotaru B., Staroswiecki M., Christophe C.**, 2006. Fault tolerant control of the Boeing 747 short-period mode using the admissible model matching technique. 6th *IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes (SAFEPROCESS'06)*, P.R. China, Beijing
- [CZ03a] **Campos-Delgado D.U., Zhou K.**, 2003, Reconfigurable fault tolerant control using GMC structure, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 48, No. 5, pp. 832-838, Mayo 2003.
- [CZ03b] **Campos-Delgado D.U., Zhou K.**, 2003, A parametric optimization approach to H_∞ and H strong stabilization, *Automatica* 39 (2003), 1205-1211.
- [DCHZ15] **Davila J., Cieslak J., Henry D., Zolghadri A.**, 2015, Fault tolerant controller for a class of additive faults: a quasi-continuous high-order sliding mode, *Journal of Physics: Conference Series*, 659, (1), 012005
- [DCHZB16] **Davila J., Cieslak J., Henry D., Zolghadri A., Bejarano F.J.**, 2016, A fault tolerant controller based on quasi-continuous high-order sliding mode technique, *American Control Conference*, Boston, United States.
- [DCH16] **Davila J., Cieslak J., Henry D.**, 2016, Fault tolerant attitude controller for a class of additive faults via High-Order Sliding Modes, *4th IFAC International Conference on Intelligent Control and Automation Sciences*, Reims, France
- [DCH19] **Davila J., Cieslak J., Henry D.**, 2019, 'Disturbance Observer-Based Fault-Tolerant Control for a Class of Additive Faults', *New Trends in Observer-Based Control*, 337-355
- [DG96] **Ding X. & Guo L.**, 1996. Observer based optimal fault detector. In *Proceedings of the 13th IFAC world congress*, San Francisco, USA: IFAC.
- [DH14] **Doyle FJ 3rd, Huyett LM, Lee JB, Zisser HC, Dassau E**, 2014, Closed-loop artificial pancreas systems: engineering the algorithms, *Diabetes Care*. 2014;37(5):1191-7.
- [DK99] **Dabroom, A., & Khalil, H.** (1999). 'Discrete-time implementation of high-gain observers for numerical differentiation'. *International Journal of Control*, 72(17), 1523–1537.
- [DP11] **Davila, J. and Poznyak, A.** (2011), 'Dynamic sliding mode control design using attracting ellipsoid method', *Automatica*, 47(7), pp. 1467-1472.
- [Dur14] **Duraffourg E**, 'Commande non linéaire en présence de modes souples : Applications aérospatiales', *Thèse de doctorat* de l'université de Toulouse, 2014
- [ECH13] **Efimov D., Cieslak J., Henry D.** 2013, 'Supervisory fault-tolerant control with mutual performance optimization', *Int J. of Adapt. Contr. and Signal Processing*, 27, pp.251-279.
- [ECZ13] **Efimov, D., Cieslak, J., Zolghadri, A., Henry, D.**, 2013, 'Actuator fault detection in aircraft systems: Oscillatory failure case study', *Annual review in control*, 37(1), 180-190.
- [EF11] **Efimov D., Fridman L.** (2011), "A hybrid robust non-homogeneous finite-time differentiator", *IEEE Trans. Automatic Control*, 56(5), pp. 1213–1219.
- [EPL08] **Efimov D.V., Panteley E., Loria A.** On Input-to-Output Stability of Switched Nonlinear Systems. *Proc. 17th IFAC WC*, 2008, Seoul, Korea.
- [EZS10] **D. Efimov, A. Zolghadri, et P. Simon**, "Improving fault detection abilities of extended Kalman filters by covariance matrices adjustment," *in Proc. Conf. Control Fault-Tolerant Syst. (SysTol)*, Oct. 2010, pp. 131–136.
- [FAK01] **Frank P.M., Alcorta-Garcia E. et Köppen-Seliger**, 2001. Modelling for fault detection and isolation versus modelling for control. *Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems*, vol. 7, no. 1, pp. 1-46.
- [FCHD15] **Ferreira de Loza A., Cieslak J., Henry D., Davila J. Zolghadri A.**, 2015, Sensor fault diagnosis using a non-homogeneous high-order sliding mode observer with application to a transport aircraft, *IET Control Theory and Applications*, 2015, 9 (4), pp.598-607.

- [FCHZ15] **Ferreira de Loza A., Cieslak J., Henry D., Zolghadri A., Fridman L.**, 2015, Output tracking of systems subjected to perturbations and a class of actuator faults based on HOSM observation and identification, *Automatica*, Elsevier, 2015, 59, pp.200-205
- [FMB15] **Fridman L., Moreno J.A., Bandyopadhyay B., Kamal S., Chalanga A.**, 2015, Continuous Nested Algorithms: the fifth generation of sliding mode controllers, *Part of the Studies in Systems, Decision and Control book series*
- [FTD91] **Fan M.K.H., Tits A.L. and Doyle J.C.** (1991), Robustness in the presence of mixed parametric uncertainty and unmodeled dynamics. *IEEE Transactions on Automatic Control* 36(1), 25-38
- [Ga15] **Gaied K.S.** (2015), 'Wavelet-based prognosis for fault-tolerant control of induction motor with stator and speed sensor faults', *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 37(1)
- [GA91] **Gao, Z., Antsaklis P.**, 1991. Stability of the pseudo-inverse method for reconfigurable control. *International Journal of Control* 53(3), 717–729.
- [GA92] **Gao, Z. Antsaklis P.**, 1992. Reconfigurable control system design via perfect modelfollowing. *International Journal of Control* 56(4), 783–798.
- [GB06] **Gaspar P., Bokor J.**, 2006. A fault-tolerant rollover prevention system based on an LPV method. *International Journal of Vehicle Design* 42 (3-4), pp. 392-412
- [GBCG17] **Gross K.C., Baclawski K., Chan E.S., Gawlick D., Ghoneimy A., Liu Z.H.** (2017), 'A Supervisory Control Loop with Prognostics for Human-in-the-Loop Decision Support and Control Applications', *IEEE Conf.*
- [Gh13] **Gheorghe A.**, 'Détection robuste et précoce de l'embarquement et du grippage dans le système de commandes de vol', *Thèse de Doctorat*, Université Bordeaux I, 2013
- [Go09] **Goupil, P.** (2009). AIRBUS State of the art and practices on FDI and FTC. In *Proceedings of the 7th IFAC symposium on fault detection, supervision and safety of technical processes* (pp. 564–572). Barcelona, Spain, July.
- [Gou10] **Goupil P.**, "Oscillatory Failure Case Detection in the A380 Electrical Flight Control System by Analytical Redundancy", *Control Engineering Practice* 18, pages 1110-1119. DOI information: 10.1016/j.conengprac.2009.04.003, 2010
- [Gou11] **Goupil P.**, (2011), 'AIRBUS state of the art and practices on FDI and FTC in flight control system', *Control Engineering Practice*
- [GM14] **Goupil P., Marcos A.**, 'The European ADDSAFE project: Industrial and academic efforts towards advanced fault diagnosis', *Control Engineering Practice*, 31, 2014, Pages 109-125
- [GMB02] **Ganguli S., Marcos A., Balas G.**, 2002. Reconfigurable LPV control design for Boeing 747-100/200 longitudinal axis. In: *Proceedings of the American Control Conference (ACC'02)*. Anchorage, AK, USA, pp. 3612–3617.
- [GOO16] **Gucik-Derigny D., Outbib R., and Ouladsine M.** (2016), 'A Comparative Study of Unknown-Input Observers for Prognosis Applied to an Electromechanical System', *IEEE Tr. on Reliability*, 65(2), 704 – 717
- [GRG14] **Golestan S., Ramezani M., Guerrero JM. Freijedo FD., Monfared M.**, (2014) 'Moving average filter based phase-locked loops: performance analysis and design guidelines', *IEEE trans. On power electronics*, 29(6), 2750-2763
- [GSB05] **Gaspar P., Szaszi I., Bokor J.**, 2005. Reconfigurable control structure to prevent the rollover of heavy vehicles, *Control Engineering Practice* 13, pp 699-711.
- [GZC13] **Gheorghe A., Zolghadri A., Cieslak J., Goupil P., Dayre R. Le Berre H.**, 2013, Model-Based Approaches for Fast and Robust Fault Detection in Aircraft Control Surface Servo-loop: From theory to flight tests, *IEEE Control Systems Magazine*, 2013, 33 (3), pp.20 - 84.
- [Ha95] **Hagglund, T.** (1995). 'A control loop performance monitor'. *Control Engineering Practice*, 3(11), 1543–1551.

- [HBG79] **Hartmann G.L., Barrett M.F. et Greene C.S.**, 1979, Control design for an unstable vehicle, *NASA Dryden Flight Research Center, Contact Rep.* NAS 4-2578, Dec 1979.
- [HCZ14] **Henry D., Cieslak J., Zolghadri A, Efimov D.**, 2014, ‘A non-conservative H-/H ∞ solution for early and robust fault diagnosis in aircraft control surface servo-loops’, *Control Engineering Practice*, 31, 183-199.
- [HCZ15] **Henry D., Cieslak J., Zolghadri A, Efimov D.**, 2015, ‘H ∞ /H- LPV solutions for fault detection of aircraft actuator faults: Bridging the gap between theory and practice’, *Int. Journal of Rob. And Nonlinear Control*, 25, 649-672.
- [HDH14] **M.-D. Hua, G. Ducard, T. Hamel, R. Mahony, and K. Rudin**, “Implementation of a nonlinear attitude estimator for aerial robotic vehicles,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 22, no. 1, pp. 201–213, Jan. 2014.
- [HDW10] **Hou Y., Dong C., Wang Q.**, 2010, Stability analysis of switched linear systems with locally overlapped switching law, *Journal of guidance, control and dynamics* 33(2), 396-403.
- [HKB14] **Hesch, D. G. Kottas, S. L. Bowman, and S. I. Roumeliotis**, “Camera-IMU-based localization: Observability analysis and consistency improvement,” *Int. J. Robot. Res.*, vol. 33, no. 1, pp. 182–201, Jan. 2014.
- [HLM02] **Hespanha J.P., Liberzon D., Morse A.S.** Supervision of Integral-Input-to-State Stabilizing Controllers, *Automatica*, 2002, pp. 1327–1335.
- [HLM03a] **Hespanha J.P., Liberzon D., Morse A.S.** Overcoming the limitations of adaptive control by means of logic-based switching, *Systems & control letters*, 2003, 49, pp. 49-65
- [HLM03b] **Hespanha J.P., Liberzon D., Morse A.S.** Hysteresis-Based Supervisory Control of Uncertain Linear Systems, *Automatica*, 2003, pp. 263–272.
- [HM99] **Hespanha J.P., Morse A.S.** Certainty equivalence implies detectability. *Systems Control Lett.*, 1999, 36, pp. 1–13.
- [HNV14] **Herr N., Nicod J.-M, Varnier** (2014) ‘Prognostic decision making to extend a platform useful life under service constraint’, *IEEE Int. Conf. on Prognostics and Health management*, Spokane, WA
- [HNSA06] **Henquin JC, Nenquin M, Stiernet P et Ahren B**, (2006), In Vivo and In Vitro Glucose-Induced Biphasic Insulin Secretion in the Mouse, *Diabetes* 55: 441-451
- [HS90] **Huang R. F., et Strangel C. Y.**, "Restructurable control using proportional-integral implicit model following", *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 13(2), pages 303-309, 1990.
- [HSD99] **Harris, T. J., Seppala, C. T., & Desborough, L. D.** (1999). ‘A review of performance monitoring and assessment techniques for univariate and multivariate control systems’. *Journal of Process Control*, 9(1), 1–17.
- [HSP15] **Hjartarson A, Seiler P, Packard A.** LPVTools: a toolbox for modeling, analysis, and synthesis of parameter varying control systems. *IFAC Pap.* 2015;48(26):139-145.
- [Hu97] **Huzmezan M.**, 1997. Reconfigurable flight control methods and related issues: a survey. Defence Evaluation and Research Agency (DERA), research agreement no. ASF/3455.
- [HV07] **Hallouzi R. & Verhaegen M.**, 2007, ‘Reconfigurable fault tolerant control of a Boeing 747 using subspace predictive control’, *AIAA Guidance, Navigation and control conference*, AIAA 2007-6665, Hilton Head, South Carolina.
- [HZ05] **Henry D., Zolghadri A.**, 2005, Design and analysis of robust residual generators for systems under feedback control, *Automatica* Vol. 41, Issue 2, pp 251-264.
- [HZ06] **Henry D. et Zolghadri A.** 2006. Norm-based design of robust FDI schemes for uncertain systems under feedback control: Comparison of two approaches. *Control Engineering Practice*, Volume 14, Issue 9, pp. 1081-1097.

- [ID09] **Ibeas A., de la Sen M.** (2009). Exponential stability of simultaneously triangularizable switched systems with explicit calculation of a common Lyapunov function. *Applied Mathematics Letters*, 22, pp. 1549–1555.
- [Is93] **Isermann R.** 1993. Fault diagnosis of machines via parameter estimation and knowledge processing. *Automatica*, vol. 29, Issue 4, pp.815-835.
- [JSC06] **Jiang B., Staroswiecki M., Cocquempot V.,** 2006, ‘Fault accommodation for nonlinear dynamic systems’, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 51(9), 1578-1583.
- [JYS12] **Jain T., Yamé J.J., Sauter D.** Model-free Reconfiguration Mechanism for Fault Tolerance, *Int. J. of Applied Math. and Comp. Sc.*, 2012, 22(1), pp. 125-137.
- [Ka04] **Kanev S.** 2004, Robust fault tolerant control, *Ph.D Thesis* – University of Twente – Netherland
- [KA96] **Konstantopoulos I., Antsaklis P.,** 1996. An eigenstructure assignment approach to control reconfiguration. In: *Proceedings of 4th IEEE Mediterranean Symposium on Control and Automation*. Greece.
- [KFS08] **Köroglu H, Farhood M, Scherer CW.LPVMAD,** the ICC Analysis Tool. *Technical Report*. Delft, The Netherlands: Delft University of Technology; 2008.
- [KFS15] **Krokavec D., Filasová A., Serbák V.** 2015, ‘FTC with dynamic virtual actuators: characterization via dynamic output controllers and H_∞ approach’, *Mathematical Problems in Engineering*.
- [KG02] **Kay, S., & Gabriel, J.** (2002). ‘Optimal invariant detection of a sinusoid with unknown parameters’. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(1), 27–40.
- [KM99] **Kerrigan E., Maciejowski J.,** 1999. Fault-tolerant control of a ship propulsion system using model predictive control. In: *Proceedings of the 5th European Control Conference (ECC'99)*. Karlsruhe, Germany.
- [Kol62] **Kolmogoroff A.N.,** ‘On inequalities between upper bounds of consecutive derivatives of an arbitrary function defined on an infinite interval’, *Amer. Math. Soc. Transl.*, 2, 1962, pp. 233–242.
- [Kwa86] **Kwakernaak H.,** 1986, ‘A polynomial approach to minimax frequency domain optimisation of multivariable feedback systems’, *Int. J. Control*, 44(1), 117-156
- [KWST17] **Klingelschmidt T., Weber P., Simon C., Theilliol D., Peysson F.** (2017), Fault diagnosis and prognosis by using Input-Output Hidden Markov Models applied to a diesel generator’, *25th IEEE Med. Conf.*, Malta
- [LCCS15] **Lagger G., Chambouleyron M., Correia J. C., Sittarame F., Miganne G., Lasserre Moutet A., Golay A.,** Guérison du diabète de type 2 et éducation thérapeutique, *Rev Med Suisse* 2015 ; 11 : 715-9
- [LCFG14] **Lavigne L., Cazaurang F., Fadiga L., Goupil P.,** 'New sequential probability ratio test: Validation on A380 flight data', *Control Engineering Practice* 22, 1-9, 2014
- [Lev03] **Levant A.,** (2003) ‘Higher order sliding modes, differentiation and output-feedback control’, *International Journal of Control*, 76(9), pages 924-941.
- [LGB17] **Langeron Y., Grall A., Barros A.** (2017) ‘Joint maintenance and controller reconfiguration policy for a gradually deteriorating control system’, *Proc IMechE Part O: J Risk and Reliability*, 231(4), 339–349
- [Lib03] **Liberzon D.** 2003 ‘Switching in Systems and Control’. *Birkhäuser*
- [LMB14] **Leishman, J. C. Macdonald, R. W. Beard, et T. W. McLain,** “Quadrotors and accelerometers: State estimation with an improved dynamic model,” *IEEE Control Syst.*, vol. 34, no. 1, pp. 28–41, Feb. 2014.
- [LRC11] **Lang J, Renaud S, Catargi B, Raoux M, Charpentier G, Bornat Y,** 2011, Sensor for measuring the activity of beta-pancreatic cells or of islets of Langerhans, manufacture and use of such a sensor. *World Patent Application* WO/2011/086105

- [LS06] **Lunze J. & Steffen T.** 2006, 'Control reconfiguration after actuator failures using disturbance decoupling methods,' *IEEE Trans. Autom. Control*, 51 (10), pp. 1590–1601.
- [LS09] **Lou H., and Si P.**, (2009) 'The Distinguishability of Linear Control Systems', *N. lin. Analy.: Hyb. Syst.*, 3(1): 21- 38.
- [Mac97] **Maciejowski J.M.**, 1997. Modelling and predictive control: enabling technologies for reconfiguration, *Cambridge University Engineering Dept.*, Cambridge CB2 1PZ, England.
- [MG90] **Middleton, R., & Goodwin, G.** (1990). 'Digital control and estimation'. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, Inc.
- [MHP08] **R. Mahony, T. Hamel, et J.-M. Pflimlin**, "Nonlinear complementary filters on the special orthogonal group," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 53, no. 5, pp. 1203–1218, Jun. 2008.
- [MJ03] **Maciejowski J., Jones C.**, 2003. MPC fault-tolerant flight control case study: Flight 1862. In: Proceedings of the *5th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS'2003)*. Washington D.C., USA, pp. 121-126.
- [MKJR04] **Megretski A, Kao C, Jonsson U, Rantzer A.** A Guide to IQC β : A MATLAB Toolbox for Robust Stability and Performance Analysis. *Technical Report. Cambridge, MA: Massachusetts Institute of Technology*; 2004.
- [MLB14] **J. Macdonald, R. Leishman, R. Beard, et T. McLain**, "Analysis of an improved IMU-based observer for multirotor helicopters," *J. Intell. Robot. Syst.*, vol. 74, no. 3, pp. 1049–1061, Jun. 2014.
- [Mo95] **Morse A.S.** Control using logic-based switching. In: Trends in control (A. Isidory (Ed.)), *Springer-Verlag*, 1995, pp. 69–113.
- [MP71] **Mehra R.K., et Peshon I.**, "An innovation approach to fault detection and diagnosis systems", *Automatica*, vol. 7, pages 637-640, 1971.
- [MPDW09] **Marzat, J., Piet-Lahanier, H., Damongeot, F., & Walter, E.** (2009). 'A new model-free method performing closed-loop fault diagnosis for an aeronautical system'. In 7th workshop on advanced control and diagnosis, ACD'2009. Zielona Gora, Poland. URL http://www.issi.uz.zgora.pl/ACD_2009/program/Papers/06_ACD_2009.pdf
- [MR97] **Megretski A. and Rantzer A.**, 1997, System analysis via integral quadratic constraints. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 42(6):819-830.
- [MS10] **P. Martin & E. Salaun**, "The true role of accelerometer feedback in quadrotor control," in *Proc. IEEE Conf. Robot. Autom.*, May 2010, pp. 1623–1629.
- [MS15] **Martin & I. Sarras.** (2015). "A semi-global model-based state estimator for the quadrotor using only inertial measurements." [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/1510.03249>
- [MS99] **Miao, T., & Seborg, D. E.** (1999). 'Automatic detection of excessively oscillatory feedback in control loops'. In *IEEE international conference on control applications* (pp. 359–364). Hawaii, USA.
- [NPR00] **Nørgaard M, Poulsen NK, Ravn O**, 2000, New developments in state estimation for nonlinear systems, *Automatica* 36 (11), 1627-1638
- [NS99] **Niemann H., Stoustrup J.**, 1999. Gain Scheduling using the Youla Parameterization. Proceedings of the *IEEE Conference on Decision and Control* 3, pp. 2306-2311.
- [NTP09] **Noura H., Theilliol D., Ponsart J.C., Chamseddine A.** 2009, 'Fault Tolerant Control Systems: Design and Practical Applications'. London, U.K.: *Springer-Verlag*
- [MO12] **Moreno J.A. et Osorio M.** 'Strict Lyapunov functions for the supertwisting algorithm'. *IEEE Trans. on Aut. Control*, 57, 10351040, 2012.
- [Mor96] **Morris J.C.**, 1996, Experimental Control and Model Validation: A Helicopter Case Study, *PhD Thesis*. California Institute of Technologie.
- [New96] **Newlin, M.P.**, 1996, Model Validation, Control and Computation, *PhD thesis*, California Institute of Technologie.
- [NS98] **Newlin, M.P. & Smith R.S.**, 1998, A generalisation of the structured singular value and its application to model validation, *IEEE Transactions on Automatic Control* 43, 901-907.

- [NSH00] Noura, H., D. Sauter, F. Hamelin & D. Theilliol 2000. Fault-tolerant control in dynamic systems : Application to a winding machine. *IEEE Control Systems Magazine* pp. 33–49
- [OBV02] Oosterom, M., Babuska, R., & Verbruggen, H. (2002). ‘Soft computing applications in aircraft sensor management and flight control law reconfiguration’. *IEEE Transactions on Systems Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, 32(2), 125–139.
- [Os99] Osder, S. (1999). ‘Practical view of redundancy management application and theory’. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 22(1), 12–21.
- [OW07] Odgaard, P. F., & Wickerhauser, M. V. (2007). ‘Karhunen–Loeve based detection of multiple oscillations in multiple measurement signals from large-scale process plants’. In *American control conference* (pp. 5893–5898).
- [PAGal11] Pasamontes, M., Álvarez, J.D., Guzmán, J.L., Lemos, J.M., Berenguel, M. A switching control strategy applied to a solar collector field, *Control Engineering Practice*, 2011, 19 (2), 135-145
- [Pat97] Patton R., 1997. Fault tolerant control: the 1997 situation. In: Proceedings of the 3th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS'97). Hull University, Hull, UK, pp. 1033-1054.
- [PCH17] Preda V., Cieslak J., Henry D., Bennani S., Falcoz A., 2017, A H_{∞}/μ solution for microvibration mitigation in satellites: A case study, *Journal of Sound and Vibration*, 399 (7), pp.21-44.
- [PCH17b] Preda V., Cieslak J., Henry D., Bennani S., Falcoz A., 2017, Robust Control Design in a Non-Smooth H_{∞} / μ Setting for Spacecraft Microvibration Attenuation, *10th International ESA Conference on Guidance, Navigation & Control Systems*, Salzburg, Austria.
- [PCH18] Preda V, Cieslak J., Henry D., Bennani S., & Falcoz A., 2018 'Robust Microvibration Control and Worst-case Analysis for High Pointing Stability Space Missions', *International Journal of Robust and Nonlinear Control*
- [PF16] Palframan MC, Farhood M. An IQC analysis framework for small fixed-wing UAS. In: Proceedings of the American Control Conference (ACC); 2016; Boston, MA.
- [PFD88] Packard, A., Fan M. & Doyle J., 1988. A power method for the structured singular value, Proc. Of 1988 *IEEE Conference on Control Decision*, pp. 2132-2137.
- [Po12] Polyakov, A. (2012). Nonlinear feedback design for fixed-time stabilization of linear control systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 57, 2106–2110.
- [Pre18] Preda V., “Robust Microvibration Control and Worst-case Analysis for High Pointing Stability Space Missions”, *PhD thesis*, University of Bordeaux
- [Qua04] Quanser Inc., (2004). 3-DOF Helicopter reference manual, *Document Number 644*, Revision 2.1
- [RB13] Rorsman P, Braun M., (2013), Regulation of insulin secretion in human pancreatic islets, *Annu Rev Physiol.* 2013;75:155-79.
- [RCL14] Renaud S., Catargi B., Lang J., 2014, Biosensors in Diabetes : How to get the most out of evolution and transpose it into a signal, *IEEE Pulse*, Page(s):30 - 34
- [Red60] Redheffer R., 1960. On a certain linear fractional transformation. *Em J. Maths and Phys.* 39, 269-286.
- [REZ12] Raissi T., Efimov D., ZOlgahdri A., 2012, Interval State Estimation for a Class of Nonlinear Systems, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Page(s):260 - 265
- [RMR18] Robinson E., Marzat J., Raïssi T., (2018), 'Filtering and Uncertainty Propagation Methods for Model-Based Prognosis of Fatigue Crack Growth in Unidirectional Fiber-Reinforced Composites', *ASCE-ASME Journal of Risk and Uncertainty in Engineering Systems, Part A: Civil Engineering*
- [RNPN14] Rotondo D., Nejjari F., Puig V. 2014, ‘A virtual actuator and sensor approach for fault tolerant control of LPV systems’, *J. Process Control*, 24, (3), pp. 203–222.

- [Ro18] **Rotondo D.**, ‘Advances in Gain-Scheduling and Fault Tolerant Control Techniques’, *Springer Thesis*, 2018
- [Rod15] **Rodrigues M.**, 2015. Contribution au diagnostic de défauts et à la commande des systèmes LPV et Multi-Modèles. *Habilitation à diriger des recherches*, Université de Lyon.
- [RPNR15] **Rotondo D., Puig V., Nejjari F., Romera J.** (2015a), ‘A fault-hiding approach for the switching quasi-LPV Fault-tolerant control of a four-wheeled omnidirectional mobile robot’, *IEEE trans. Indus. Electronics*, 62 (6), 3932-3944.
- [RPT15] **Rotondo D., Ponsart J.C., Theilliol D., Nejjari F., Puig V.** (2015b), ‘A virtual actuator approach for the fault tolerant control of unstable linear systems subject to actuator saturation and fault isolation delay’, *Annual reviews in Control*, 39, 68-80.
- [RRG14] **R. Sanz, L. Rodenas, P. Garcia, & P. Albertos**, “Attitude estimation using low-cost sensors: A comparative analysis,” in *Proc. 11th World Congr. Intell. Control Autom.* (WCICA), Jun. 2014, pp. 4261–4266.
- [RSDB15] **Roychoudhury I., Spirkovska L., Daigle M., Balaban E., Sankararaman S., Kulkarni C., Poll S., Goebel K.** (2015), ‘Real-Time Monitoring and Prediction of Airspace Safety’, *NASA/TM-2015-218928*
- [Ru92] **Rugh W. J.** 1992. Analytical framework for gain scheduling. *IEEE Control System Magazine* 11, 79–84.
- [S13] **Steil, G.M.**, 2013, Algorithms for a Closed-Loop Artificial Pancreas: The Case for Proportional-Integral-Derivative Control, *J Diabetes Sci Technol*. 2013 Nov; 7(6): 1621–1631.
- [S96] **Safonov M.G.** 1996. Focusing on Knowable. In *Control Using Logic-Based Switching*, Berlin: *Springer-Verlag*, pp. 224–233.
- [SA92] **Shamma, J. Athans** 1992. Gain scheduling : potential hazards and possible remedies. *IEEE Control System Magazine* 10, 101–107.
- [SDL08] **Sun S., Dong L., Li L. & Gu S.**, ‘Fault tolerant control for constrained linear systems based on MPC and FDI’, *Int. J. of Information and systems sciences*, Vol 4(4), pp 512-523
- [SDR11] **Seron M.M., De Donà J.A., Richter J.H.**, (2011) ‘Bank of Virtual Actuators for Fault Tolerant Control’, *18th IFAC World Congress*, Italy, Milano.
- [SDR13] **Seron M.M., De Donà J.A., Richter J.H.**, (2013) ‘Integrated sensor and actuator fault-tolerant control’, *Int. J. of Control*, 86(4), 686-708.
- [SEFL14] **Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, & A. Levant**, *Sliding Mode Control Observation*. New York, NY, USA: *Springer*, 2014
- [SG13] **Steil GM, Grodsky GM**, The artificial pancreas: is it important to understand how the β cell controls blood glucose?, *Journal of Diabetes Science and Technology* [01 Sep 2013, 7(5):1359-1369]
- [SHNT02] **Sauter D., Hamelin F., Noura H., Theilliol D.**, 2002, Fault tolerant control in dynamic systems. *15th IFAC Triennial World Congress*, Barcelona, Spain, 2002.
- [SM11] **G. G. Scandaroli & P. Morin**, “Nonlinear filter design for pose and IMU bias estimation,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Autom.*, May 2011, pp. 4524–4530.
- [SOSD14] **Stoican F., Oлару S., Seron M.M., De Donà J.A.** (2014), ‘A fault tolerant control scheme based on sensor-actuation channel switching and dwell-time’, *Int J. of Robust and NL control*, 24, 775-792
- [SRG14] **R. Sanz, L. Rodenas, P. Garcia, & P. Castillo**, “Improving attitude estimation using inertial sensors for quadrotor control systems,” in *Proc. Int. Conf. Unmanned Aircraft Syst.* (ICUAS), May 2014, pp. 895–901.
- [SSL07] **Y. B. Shtessel, I. A. Shkolnikov, & A. Levant**, “Smooth second-order sliding modes: Missile guidance application,” *Automatica*, vol. 43, no. 8, pp. 1470–1476, Aug. 2007.
- [ST97] **Safonov M.G., Tsao T.C.** 1997. The unfalsified control concept and learning. *IEEE Trans. Automat. Control*, 42, pp. 843–847.

- [Sta05a] **Staroswiecki, M.**, 2005. Fault Tolerant Control : the pseudo-inverse method revisited. In :Proc. 16th IFAC World Congress, Prague, Czech Republic.
- [Sta05b] **Staroswiecki, M.**, 2005. Fault Tolerant Control using an admissible model matching approach. Proceedings of the 44th *IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference*, 2005, Séville.
- [STSO14] **Simon C., Theilliol D., Sauter D., Orkisz M.** (2014), 'Remaining Useful Life Assessment via Residual Generator Approach -A SOH Virtual Sensor Concept', *IEEE Multi-conference on Systems and Control*
- [SYJ06] **Staroswiecki M., Yang H., Jiang, B.**, 2006. Progressive accommodation of aircraft actuator faults. *6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes (SAFEPROCESS'06)*, P.R. China, Beijing
- [SWZ15] **Shen Q., Wang D. Zhu S., Poh E.**, 2015, Integral-type sliding mode fault-tolerant control for attitude stabilization of spacecraft, *IEEE Trans. On control systems technology*.
- [TCD15] **Traore M., Chammas A., Duviella E.** (2015), 'Supervision and prognosis architecture based on dynamical classification method for the predictive maintenance of dynamical evolving systems'.
- [TCZW09] **Theilliol D., Chamseddine A., Zhang Y., Weber P.** (2009), 'Optimal reconfigurable control allocation design based on reliability analysis', *7th IFAC SAFEPROCESS'09*, Spain
- [TGGQ11] **Tarbouriech, S., Garcia, G., Gomes da Silva, J. M., Jr., & Queinnec, I.** (2011).Stability and stabilization of linear systems with saturating actuators. London: *SpringerVerlag*
- [THZ03] **Thornhill, N. F., Huang, B., & Zhang, H.** (2003). 'Detection of multiple oscillations in control loops'. *Journal of Process Control*, 13(1), 91–100.
- [TKGV10] **Tang L., Kacprzyński G.J., Goebel K., Vachtsevanos G.** (2010), 'Case Studies for Prognostics-Enhanced Automated Contingency Management for Aircraft Systems', *IEEE Aerospace conference*, USA
- [TNS98] **Theilliol D., Noura H., Sauter D.**, 1998. Fault tolerant control method for actuator and component faults. *37th IEEE Conference on Decision & Control*, Tampa, Florida.
- [TNP02] **Theilliol D., Noura H., Ponsart J.**, 2002. Fault diagnosis and accommodation of three-tank system based on analytical redundancy. *ISA Transactions* 41, 365-382.
- [TSP03] **Theilliol D., Sauter D., Ponsart J.**, 2003. A multiple model based approach for fault tolerant control in non linear systems. *5th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS'2003)*. Washington D.C., USA, pp. 151 - 156.
- [Ts99] **Tsui C.C.**, 1999. A design example with eigenstructure assignment control whose loop transfer function is fully realized. *Journal of the Franklin Institute* 336, pp. 1049-1053.
- [TT09] **Tarbouriech S. & Turner M.**, 2009, 'Anti-windup design: an overview of some recent advances and open problems', *IET Control Theory & Application*, Vol 3, Issue 1.
- [TZC11] **Takrouni A., Zanzouri N., Cocquempot V., Ksouri M.**, (2011) 'Distinguishability and Similarity between modes in Hybrid System Monitoring', *Communications, Comp. & cont. appli.*
- [V18] **Villani C.**, 2018, France intelligence artificielle, *Rapport de synthèse*
- [VC14] **Van Eykeren L., Chu Q.P.**, 'Sensor fault detection and isolation for aircraft control systems by kinematic relations', *Control Engineering Practice*, 2014, pp 200-210
- [VD96] **Van Overschee P., De Moor B.**, 1996, Subspace identification for linear systems: theory, implementations. *Kluweir Academic*
- [VESB14] **Vanek B., Edelmayer A., Szabó Z., Bokor J.**, 'Bridging the gap between theory and practice in LPV fault detection for flight control actuators', *Control Engineering Practice*, 2014, pp 171-182
- [VO14] **Varga A., Ossmann D.**, 'LPV model-based robust diagnosis of flight actuator faults', *Control Engineering Practice*, 2014, pp 135-147

- [VSK16] **Veenman J., Scherer C.W., and Koroglu H.**, 2016, Robust stability and performance analysis based on integral quadratic constraints. *European Journal of Control*, 31:1-32.
- [WBKTA12] **Weber P., Boussaid B., Khelassi A., Theilliol D., Aubrun C.** (2012), ‘Reconfigurable control design with integration of a reference governor and reliability indicators’, *Int. J. A. Math. Comput. Sci.*, 22(1), 139–148
- [WL00] **Wang A.P., Lin S.F.**, 2000. The Parametric Solutions of Eigenstructure Assignment for Controllable and Uncontrollable Singular Systems. *Journal of Mathematical Analysis and Applications* 248, 549_571.
- [WPB09] **Wilhelm, L., Proetzsch, M., & Berns, K.** (2009). Autonome mobile systeme. In Oscillation analysis in behavior-based robot architectures (p. 121). *Springer*.
- [WPC06] **Weng Z., Patton R., Cui P.**, 2006, Active fault tolerant control of a double inverted pendulum, *6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes (SAFEPROCESS’06)*, P.R. China, Beijing.
- [WRM12] **Willmott C.J., Robeson S.M. and Matsuura K.** (2012), ‘A refined index of model performance’, *Int. J. of climatology*, 32, 2088-2094.
- [WRM13] **Wittmann T., Richter J.H., Moor T.** (2013), ‘Fault-Hiding Control Reconfiguration for a Class of Discrete Event Systems’, *IFAC-PapersOnLine* 46-22, 49–54
- [XH05] **Xia, C., & Howell, J.** (2005). ‘Isolating multiple sources of plant-wide oscillations via independent component’. *Control Engineering Practice*, 13, 1027–1035.
- [YBC10] **Yang H., Jiang B., Cocquempot V.**, ‘Fault tolerant control and hybrid systems’, *Springer, Berlin, Heidelberg*
- [YCJ09] **Yang H., Cocquempot V., Jiang B.** Robust fault tolerant tracking control with applications to hybrid nonlinear systems, *IET Control Th & Applic.* 2009, 3(2), 211-224.
- [YIB00] **Yang Z., Izadi-Zamanabadi R., Blanke M.**, 2000. On-line multiple-model based adaptive control reconfiguration for a class of nonlinear control systems. *Proceeding of IFAC SAFEPROCESS’2000*, Budapest, Hungary, 745-750.
- [YJCL12] **Yang H., Jiang B., Cocquempot V., Lu L.** Supervisory fault tolerant control with integrated fault detection and isolation: a switched system approach, *Int. J. Appl. Math. Comput. Sci.*, 2012, 22 (1), 87–97.
- [YJS09] **Yang H., Jiang B., Staroswiecki M.** Supervisory fault tolerant control for a class of uncertain nonlinear systems. *Automatica*, 2009, 45, pp. 2319–2324.
- [YKM07] **Yoon, T.-W., Kim, J.-S., Morse, A.S.** Supervisory control using a new control-relevant switching, *Automatica*, 2007, 43 (10), pp. 1791-1798
- [YLJC18] **Yang H, Li H, Jiang B, Cocquempot V** (2018), 'Fault tolerant control of switched systems: a generalized separation principle', *IEEE Trans. on Control Systems Technology*
- [YRAA17] **Yousfi B., Raïssi T., Amairi M., Aoun M.** (2017), ‘Set-membership methodology for model-based prognosis’, *ISA trans.*, 66, 216-225
- [ZCE16] **Zolghadri A., Cieslak J., Efimov D., Goupil P., Dayre R.**, 2016, Practical design considerations for successful industrial application of model-based fault detection, *Annual Reviews in Control*, 2016, 42, pp. 224-231.
- [ZGC11] **Zolghadri A., Gheorghe A., Cieslak J., Henry D., Goupil P., Dayre R., Leberre H.**, 2011, Model-based Solution to Robust and Early Detection of Control Surface Runaways, *SAE Internationnal Journal of Aerospace*, 2011, 4 (2), pp.1500-1505.
- [ZHC14] **Zolghadri A., Henry D., Cieslak J., Efimov D., Goupil P.**, 2014 ‘Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control and Guidance for Aerospace Vehicles: From Theory to Application’, *Advances in Industrial Control*, Springer London
- [Zi11] **Zivanovic, M.** (2011). ‘Detection of non-stationary sinusoids by using joint frequency reassignment and null-to-null bandwidth’. *Digital Signal Processing*, 21(1), 77–86.
- [ZJ01] **Zhang Y., Jiang J.**, 2001. Integrated active fault-tolerant control using IMM approach. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 37(4).

- [ZJ02] **Zhang Y., Jiang J.**, 2002. Design of restructurable active fault-tolerant control systems. In: Proceedings of the *15th Triennial World Congress of IFAC* (b'02). Barcelona, Spain.
- [ZJ03] **Zhang Y., Jiang J.**, 2003. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control system. In: Proceedings of the *5th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes* (SAFEPROCESS'2003). Washington D.C., USA, pp. 265-276.
- [ZJ06] **Zhang Y., Jiang J.**, 2006. Issues on integration of fault diagnosis and reconfigurable control in active fault-tolerant control systems, *6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes* (SAFEPROCESS'06), P.R. China, Beijing.
- [ZJ08] **Zhang Y. & Jiang J.**, 2008 'Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems', *Annual Reviews in Control*, 32, pp 229–252.
- [ZLG16] **Zolghadri A., Leberre H., Goupil P., Gheorghe A. Cieslak J., Dayre R.**, 2016, Parametric Approach to Fault Detection in Aircraft Control Surfaces, *AIAA Journal of Aircraft*, 2016, 53 (3), pp. 846-855,
- [ZMH04] **Zolghadri A., Monsion M., Henry D., Marchionini C. and Petrique O.** (2004), 'Development of an operational model-based warning system for tropospheric ozone concentrations in Bordeaux, France', *Environmental Modelling & Software*, 19, 369-382.
- [Zo96] **Zolghadri, A.** (1996). 'An algorithm for real-time failure detection in Kalman filters'. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 41(10), 1537–1539.
- [ZR01] **Zhou K., Ren Z.**, 2001. A new controller architecture for high performance, robust, and fault-tolerant control. *IEEE Transactions on Automatic Control* 46(10), 1613-1618.
- [ZtCH17] **Zenteno Torres J., Cieslak J., Henry D., Davila J.**, 2017, Fault Compensability Criteria with Application to a Rendezvous Mission Around Mars, *14th International Workshop on Advanced Control and Diagnosis*, Bucharest, Romania
- [ZYJ14] **Zakharov A., Yu M., Jamsa-Joumela S-L** (2014) 'A dynamic prognosis algorithm in distributed fault tolerant model predictive control', *IEEE Multi-conference on Systems and Control*

Résumé : Dans une course effrénée à l'industrialisation, les quelques dramatiques incidents nous alertent constamment sur la nécessité de développer des solutions fiables et robustes à l'apparition d'une défaillance. Pour contrer la fréquence exponentielle de ces incidents, la commande tolérante aux défauts (FTC) est, petit à petit, devenue l'une des préoccupations majeures des systèmes automatisés complexes. Dans ce document scientifique, l'attention se porte sur le développement de méthodes de surveillance, d'approches FTC actives et de la maîtrise de leurs interactions. Ce dernier axe de développement s'appuie sur le constat suivant : en dépit d'une interaction évidente entre les tâches de diagnostic et les actions correctives pour accommoder l'effet d'un défaut, ces deux domaines de recherche ont souvent été étudiés séparément, rendant leur fiabilité discutable. Après la présentation d'un curriculum détaillé, les premiers résultats basés sur des approches à base de normes, la théorie des systèmes commutés ou celle des modes glissants sont évalués sur des exemples académiques. Pour combler le fossé entre des travaux purement académiques et répondre aux besoins des industriels, des actions de transfert de technologie sont mis en avant et évalués en utilisant l'échelle de maturité technologique développée par la NASA. Finalement, des perspectives de recherche sont avancées pour décroiser, aux yeux du grand public, le métier d'automaticien et montrer son importance pour aborder les enjeux et défis sociétaux de demain.

Mots clés : Commande Tolérante aux Défauts, Détection et Localisation des Défauts, Diagnostics, Commande supervisée, Commande par modes glissants, Application aéronautique, Aérospatiale.

Abstract : After the success of SpaceX missions with the reuse of rockets involving a cost divided by two, the area of health management becomes crucial to guarantee system autonomy. To safe and reliable behaviors, the research on Fault Diagnosis (FD) and Fault Tolerant Control (FTC) fields has mainly been investigated. Despite plethoric published strategies, only few works try to take into account interactions between FD and FTC units, leading to questionable solutions for a reliable health management. This scientific document focusses on the development of solutions able to manage the FD and FTC interactions. More precisely, a particular attention is based on the mitigation of transient behaviors after a fault accommodation. After some norm-based solutions, the use of switching control or sliding mode theory has been investigated and assessed on academic examples. To bring the gap between academic works and industrial needs, some technology transfer activities are detailed and assessed with respect to the Technological Readiness Level (TRL) scale. Finally, some perspectives are given to highlight the important position of control researchers for the future societal challenges like a new artificial pancreas with an increased robustness against patient variability.

Keywords : Fault Tolerant Control (FTC), Fault Detection and Isolation (FDI), Supervisory Control, Switching control, Sliding mode, Aerospace application,, Flight control.