



**HAL**  
open science

# Méthodologie de synthèse de commandes robustes CRONE : vers une transférabilité accrue

Patrick Lanusse

► **To cite this version:**

Patrick Lanusse. Méthodologie de synthèse de commandes robustes CRONE : vers une transférabilité accrue. Automatique / Robotique. Université de Bordeaux, 2018. tel-02891137

**HAL Id: tel-02891137**

**<https://hal.science/tel-02891137>**

Submitted on 6 Jul 2020

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

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

# HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

présentée à

L'UNIVERSITÉ de BORDEAUX

Ecole Doctorale Sciences Physiques et de l'Ingénieur  
Automatique, Productique, Signal et Image, Ingénierie Cognitive

par

**Patrick LANUSSE**

Docteur de l'Université Bordeaux 1

Maître de Conférences à Bordeaux INP / Ecole Nationale Supérieure d'Electronique,  
Informatique, Télécommunications, Mathématiques et Mécanique de Bordeaux

## ***Méthodologie de synthèse de commandes robustes CRONE : vers une transférabilité accrue***

Soutenue le 5 Décembre 2018 devant le jury composé de :

Brigitte d'ANDRÉA NOVEL	Professeur à Sorbonne Université, Dir. laboratoire STMC, IRCAM, Paris (Présidente)
Yann DEVAL	Professeur à Bordeaux INP, Dir. laboratoire IMS (Examineur)
Luc DUGARD	Directeur de Recherches, CNRS, Gipsa-lab, Grenoble (Rapporteur)
Alain OUSTALOUP	Professeur Emérite à Bordeaux INP, laboratoire IMS (Examineur)
José Antonio TENREIRO MACHADO	Professeur à Polytechnic of Porto - School of Engineering (ISEP), Portugal (Rapporteur)
Jean-Luc THOMAS	Professeur titulaire de la chaire d'Electrotechnique du CNAM, Paris (Rapporteur)



*"Je donne mon avis non comme bon, mais comme mien"*  
Michel de Montaigne (1533-1592)

*"... et encore ..."*  
Jean-Baptiste Botul (1896-1947)



## Table des matières

Remerciements .....	1
Organisation et contenu du document.....	2
Partie 1 - Curriculum Vitae .....	3
1.1 - Etat civil.....	3
1.2 - Etudes.....	3
1.3 - Fonctions.....	4
1.4 - Activités administratives.....	4
1.5 - Activités d'enseignement.....	6
1.6 - Activités de recherche.....	8
1.7 - Responsabilités scientifiques, Animation, Collaborations et Evaluation .....	26
Partie 2 - Thématique de recherche	
Avant-propos.....	30
Introduction.....	31
<b>Chapitre 1 – Méthodologies SISO de la commande CRONE : des concepts aux transferts</b>	
1.1 – Introduction .....	33
1.2 – Notations .....	34
1.3 – Régulateur CRONE de 1ère génération : un PID fractionnaire robuste .....	34
1.4 – Aide à la synthèse d'une commande CRONE : the CRONE CSD Toolbox .....	37
1.4.1 – Définition du système incertain à asservir .....	38
1.4.1.1 – Utilisation d'un ensemble de fonctions de transfert rationnelles du procédé ..38	
1.4.1.2 – Utilisation d'un ensemble de réponses fréquentielles du procédé .....	40
1.4.1.3 – Utilisation d'un modèle de simulation du procédé .....	40
1.4.2 – Analyse du système incertain et du problème de régulation à traiter .....	42
1.4.3 – Synthèse automatisée d'un régulateur CRONE de 1ère génération .....	45
1.5 – Commandes CRONE de 2ème et 3ème générations : un loop shaping assisté et performant ..49	
1.5.1 – Commande CRONE de 2ème génération : du Bode, du fractionnaire, de la méthode.49	
1.5.2 – Synthèse analytique d'un régulateur CRONE de 2ème génération .....	52
1.5.3 – Commande CRONE de 3ème génération : le couteau suisse de la commande	
CRONE .....	55
1.5.4 – Synthèse assistée et optimale d'un régulateur CRONE de 3ème génération .....	61
1.5.5 – Exemple de développement d'un outil métier pour de la commande robuste de vannes automobiles .....	66
1.6 – Propositions de simplification de la synthèse d'une commande CRONE de 3ème génération.72	
1.6.1 – Simplification du choix du procédé nominal .....	72
1.6.2 – Simplification de la définition des contraintes portant sur les fonctions de sensibilité 73	
1.6.2.1 – Minimisation de l'énergie de l'erreur .....	74
1.6.2.2 – Minimisation de la norme infini de $SG(s)/s$ .....	74
1.6.2.3 – Minimisation de la norme infini de $S(s)/s$ .....	76

1.6.2.4 – Comparaison sur un exemple académique .....	76
1.6.2.5 – Application à une turbine éolienne .....	80
1.7 – Conclusion .....	84

## Chapitre 2 – Méthodologies MIMO de la commande CRONE : pour une synthèse abordable de régulateurs multivariables

2.1 – Introduction.....	85
2.2 – Principes de l'approche CRONE pleinement MIMO.....	86
2.3 – Définition simplifiée des paramètres fixes de la matrices de transfert en boucle ouverte nominale .....	88
2.3.1 – Causalité du régulateur.....	89
2.3.2 – Stabilité et amortissement de la matrice de transfert SG(s) relative au rejet de perturbation d'entrée .....	89
2.3.3 – Stabilité et amortissement de la matrice de transfert CS(s) relative au signal de commande .....	90
2.3.4 – Spécifications de précision en basse fréquence.....	90
2.3.5 – Limitation des efforts de commande haute fréquence .....	90
2.3.6 – Application de la commande CRONE MIMO a un cas académique.....	91
2.3.7 – Développement d'un outil métier pour la commande CRONE MIMO de bancs d'essais haute dynamique .....	95
2.4 – Synthèses CRONE MIMO de régulateurs décentralisés .....	101
2.4.1 – Analyses MIMO du système à commander .....	101
2.4.1.1 – Analyse RGA et BRG .....	102
2.4.1.2 – Analyse $CD^3$ .....	102
2.4.2 – Choix du type de régulateur et de méthodologie de synthèse .....	103
2.4.3 – Synthèse CRONE Multi-SISO .....	103
2.4.4 – Synthèse CRONE Multi-SISO/SISO mixte .....	105
2.4.5 – Synthèse CRONE MIMO simplifiée.....	105
2.4.6 – Synthèse d'un régulateur décentralisé par bloc du système d'air d'un moteur Diesel .....	108
2.5 – Développement d'une Toolbox CRONE MIMO .....	111
2.6 – Conclusion .....	114

## Chapitre 3 – Association à la commande CRONE d'une stratégie de commande anticipative

3.1 – Introduction.....	115
3.2 – Utilisation d'une commande CRONE de référence pour la synthèse d'une commande prédictive robuste.....	115
3.3 – Définition d'un complément feedforward anticipatif à une commande feedback CRONE robuste .....	120
3.3.1 – Principe de l'approche proposée .....	120
3.3.2 – Application à exemple académique SISO .....	122
3.3.3 – Extension aux procédés multivariables .....	123
3.3.4 – Application à exemple académique MIMO .....	125
3.4 – Conclusion .....	130

**Conclusion générale et perspectives .....131**

**Bibliographie.....133**



## Remerciements

Je tiens tout spécialement à remercier Alain OUSTALOUP pour m'avoir embarqué sur les chemins de la robustesse, chemins que nous avons parcourus ensemble avec la dérivée fractionnaire comme boussole. Robert Louis Stevenson a écrit que l'important n'était pas la destination mais le voyage, les pauses et les rencontres sont le sel de nos vies et je tiens aussi à remercier Alain pour tous les instants souvent millésimés et toujours conviviaux qui ont agrémenté notre quête.

Particulièrement attaché au cadre collectif de nos activités, je remercie mes collègues de l'équipe CRONE, des laboratoires PRISME, I2M et de l'ENIG, nos partenaires industriels (PSA, Robert Bosch, Valorem, D2T-FEV, Beyond the Sea, Alstom, etc.) et bien évidemment les doctorants, ingénieurs et stagiaires qui m'ont fait confiance et/ou m'ont supporté alors que nous naviguions sur des fleuves pas toujours si tranquilles. J'ai une pensée particulière pour Dominique Sutter, Valérie Pommier-Budinger, Dominique Nelson-Gruel, Benjamin Feytout, Abderrahim Lamara et Kevin Lestrade, Baptiste Cadalen, aujourd'hui Docteurs mais aussi pour Asma Achnib, Sara Mohajer, Sergio Rodriguez Cadavid et ceux qui les suivront dans la recherche du Graal.

Je remercie enfin toutes les personnes qui ne se sont pas encore reconnues mais ont participé de près ou de loin aux voyages présentés dans ce mémoire, qu'ils soient venus de Tunisie, d'Allemagne, d'Espagne, d'Iran, voire même de France, cette si étrange contrée. Soyez certains que je vous ai tous encore en mémoire et que ces remerciements sont sincères.

Je tiens aussi à saluer amicalement ceux qui, reprenant les mêmes routes que nous, trouveront cet humble témoignage de nos périples et ne nous mépriseront pas trop.

## Organisation et contenu du document

Ce document est organisé en deux parties présentées synthétiquement ici.

La 1<sup>ère</sup> partie est consacrée à un curriculum vitae exhaustif. Dans cette partie, les activités de recherche sont résumées, en particulier la thématique qui fait l'objet d'une présentation plus détaillée dans la 2<sup>ème</sup> partie.

La 2<sup>ème</sup> partie est composée de trois chapitres focalisés sur le thème majeur de nos activités de recherche : la synthèse de commandes robustes.

Le chapitre 1 présente les développements de la commande CRONE monovariante effectués pour en augmenter les performances et en simplifier la synthèse.

Le chapitre 2 est consacré à l'extension du champ d'application de la commande CRONE aux systèmes multivariants et à la démonstration de son applicabilité.

Le chapitre 3 traite de l'association à la commande CRONE d'une stratégie de commande anticipative capable de tirer parti des prédictions des signaux exogènes.

Enfin, le prolongement des travaux en cours et les perspectives sont présentés en conclusion de ce document.

# 1<sup>ière</sup> Partie

## Curriculum Vitae

### 1.1 - Etat civil

Nom : LANUSSE  
Prénom : PATRICK

Date et lieu de naissance : 12 Janvier 1966 à Bordeaux (33)  
Nationalité : Française

Situation de famille : marié, deux enfants (Benjamin 05.04.1998, Corentin 12.12.2000)

Adresse personnelle : 11, Rue de Lange - 33140 Gradignan  
Téléphone personnel : 05 56 75 24 87 / 06 51 50 37 63  
Adresses professionnelles :IMS UMR 5218 CNRS

Université de Bordeaux – Bâtiment A31  
351, Cours de la Libération - 33 405 Talence Cedex  
Tel : 05.40 00 83 41  
patrick.lanusse@ims-bordeaux.fr

Bordeaux INP - ENSEIRB&MATMECA  
Responsable des stages industriels de 2<sup>o</sup> année du Département  
Electronique  
Tel : 05 56 84 23 54  
1, Avenue du Dr. Albert Schweitzer - BP 99 - 33402 Talence Cedex  
patrick.lanusse@bordeaux-inp.fr

### 1.2 - Etudes

Juin 1983 : **Baccalauréat technologique F5** (physique), Lycée Technique d'Etat Alfred Kastler, Talence (33)  
Juin 1985 : **DEUG A3** (Mathématiques, Physique, Chimie), Université Bordeaux 1  
Juin 1986 : **Licence EEA**, Université Bordeaux 1  
Juin 1987 : **Maîtrise EEA**, Université Bordeaux 1  
Juin 1988 : **DEA d'Automatique** (option Robotique), Université Bordeaux 1 / ENSERB  
Option Robotique, mention Bien  
Février 1994 : **Doctorat d'Automatique**, Université Bordeaux 1  
Mention "Très Honorable avec Félicitations du Jury"

**Titre de la Thèse** : De la commande CRONE de première génération à la commande CRONE de troisième génération.

**Date de la soutenance** : le 14/02/1994

**Lieu** : Université Bordeaux 1 (Ecole Doctorale des Sciences Physiques et de l'Ingénieur)

**Directeur de Thèse** : Professeur A. OUSTALOUP

**Spécialité** : Automatique

**Après avis de** : J. BERNUSSOU, Directeur de Recherche au CNRS au LAAS, TOULOUSE  
I.D. LANDAU, Directeur de Recherche au CNRS au LAG, GRENOBLE

**Devant la commission d'examen formée de:**

J. BERNUSSOU,	Directeur de Recherche au CNRS au LAAS, TOULOUSE
H. BOURLES	Ingénieur EDF, CLAMART, puis Professeur au CNAM, PARIS
J. DESCUSSE	Directeur de Recherche au CNRS à l'IRCyN, NANTES (Président)
I.D. LANDAU	Directeur de Recherche au CNRS au LAG, GRENOBLE
M. MONSION	Professeur à l'Université Bordeaux 1, BORDEAUX
A. OUSTALOUP	Professeur à l'ENSERB, BORDEAUX
C. SAMSON	Directeur de Recherche à l'INRIA, SOPHIA ANTIPOLIS

### 1.3 – Fonctions

Allocataire d'Enseignement et de Recherche 1990 - 1991  
IUT B, Université Bordeaux 3.

Scientifique du Contingent 1991 - 1992

Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche (1/2 poste) 1992 - 1993  
ENSERB.

Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche 1993 - 1994  
Université Bordeaux 1 et ENSERB.

Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche 1994 - 1995  
ENSERB.

Maître de Conférences 61<sup>ème</sup> section depuis Septembre 1995  
Institut Polytechnique de Bordeaux (Bordeaux INP)  
Ecole Nationale Supérieure d'Electronique, Informatique, Télécommunications,  
Mathématiques et Mécanique de Bordeaux

Hors Classe, 6<sup>ème</sup> Echelon  
PEDR/PES depuis 2006

### 1.4 - Activités administratives

Nous avons assumé la responsabilité pédagogique de la 2<sup>ème</sup> année du département Electronique de l'ENSEIRB-MATMECA (environ 100 élèves par an) de 2002 à 2013. Outre la gestion quotidienne d'emplois du temps complexes (800 heures d'enseignement par élève et par an, 4 et 8 groupes de TP/Projet, nombreux enseignements à choix), bientôt 12 années de responsabilité nous auront permis :

- de mettre en œuvre une semestrialisation S7/S8 (en accord avec le principe des ECTS) facilitant des échanges internationaux et pouvant adoucir des conditions de redoublement
- d'instaurer des Modules libres (environ 12) et des Unités d'Enseignement optionnelles (4) diversifiant la formation et offrant une première possibilité de spécialisation lors du 2<sup>ème</sup> semestre de 2<sup>ème</sup> année (S8)
- de diversifier les thématiques des projets proposés aux élèves par un groupe plus important d'enseignants, projets à la fois transversaux et colorés par 5 grandes thématiques (Electronique Mixte, Automatique, Conversion de l'Energie, Signal et Image, Electronique Numérique).

Dans un souci constant de qualité et de réactivité, cette gestion de la deuxième année s'est appuyée aussi souvent que possible sur l'avis des élèves et des enseignants. Un dialogue permanent a également permis de mettre en cohérence cette gestion avec le cadre défini par les services de la scolarité de l'Ecole.

Notre responsabilité pédagogique de la 2<sup>ème</sup> année du département Electronique de l'ENSEIRB-MATMECA nous a amené à participer à la définition d'outils communs à l'ensemble de l'Ecole pour la rédaction des emplois du temps ainsi que pour le recensement des structures et des couts de formation.

Depuis 2013, nous avons pris la responsabilité des stages (dits industriels) effectués par tous les élèves de 2<sup>ème</sup> année du département Electronique. Ceci concerne notamment la validation des sujets de stages, la désignation des tuteurs, l'organisation des soutenances et du processus d'évaluation. Nous nous attachons particulièrement à ce que ces stages permettent de répondre aux obligations de mobilité internationale de 2 mois minimum (prochainement portée à 3) et de niveau d'anglais B2 que les élèves doivent avoir satisfaites à l'issue de leur formation. A ce titre nous assurons la fonction de Responsable Géographique International de l'ENSEIRB-MATMECA pour l'Afrique du Sud avec des accords d'échange renforcés avec University of Stellenbosch, University of Pretoria, et Council for Scientific and Industrial Research.

Au département Electronique, nous sommes également responsable de 2 UE d'enseignements : E8E (UE libre) en 2<sup>ème</sup> année et E9B (Espace d'état – Commandes Robustes Multivariables) en 3<sup>ème</sup> année.

Nous avons par ailleurs régulièrement participé à la vie de l'Ecole, que ce soit à la définition de son site internet, à l'harmonisation des règles de suivi des stages, aux réflexions avec les programmistes consultés pour l'extension des bâtiments de l'ENSEIRB-MATMECA (livraison 2013), etc.

Par ailleurs, nous avons été :

- Membre élu du Conseil d'Administration de l'ENSEIRB de 2005 à 2009
- Membre élu du Conseil d'Administration de l'IPB de 2009 à 2017
- Membre nommé du Comité Paritaire d'Etablissement de l'IPB de 2010 à 2011
- Membre du Conseil de Perfectionnement de l'ENSC (IPB) de 2010 à 2012
- Membre élu (suppléant) en octobre 2011 du Comité Technique de l'IPB
- Représentant du CA de l'IPB au comité Vie de Campus du Chantier NUB (projet de fusion des Universités Bordelaises) de 2011 à 2013
- Membre élu de la Comité Technique d'Etablissement de l'IPB de 2011 à 2014
- Rapporteur des Assises de l'Enseignement Supérieur à l'IPB en 2012
- Membre de la Section Disciplinaire de l'IPB compétente à l'égard des usagers de 2014 à 2017

## 1.5 - Activités d'enseignement

### *1989-1991 • Vacataire à l'Institut Régional d'Enseignement des Télécommunications*

- TD d'Electricité (Electrocinétique, Sinusoïdal, Quadripôles, Filtres, Régimes transitoires, Electrostatique, Electromagnétisme, Equation de Maxwell) : 210 heures.

### *1992-1993 • Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche à l'ENSERB (1/2 poste)*

- TD d'Automatique non linéaire
- TP d'Automatique
- Encadrement de Projet de 3<sup>ème</sup> année
- Cours d'Automatique linéaire à l'ENSCP

### *1993-1994 • Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche à l'Université Bordeaux 1 et à l'ENSERB*

- TD d'Automatique non linéaire à l'ENSERB
- TP d'Automatique à l'ENSERB
- Encadrement de Projet de 3<sup>ème</sup> année ENSERB
- Cours d'Automatique linéaire à l'ENSCP
- TD d'Automatique linéaire en Maîtrise EEA (Université Bordeaux 1)
- Encadrement de projet à l'IUP Génie Electrique (Université Bordeaux 1)
- TP CAO Automatique à l'IUP Génie Electrique (Université Bordeaux 1)
- Cours de Commande robuste au DESS Systèmes de Production Automatisés Industriels (Université Bordeaux 1, CCI Bayonne Pays Basque)

### *1994-1995 • Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche à l'ENSERB*

- TD d'Automatique non linéaire à l'ENSERB
- TP d'Automatique à l'ENSERB
- Encadrement de Projet de 3<sup>ème</sup> année ENSERB
- Cours d'Automatique linéaire à l'ENSCP
- Cours de Commande robuste au DESS Systèmes de Production Automatisés Industriels (Université Bordeaux 1, CCI Bayonne Pays Basque)

### *Depuis 1995 • Maître de Conférences à l'ENSERB, puis à l'ENSEIRB, puis à l'IPB/ENSEIRB-MATMECA*

#### *Enseignements effectués par le passé :*

- Cours d'Automatique linéaire à l'ENSCP
- Cours d'Automatique linéaire à l'école MATMECA (Université Bordeaux 1)
- Cours d'Automatique robuste au DESS Systèmes de Production Automatisés Industriels (Université Bordeaux 1, CCI Bayonne Pays Basque)
- Cours d'Automatique à événements discrets et d'Automatique linéaire en 2<sup>ème</sup> année du Cycle Préparatoire de Bordeaux (CPBx de l'Université Bordeaux 1)
- Cours d'Automatique linéaire en 1<sup>ère</sup> année du département Informatique de l'ENSEIRB

- Cours d'Automatique linéaire en 1<sup>ère</sup> année du département Télécommunications de l'ENSEIRB
- Cours d'Automatique linéaire en 1<sup>ère</sup> année de l'IDC (Université Bordeaux 2)

*Enseignements toujours effectués (plus de 260h équivalent-TD devant étudiants) :*

- Systèmes Dynamiques Linéaires (modélisation et commande proportionnelle par contre-réaction) / Cours Intégré et TP Matlab en semestre 6 de l'ENSC (IPB)
- Formation Simulink / TP d'Automatique sous Matlab-Simulink en semestre 6 du département Télécommunication de l'ENSEIRB-MATMECA
- TP d'Automatique (création et encadrement) / semestre 7 et 8 du département Electronique de l'ENSEIRB-MATMECA
- Automatique Non Linéaire (stabilité des systèmes non linéaires bouclés et méthode du premier harmonique) / Cours Intégré suivi d'un TP (une enceinte thermique) en semestre 7 du département Electronique de l'ENSEIRB-MATMECA
- Modélisation par Représentation d'Etat (modélisation, observation et commande par retour d'état) / Cours Intégré suivi d'un Bureau d'Etude en semestre 8 du département Electronique de l'ENSEIRB-MATMECA
- Mise en œuvre de commande des systèmes (système de désaturation, commandes Feedback et Feedforward) / Bureau d'étude et TP associés en semestre 8 du département Electronique de l'ENSEIRB-MATMECA
- Projets transversaux (colorés Automatique) / Encadrement de binômes tout au long du semestre 8 du département Electronique de l'ENSEIRB-MATMECA
- Synthèse Fréquentielle de Commandes Robustes (approches CRONE et QFT) / Cours, TP et Bureau d'étude en semestre 9 de l'option "Automatique-Mécatronique-Automobile-Aéronautique et Spatial" du département Electronique de l'ENSEIRB-MATMECA et du Master EEA (Université Bordeaux)
- Modélisation des Systèmes Dynamiques Linéaires / Cours intégrés en 2<sup>ème</sup> année du Cycle Préparatoire des INP (Bordeaux INP)
- Initiation au Contrôle Commande des robots, semestres 9 de l'option "Robotique et Apprentissage" du département Informatique de l'ENSEIRB-MATMECA

Depuis notre intégration à l'ENSEIRB en 1995, nous avons pu enseigner notre discipline de prédilection à savoir l'Automatique et plus particulièrement la synthèse des systèmes de commande. Les différents modules auxquels nous participons nous permettent d'enseigner à la fois la commande à temps continu et à temps discret, les systèmes linéaires et non linéaires, les approches de modélisation et de commande dans les domaines fréquentiel (modélisation par fonctions de transfert) et temporel (modélisation dans l'espace d'état). Ces enseignements s'adressent aujourd'hui aux élèves ingénieurs de l'IPB (ENSEIRB-MATMECA et ENSC) de 1<sup>ère</sup>, 2<sup>ème</sup> et 3<sup>ème</sup> années. Ils s'effectuent tous sous formes d'enseignements intégrés (cours/travaux dirigés) avec vidéo-projection (copie des documents donnée aux élèves) et sont complétés de travaux pratiques (TP) et/ou de bureaux d'études réalisés à l'aide de Matlab/Simulink. Par ailleurs, en 2<sup>ème</sup> année du département Electronique, nous participons également à l'encadrement de projets transversaux colorés Automatique. Cette proximité entre nos activités de recherche et celles d'enseignement nous permet d'initier les élèves de l'option AM2AS de 3<sup>ème</sup> année Electronique aux approches fréquentielles pour la synthèse de commandes robustes, et plus particulièrement à la commande CRONE qu'ils ont l'occasion de mettre en œuvre lors de bureaux d'études couplés avec ceux de Dynamique du Véhicule Automobile et de Dynamique du Véhicule et des Systèmes Aéronautiques et Spatiaux.

Nos cours intègrent à la fois une présentation historique de l'Automatique, une illustration de son intérêt par des exemples d'applications et bien évidemment par l'enseignement des outils théoriques et méthodologiques permettant de la mettre en œuvre. Les enseignements pratiques que nous développons s'attachent à montrer l'applicabilité et l'intérêt méthodologique des outils théoriques présentés en cours, notamment à travers les exemples traités et les moyens de mise en œuvre utilisés. Autour de Labview et du système temps-réel CompactRIO, nous avons réalisé et mis en place un système de prototypage rapide utilisé pour tous les TP de contrôle/commande de l'Ecole et notamment ceux que nous avons développés : synthèse de commandes à 2 degrés de liberté avec cahier des charges réaliste, complémentarité des approches feedback et feedforward, synthèse de commande robuste pour un système non linéaire, systèmes de désaturation d'actionneurs, etc.

A l'occasion du cours d'Automatique linéaire que nous assurons en 1<sup>ère</sup> année du département Informatique de l'ENSEIRB-MATMECA, avec l'aide des services informatique de l'Ecole, nous avons pu expérimenter une procédure d'auto-évaluation accessible par leur ENT avec les 80 élèves 2008-2009. Des exercices (18 au total répartis en 3 blocs) portant sur des notions présentées et travaillées lors du cours-intégré (18h) leur avaient été proposés à la fin de chaque tiers de l'enseignement. Les réponses devaient être choisies parmi un ensemble de propositions contenant la bonne réponse ainsi que beaucoup de mauvaises réponses probables. Seule la justesse ou pas des réponses étant indiquée, les élèves avaient la possibilité de participer autant de fois que souhaité à ces évaluations. Chaque participation à l'évaluation étant enregistrée (identité de l'élève, date, durée de traitement de chaque question, qualité des réponses), nous avons pu constater qu'environ 70% des élèves avaient répondu à cette proposition et qu'elle avait permis à certains parmi les plus faibles d'améliorer significativement leurs résultats. Cette auto-évaluation s'est révélée un excellent moyen pour certains élèves de prendre conscience des limites de leurs connaissances et compétences et d'en tenir compte pour les faire reculer. Sans pour autant gommer les fondements théoriques de nos enseignements, les rendre un peu moins magistraux avec des élèves plus actifs, s'appuyer sur les nouvelles technologies devront permettre à nos élèves de davantage apprendre et, espérons-le, de considérer que ce qu'ils apprennent aura du sens dans leur futur professionnel.

Par ailleurs nous assurons des tutorats, de stages industriels de 2<sup>ème</sup> année et de Projets à Finalité Entreprise (3<sup>ème</sup> année) d'élèves du département Electronique de l'ENSEIRB-MATMECA, ainsi que d'apprentis du département de formation en alternance Systèmes Electroniques Embarqués de l'ENSEIRB-MATMECA. Nous participons régulièrement aux soutenances de Projet-Professionnel organisés sous la forme d'entretien de recrutement pour les élèves de 3<sup>ème</sup> année de l'ENSEIRB-MATMECA.

## **1.6 - Activités de recherche**

### ***Structure d'accueil et contexte scientifique***

La thématique "Systèmes à dérivées non entières" que supporte l'équipe CRONE du groupe Automatique du Laboratoire IMS-UMR 5218 CNRS concerne à la fois la théorie des systèmes, l'automatique et la robotique.

Les objets d'étude de l'équipe sont la dérivation non entière en tant qu'opérateur et outil de modélisation, sa synthèse étendue au corps des complexes ainsi que ses applications dans les sciences pour l'ingénieur et les sciences et technologies de l'information et de la communication. Plus spécifiquement, un axe de recherche particulièrement privilégié est celui de l'application de la dérivation non entière en Automatique, notamment en identification à travers l'identification par modèle non entier, et en commande robuste à travers la commande CRONE, abréviation de Commande Robuste d'Ordre Non Entier. La volonté de concrétiser les développements théoriques relatifs aux systèmes d'ordre non entier par la création de logiciels a toujours été présente. Une boîte à outils est maintenant proposée en téléchargement internet afin de populariser l'utilisation des opérateurs

d'ordres non entiers.

***Thématique (Cf. 2ième Partie pour une présentation détaillée)***

La thématique des travaux qui fait l'objet de ce mémoire d'HDR relève de la recherche fondamentale et méthodologique avec une finalité applicative. Son thème général est la synthèse de commandes robustes, c'est-à-dire la détermination de lois de commande automatique permettant de garantir des niveaux de performance donnés en dépit d'incertitudes portant sur le comportement des systèmes commandés. Traitant des développements passés et actuels de la Commande CRONE, ce mémoire présente :

- les développements de la commande CRONE monovariante pour en augmenter les performances et en simplifier la synthèse (cf. 2<sup>ème</sup> Partie, Chapitre 1) ;
- l'extension du champ d'application de la commande CRONE aux systèmes multivariants et la démonstration de son applicabilité (cf. 2<sup>ème</sup> Partie, Chapitre 2) ;
- l'association à la commande CRONE d'une stratégie de commande anticipative capable de tirer parti des prédictions des signaux exogènes (cf. 2<sup>ème</sup> Partie, Chapitre 3).

La particularité de l'approche CRONE en commande robuste provient, de l'utilisation de l'opérateur intégral-différentiel fractionnaire pour la description de la boucle de commande, et de la prise en compte non majorée des véritables incertitudes du procédé sans distinction de leur nature (structurées ou non), et ce, contrairement aux approches :  $H_\infty$ ,  $\mu$ -synthèse, etc. De par sa propriété de compacité, l'utilisation de la dérivation non entière simplifie la recherche des paramètres optimaux (au sens de la minimisation des variations du degré de stabilité de la boucle de commande). Ceci est un avantage sur l'approche QFT qui nécessite la synthèse itérative d'un régulateur à de nombreux paramètres. Contrairement aux autres approches (non robustes) proposant d'intégrer de la dérivation non entière en commande (régulateurs de type  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  utilisés par le reste de la communauté internationale, Professeurs Podlubny (SK), Chen (USA), Vinagre (SP), etc.), en commande CRONE la dérivation non entière n'est introduite que dans la gamme de fréquence critique vis-à-vis de la robustesse. En s'affranchissant de problèmes non résolus à ce jour, ce choix facilite l'implantation des régulateurs et par ailleurs assure de meilleures performances.

L'évolution de la commande CRONE a toujours été guidée par l'***extension de son champ d'application***. Elle a ainsi été développée afin de pouvoir s'appliquer à des procédés : comportant des modes peu amortis ; stables à non minimum de phase ; instables ; non linéaires ; non stationnaires. Les qualités de la commande CRONE ont pu être démontrées lors de la compétition internationale organisée en 1994-1996 par le Professeur Ioan-Doré Landau et portant sur la commande du système à poulies. Avec un taux de satisfaction au cahier des charges de 98,61%, la commande CRONE s'est en effet classée deuxième devant un grand nombre d'autres approches. La commande CRONE scalaire de troisième génération a été utilisée comme base pour le développement de la commande CRONE multivariante. En utilisant la notion de matrice pseudo-inverse, il a été possible de généraliser l'approche CRONE aux systèmes multivariants non carrés. Ces résultats ont pu être validés à la fois sur des exemples académiques, mais aussi particulièrement dans le cadre de la relation contractuelle tripartite IMS/Institut Prisme Polytech'Orléans/Robert Bosch portant sur la commande multivariante de système d'air de moteur à combustion interne de type essence et Diesel.

La propriété de robustesse pouvant s'obtenir au détriment de celle de ***performance et de facilité de synthèse***, différentes solutions ont été proposées dans le cadre de la méthodologie CRONE. Ceci est particulièrement vrai pour les systèmes non linéaires, pour des systèmes à paramètres fortement variants, pour les systèmes très fortement incertains, pour les systèmes multivariants modérément couplés. Nous avons alors pu associer la commande CRONE à des techniques non linéaires (linéarisation par difféomorphisme et bouclage, et analyse du comportement dynamique par les séries

de Volterra), à la notion de réponse fréquentielle non stationnaire, à la notion de multi-modèle et de gain-préprogrammés, à la modélisation d'effets de couplage sous la forme d'incertitudes supplémentaires sur des modèles non couplés, à la considération de modèles nominaux simplifiés, et également à de nouveaux critères d'optimisation permettant notamment de faciliter le processus de synthèse.

Les développements théoriques relatifs aux systèmes d'ordre non entier et plus particulièrement à la commande CRONE se sont concrétisés par la création d'une *boîte à outils Matlab* réalisée en collaboration avec la société PSA. Son interface utilisateur a particulièrement été travaillée et un grand nombre de règles issues de l'expérience ont été introduites afin de permettre une utilisation par un large public, et notamment par un utilisateur ayant des connaissances incomplète en synthèse de commande robuste mais une assez bonne connaissance du système à commander. Afin d'en faire profiter le plus grand nombre, cette boîte à outils peut être téléchargée gratuitement depuis octobre 2010.

Si aucun des chantiers précédemment cités n'est totalement fermé, aujourd'hui notre centre d'intérêt se focalise sur l'*association de la propriété d'anticipation* à celle de robustesse déjà acquise. Avec le laboratoire LyRE (Lyonnaise Recherche, Lyonnaise des Eaux – Suez Environnement) nous avons ainsi réfléchi à la possibilité de gestion préventive d'un système de traitement des eaux afin qu'il soit en mesure de répondre correctement à des épisodes orageux et donc qui minimise le volume des eaux non traitées directement rejeté dans l'environnement. Anticiper permettant à la fois des commandes adoucies et plus efficaces, nous avons alors décidé de définir comment tirer parti au mieux de la prédiction de signaux, qu'ils soient de référence ou perturbateurs, allant prochainement solliciter le système de commande et le système commandé dont le modèle est incertain. Après avoir exploré différentes voies, nous nous sommes alors orientés vers une commande de type feedforward anticipatif complétant une commande de type feedback CRONE. Après de premiers bons résultats dans le cadre monovisible, nos efforts ce sont alors portés aux cas multivisibles.

Postérieurement à la thèse, c'est à dire lors de la période allant de 1995 à 2018, notre activité scientifique a notamment généré :

- 31 articles (+1 soumis) dans des revues internationales avec comité de lecture, soit une moyenne de 1,3 article/an ;
- 1 livre et 14 chapitres d'ouvrage ;
- 88 communications dans des congrès internationaux avec actes et comité de lecture, soit une moyenne de 3,67 communications/an ;
- 7 co-encadrements de thèses soutenues + 3 thèses en cours (2 à soutenir début 2019 dont 1 en tant que co-directeur) ;
- 6 brevets déposés.

### *Liste exhaustive des principales publications*

#### **A - Articles dans des revues internationales à comité de lecture**

- [A.1995.1] A. OUSTALOUP, B. MATHIEU et **P. LANUSSE** : "Intégration non entière complexe et contours d'isoamortissement" ; RAIRO-APII, Vol. 29, n° 2, pp. 177-203, Ed. Hermes, Paris, 1995.
- [A.1995.2] A. OUSTALOUP, B. MATHIEU and **P. LANUSSE** : "The CRONE control of resonant plants : application to a flexible transmission" ; European Journal of Control (JCR), Vol. 1, n°2, pp. 113-121, 1995.
- [A.1998.1] A. OUSTALOUP, B. MATHIEU et **P. LANUSSE** : "Un tour d'horizon sur la commande CRONE" ; APII-JESA "Journal Européen des Systèmes Automatisés" ; Vol. 32, n° 1, pp. 7-40, Ed. Hermès, Paris, 1998.
- [A.1999.2] A. OUSTALOUP, J. SABATIER and **P. LANUSSE** : "From fractal robustness to the CRONE control", Fractional Calculus and Applied Analysis: an international journal for theory and applications (JCR), Vol. 2, n°1, pp. 1-30, 1999.
- [A.2002.1] **V. POMMIER**, J. SABATIER, **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP : "CRONE control of a nonlinear Hydraulic Actuator" ; Control Engineering Practice, Vol. 10, n°4, pp. 391-402, 2002.

- [A.2002.2] A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE** and F. LEVRON : "Frequency synthesis of filter using the functions of Viète's roots" ; IEEE Transactions on Automatic Control (JCR), Vol. 47, n°5, pp. 837-841, 2002.
- [A.2002.3] J. SABATIER, A. OUSTALOUP, A. GARCIA ITURRICHIA and **P. LANUSSE** : "CRONE Control: Principles and extension to time varying systems with asymptotically constant coefficients" ; Nonlinear Dynamics : An International Journal of Nonlinear Dynamics and Chaos in Engineering Systems (JCR), Special Issue on "Fractional Order Calculus and its Applications", Kluwer Academic Publishers, Vol. 29, N° 1-4, pp. 363-385, 2002.
- [A.2003.1] A. OUSTALOUP, **V. POMMIER**, **P. LANUSSE** : "Design of a fractional control using performance contours - Application to an electromechanical system" ; Fractional Calculus and Applied Analysis : an international journal for theory and applications (JCR), Vol. 6, n°1, pp. 1-24, 2003.
- [A.2004.1] **P. LANUSSE**, T. POINOT, O. COIS, A. OUSTALOUP and J.C. TRIGEASSOU : "Restricted-Complexity Controller with CRONE Control-System Design and Closed-Loop Tuning" ; European Journal of Control (JCR), Hermes Science Publishing, Vol. 10, N° 3, pp.242-251, 2004.
- [A.2004.2] O. ALTET, X. MOREAU, M. MOZE, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP : "Principles and Synthesis of Hydractive CRONE Suspension" ; Nonlinear Dynamics : An International Journal of Nonlinear Dynamics and Chaos in Engineering Systems (JCR), Kluwer Academic Publishers, Vol. 38, N° 1-4, pp. 435-459, 2004.
- [A.2006.1] **V. POMMIER-BUDINGER**, **P. LANUSSE**, J. SABATIER and A. OUSTALOUP - Fractional robust control of a nonlinear plant: Control of a nonlinear testing bench using the singular perturbation technique and the CRONE approach - Journal Européen des Systèmes Automatisés (JESA), Vol. 40, N° 2, pp 211-232, 2006.
- [A.2008.1] **P. LANUSSE**, H. BENLAOUKLI, **D. NELSON-GRUEL**, and A. OUSTALOUP - Fractional-order control and interval analysis of SISO systems with time-delayed state - IET Control Theory & Applications (JCR), Vol. 2, Issue 1, pp. 16-23, 2008
- [A.2008.2] J. SABATIER, M. MOZE, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP - Recursive Distributions of Poles and Zeros for Linear Phase Variations - Journal of Vibration and Control (JCR), Vol. 14, n°9-10, pp 1557-1571, 2008.
- [A.2008.3] V. POMMIER-BUDINGER, Y. JANAT, **D. NELSON-GRUEL**, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP - Fractional active robust control : Control of lightly-damped plants using the isodamping contours and the CRONE approach - Journal Européen des Systèmes Automatisés (JESA), Vol. 42, N° 6-7-8, pp 1015-1036, 2008.
- [A.2009.1] **D. NELSON-GRUEL**, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP : Robust control design for multivariable plants with time-delays - Chemical Engineering Journal (JCR) - Elsevier, Vol. 146, Issue 3, pp 414-427, February 2009.
- [A.2009.2] **D. NELSON-GRUEL**, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP : Commande CRONE des systèmes multi-entrées multi-sorties non-carrés retardés - e-STA, e-revue des Sciences et Technologies de l'Automatique, Vol. 6, 2009.
- [A.2011.1] A. BANOS, J. CERVERA, **P. LANUSSE** and J. SABATIER : Bode optimal loop shaping with CRONE compensator - Journal of Vibration and Control (JCR IF 1.966, SCOPUS SJR 0.501 SNIP 0.992), doi 10.1177/1077546310388002, Vol 17, pp 1964-1974, November 2011.
- [A.2011.2] **P. LANUSSE**, J. SABATIER and V. POMMIER-BUDINGER : PLC implementation of a crone controller - Fractional Calculus and Applied Analysis (JCR IF en cours de publication, Scopus SNIP 0.787), Vol. 14, Number 4, pp 505-522, DOI: 10.2478/s13540-011-0031-7, December 2011.
- [A.2012.1] **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP and V. POMMIER-BUDINGER : Stability of closed-loop fractional-order systems and definition of damping contours for the design of controllers - International Journal of Bifurcation and Chaos (JCR IF 0.921, SCOPUS SJR 0.54 SNIP 0.765), Vol. 22, Issue 04, DOI: 10.1142/S0218127412300133, April 2012.
- [A.2012.2] R. MALTI, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP : Object oriented CRONE Toolbox for fractional differential signal processing - Signal, Image and Video Processing (JCR IF 0.409, SCOPUS SJR 0.339 SNIP 0.622), Vol. 6, Issue 3, pp 393-400, DOI 10.1007/s11760-012-0323-3, September 2012.
- [A.2013.1] A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE**, J. SABATIER and P. MELCHIOR : CRONE control : principles, extensions and applications – Journal of Applied Nonlinear Dynamics, Volume 2, Issue 3, pp. 207—223, DOI: 10.5890/JAND.2013.08.001, 2013.
- [A.2013.2] H. DELAVARI, **P. LANUSSE** and J. SABATIER : Fractional Order Controller Design for a Flexible Link Manipulator Robot – Asian Journal of Control (JCR IF 1.411, SCOPUS SJR 0.845 SNIP 1.388), Volume 15, Issue 3, pages 783–795, May 2013, DOI: 10.1002/asjc.677
- [A.2013.3] **P. LANUSSE**, R. MALTI and P. MELCHIOR : Crone control system design toolbox for the control engineering community: tutorial and a case study – Philosophical Transactions of the Royal Society A (JCR IF 2.891, SCOPUS SJR 0.905 SNIP 1.314); 371(1990):20120149, may 2013, doi: 10.1098/rsta.2012.0149.
- [A.2013.4] **B. FEYOUT**, **P. LANUSSE**, J. SABATIER and S. GRACIA : Robust CRONE design for a variable ratio planetary gearing in a variable speed wind turbine – Asian Journal of Control (JCR IF 1.411, SCOPUS SJR 0.845 SNIP 1.388), Volume 15, Issue 3, pages 806–818, May 2013.
- [A.2014.1] N. YOUSFI, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, N. DERBEL and A. OUSTALOUP : Decentralized CRONE control of nonsquare multivariable systems in path-tracking design – Nonlinear Dynamics (JCR IF 3.009, SCOPUS SJR 0.871 SNIP 1.941), Vol76, n°1, pp 44-457, DOI 10.1007/s11071-013-1138-7, April 2014.

- [A.2015.1] **A. LAMARA**, G. COLIN, **P. LANUSSE**, Y. CHAMAILLARD and A. CHARLET : A Fractional Robust Decentralized non-square Control for the Air path of a Diesel Engine – Fractional Calculus and Applied Analysis : an international journal for theory and applications (JCR IF 2.974, Scopus SJR 2.106 SNIP 0.787), Vol. 18, n°2, pp. 307-332, 2015
- [A.2016.1] **P. LANUSSE**, D. NELSON GRUEL, **A. LAMARA**, A. LESOBRE, X. WANG, Y. CHAMAILLARD and A. OUSTALOUP : Development of a fractional order based MIMO controller for high dynamic engine testbeds – Control Engineering Practice (JCR IF 2.602, SCOPUS SJR 1.287 SNIP 2.156), Vol56, pp 174-189, November 2016.
- [A.2016.2] J. SABATIER, **P. LANUSSE**, **B. FEYTOUT** and S. GRACIA : CRONE control based anti-icing / deicing system for wind turbine blades – Control Engineering Practice (JCR IF 2.602, SCOPUS SJR 1.287 SNIP 2.156), Vol56, pp 200-209, November 2016.
- [A.2018.1] N. YOUSFI-ALLAGUI, R. JALLOULI-KHLIF, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, N. DERBEL and A. OUSTALOUP : Fractional approaches based on fractional prefilters in MIMO path tracking design – Journal of Control Engineering & Applied Informatics (JCR), Vol 20, No 2, 2018.
- [A.2018.2] **B. CADALEN**, F. GRIFFON, **P. LANUSSE**, J. SABATIER and Y. PARLIER : Modelling and control of a tethered kite in dynamic flight – Journal of Sailing Technology, Article 2018-03, 2018.
- [A.2018.3] **A. ACHNIB**, T.B. AIRIMITOAI, **P. LANUSSE**, M. AOUN, S. ABRASHOV and M CHETAOUI : Discrete-time robust control with an anticipative action for preview systems – Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control of the ASME (JCR), doi: 10.1115/1.4041711, 2018.
- [A.2018.4] Z. DIMITROVA, **P. LANUSSE**, M. TARI, F. AOUN and X. MOREAU : Robust control for an innovative electromagnetic actuator – accepted subject to minor revision, Mechatronics (JCR), 2018.

## B - Ouvrages de synthèse

- [B.1992.1] A. OUSTALOUP and **P. LANUSSE** : "New trends in CRONE control : generalized template and complex non integer derivation" ; Elsevier Sciences Publishers, Amsterdam, The Netherlands, 1992.
- [B.1992.2] **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP, C. CEYRAL and M. NOUILLANT : "Optimal CRONE control of a tractor hich system" ; NOLCOS'92 Proceedings edited by Pergamon Press, 1992.
- [B.1994.1] A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE** et B. MATHIEU : "Approche fréquentielle et non entière de la robustesse : la commande CRONE" ; Chapitre 1 du livre "La robustesse : analyse et synthèse de commandes robustes" coordonné par A. OUSTALOUP, Hermès, Paris, 1994.  
Coauteurs : A. OUSTALOUP, H. BOURLES, P. APKARIAN, H. KWAKERNAAK, C.E. de SOUZA, Ph. de LARMINAT, I. D. LANDAU, J. BERNUSSOU, M. GAUVRIT, J.F. MAGNI, A. TROFINO-NETO.
- [B.1995.1] P. MELCHIOR, A. ALEXANDRE, **P. LANUSSE**, G. ROBIN et A. OUSTALOUP: "Identification et commande CRONE d'un incubateur pour bébés" ; Chapitre du livre "La thermique de l'homme et de son proche environnement", coordonné par F. PENOT et JB. SAULNIER, Elsevier Ed., 1995.
- [B.1996.1] A. OUSTALOUP, B. MATHIEU, **P. LANUSSE** et J. SABATIER: "La commande CRONE : de la robustesse fractale à un gabarit curviligne en boucle ouverte" ; Chapitre 6 du livre "Commande robuste : développements et applications" coordonné par J. BERNUSSOU, Hermès, Paris, 1996.  
Coauteurs : G. DUC, L. EL GHAOUI, I. D. LANDAU, Ph. de LARMINAT, A. OUSTALOUP, E. IRVING, P. APKARIAN, S.I. NICULESCU, S. TARBOURIECH, J. BERNUSSOU.
- [B.1999.1] **P. LANUSSE** : "La commande CRONE multiscalaire" ; Chapitre 4 (35 pages) du livre "La commande CRONE : du scalaire au multivariable" Coordonné par A. OUSTALOUP et B. MATHIEU, Hermès, Paris, 1999.  
Coauteurs : A. OUSTALOUP, B. MATHIEU, P. LANUSSE, J. SABATIER.
- [B.2002.1] A. OUSTALOUP, B. MATHIEU, J. SABATIER et **P. LANUSSE** : "Un tour d'horizon sur la commande CRONE de procédés scalaires et multivariables" ; Chapitre 2 (pp 53-95) de l'ouvrage "Conception de commandes robustes" : coordonné par J. BERNUSSOU et A. OUSTALOUP, Collection IC2, Hermès, Paris, 2002.  
Coauteurs : PO. GUTMAN, R. LINKER, A. OUSTALOUP, B. MATHIEU, J. SABATIER, **P. LANUSSE**, P. DE LARMINAT, J. LANGER, I.D. LANDAU, J.F. MAGNI, Y. LE GORREC, D. ARZELIER, J. BERNUSSOU, D.PEAUCELLE, B. CLEMENT ET G. DUC, P.C. PELLANDA, P. APKARIAN, G. FAVIER, G.E. DA COSTA OLIVEIRA
- [B.2005.1] C.A. MONJE, B.M. VINAGRE, YQ. CHEN, V. FELIU, **P. LANUSSE** and J. SABATIER - Optimal tunings for fractional  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  controllers, Fractional Differentiation And its Applications, Vol. 3 Systems analysis, Implementation and simulation, Systems Identification and Control, Ubooks Ed., pp. 159-170, 2005
- [B.2005.2] **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP - Anti-Windup System for 1st Generation Crone Controller, Fractional Differentiation And its Applications, Vol. 3 Systems analysis, Implementation and simulation, Systems Identification and Control, Ubooks Ed., pp. 191-204, 2005
- [B.2005.3] A. OUSTALOUP, O. COIS, **P. LANUSSE**, P. MELCHIOR, X. MOREAU, J. SABATIER, J-L. THOMAS - A survey on the CRONE approach, Fractional Differentiation And its Applications, Vol. 3 Systems analysis, Implementation and simulation, Systems Identification and Control, Ubooks Ed. 2005
- [B.2007.1] **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP : "Robustness comparison of Smith predictor-based and fractional-order control"; in Advances in fractional calculus: Theoretical developments and applications in physics

- and engineering - J. SABATIER, O.P. AGRAWAL, J.A. TENREIRO MACHADO, Springer, pp. 511-526, 2007.
- [B.2007.2] **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP and J. SABATIER: "Robust design of an anti-windup compensated 3rd generation CRONE controller "; in *Advances in fractional calculus: Theoretical developments and applications in physics and engineering* - J. SABATIER, O.P. AGRAWAL, J.A. TENREIRO MACHADO, Springer, pp. 527-542, 2007.
- [B.2009.1] **P. LANUSSE**, **D. NELSON GRUEL**, J. SABATIER, R. LASNIER et A. OUSTALOUP – Synthèse multivariable d'une commande CRONE décentralisée – dans *Automatique Avancée et Informatique Appliquée*. Ed. P. Borne, F.G. Filip, M. Benrejeb et D. Popescu - Editura Academiei Române, Bucuresti ISBN 9789732718063, pp. 159- 166, 2009.
- [B.2010.1] **D. NELSON-GRUEL**, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP - Decentralized CRONE control of mxn multivariable system with time-delay - in *New Trends in Nanotechnology and Fractional Calculus Applications* - D. BALEANU, Z.B. GUVENC, J.A. TENREIRO MACHADO, Springer, ISBN: 978-90-481-3292-8, pp. 377-391, 2010.
- [B.2015.1] J. SABATIER, **P. LANUSSE**, P. MELCHIOR, A. OUSTALOUP - Fractional Order Differentiation and Robust Control Design - CRONE, H-infinity and Motion Control, Springer Netherlands, ISBN-13: 978-9401798068.
- [B.2017.1] **A. ACHNIB**, T.B. AIRIMITOAI, S. ABRASHOV, **P. LANUSSE** and M. AOUN : Performances and robustness of GPC controller in an anticipative context – in *Systems, Automation, and Control*, Ed. by N. DERBEL, F. DERBEL, O. KANOUN, De Gruyter Oldenbourg, ISBN-13: 978-3110468212, 2017.
- [B.2018.1] J. SABATIER, **P. LANUSSE**, B. FEYTOUT and S. GRACIA – A solution for ice accretion detection on wind turbine blades – in *Lecture Notes in Electrical Engineering* – Springer, 2018.

## C - Communications dans des colloques avec actes et comité de lecture

### C1 - Congrès internationaux

- [C1.1991.1] A. OUSTALOUP, P. LANUSSE and A. ELYAGOUBI: "Synthesis of a wide band template based on the Viète's functions" ; session "CRONE Control", "IMACS Symposium", "Modelling and control of technological systems", Lille, 7 au 10 mai 1991.
- [C1.1991.2] A. OUSTALOUP, A. BALLOUK and **P. LANUSSE** : "Synthesis of a narrow band template based on complex non integer derivation" ; session "CRONE Control", "IMACS Symposium", "Modelling and control of technological systems", Lille, 7 au 10 mai 1991.
- [C1.1992.1] **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP, C. CEYRAL and M. NOUILLANT : "Optimal CRONE control of a tractor hich system" ; session "Applications", "Non Linear Control System Design Symposium", NOLCOS'92, Bordeaux, 24 au 26 juin 1992.
- [C1.1993.1] B. MATHIEU, A. OUSTALOUP et **P. LANUSSE** : "Second generation CRONE control" ; "IEEE/SMC'93 Conference", Le Touquet, 17 au 20 octobre 1993.
- [C1.1993.2] **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP et B. MATHIEU : "Third generation CRONE control" ; "IEEE/SMC'93 Conference", Le Touquet, 17 au 20 octobre 1993.
- [C1.1995.1] A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE** and B. MATHIEU : "Robust control of SISO plants : the CRONE control" ; "ECC'95", Rome, Italia, September 5-8 1995.
- [C1.1995.2] A. OUSTALOUP, B. MATHIEU and **P. LANUSSE** : "The CRONE control of resonant plants : application to a flexible transmission" ; "ECC'95", Rome, Italia, September 5-8 1995.
- [C1.1995.3] J. SABATIER, A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE** and G. ROBIN : "Optimal CRONE control of a wire-guide robot" ; "7th International Conference on Advanced Robotics ICAR'95", San Feliu de Guixols, Espagne, September 20-22 1995.
- [C1.1995.4] A. OUSTALOUP, B. MATHIEU et **P. LANUSSE**, "Un tour d'horizon sur la commande CRONE" ; SCRA'95, 2e Séminaire sur la Commande Robuste et ses Applications, Hammamet, Tunisie, 2 et 3 décembre 1995.
- [C1.1996.1] A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE** and B. MATHIEU : "A survey of the CRONE control" ; "First international conference on Nonlinear Problems in Aviation & Aerospace", Daytona Beach, Florida, USA, May 9-11 1996.
- [C1.1996.2] **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP and **D. SUTTER** : "Multi-scalar CRONE control of multivariable plants" ; "WAC'96 - ISAC Symphosia", Montpellier, France, 27 au 30 mai 1996.
- [C1.1996.3] P. MELCHIOR, G. ROBIN and **P. LANUSSE** : "CRONE control of a XY cutting table" ; "CESA'96 - Symposium on Control, Optimization and Supervision", Lille, France, 9 au 12 juillet 1996.
- [C1.1996.4] B. MATHIEU, A. OUSTALOUP and **P. LANUSSE** : "Third generation CRONE control : generalized template and curvilinear template" ; "CESA'96 - Symposium on Control, Optimization and Supervision", Lille, France, 9 au 12 juillet 1996.
- [C1.1997.1] A. OUSTALOUP, J. SABATIER, X. MOREAU, B. MATHIEU et **P. LANUSSE** : "De la robustesse fractale à la suspension CRONE" ; SCRA'97, 3e Séminaire sur la Commande Robuste et ses Applications, Nabeul, Tunisie, 22 au 24 février 1997.

- [C1.1997.2] A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE**, NAJAR S. et ABDELKRIM MED. N. : "Commande CRONE d'un système électromécanique" ; SCRA'97, 3e Séminaire sur la Commande Robuste et ses Applications, Nabeul, Tunisie, 22 au 24 février 1997.
- [C1.1997.3] **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP and **D. SUTTER** : "CRONE control of multivariable plants with a multi-scalar approach" ; "International Symposium on Quantitative Feedback Theory and other Frequency Domain Methods & Applications", Glasgow, Scotland, August 1997.
- [C1.2000.1] **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP and B. MATHIEU : "Robust control of LTI square MIMO plants using two CRONE control design approaches" ; IFAC Symposium on Robust Control Design "ROCOND 2000", Prague, Czech Republic, June 21-23, 2000.
- [C1.2000.2] **V. POMMIER**, A. OUSTALOUP and **P. LANUSSE**,: "Synthesis of a non-integer control loop using performance contours" ; 8th IEEE Mediterranean Conference on Control and Automation "MED 2000", Patras, Greece, July 17-19, 2000.
- [C1.2000.3] **P. LANUSSE**, **V. POMMIER** and A. OUSTALOUP : "Fractional control-system design for a hydraulic actuator" ; IFAC Conference on Mechatronics Systems "Mechatronics 2000", Darmstadt, germany, September 18-20, 2000.
- [C1.2000.4] A. OUSTALOUP, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, O. COIS and F. DANCLA: "The CRONE toolbox for Matlab" ; IEEE International Symposium on Computer-Aided Control System Design", Anchorage, Alaska, September 25-27, 2000.
- [C1.2000.5] **V. POMMIER**, **P. LANUSSE** et A. OUSTALOUP : "Commande CRONE d'un actionneur hydraulique" ; Journées Scientifiques Franco-Tunisiennes JSFT' 2000, Monastir, Tunisie 25-26 Octobre 2000.
- [C1.2001.1] **V. POMMIER**, **P. LANUSSE**, J. SABATIER, A. OUSTALOUP : "Robust control of hydraulic actuators by linearization and CRONE techniques" ; Conférence internationale "Récents développements en actionneurs aéronautique et systèmes associés", Toulouse, France, 13-15 Juin 2001.
- [C1.2001.2] **V. POMMIER**, **P. LANUSSE**, J. SABATIER, A. OUSTALOUP : "Input-Output linearization and fractional robust control of a nonlinear plant" ; European control conference ECC'2001, Porto, Portugal, september 4-7, 2001.
- [C1.2002.1] **P. LANUSSE**, P. MELCHIOR, X. MOREAU, A. OUSTALOUP et J. SABATIER - Sur les remarques formulées sur la "suspension CRONE" - 2ème IEEE Conférence Internationale Francophone d'Automatique, CIFA'2002- Nantes, France, 6-8 Juillet 2002, pp 368-381.
- [C1.2002.2] **P. LANUSSE**, S. NAJAR, A. OUSTALOUP : "A First multimodel robust control using fractional-order control-system design" ; 5th Portuguese Conference on Automatic Control, CONTROLO 2002, Aveiro, Portugal, september 5-7, 2002.
- [C1.2002.3] O. COIS, **P. LANUSSE**, P. MELCHIOR, F. DANCLA and A. OUSTALOUP: "Fractional systems toolbox for Matlab: applications in system identification and CRONE CSD"; 5th Portuguese Conference on Automatic Control, CONTROLO 2002, Aveiro, Portugal, september 5-7, 2002.
- [C1.2003.1] **P. LANUSSE**, T. POINOT, O. COIS, A. OUSTALOUP, J.C. TRIGEASSOU: "A restricted complexity controller with Crone control system design and closed loop tuning"; International workshop "Design and Optimisation of Restricted Complexity Controllers", Grenoble, France, january 15-16, 2003.
- [C1.2003.2] **P. LANUSSE**, T. POINOT, O. COIS, A. OUSTALOUP, J.C. TRIGEASSOU: "Tuning of an Active Suspension System using a Fractional Controller and a Closed-Loop Tuning" ; 11th International Conference on Advanced Robotics, ICAR 03, Coimbra, Portugal, June 30 - July 3, 2003.
- [C1.2003.3] **V. POMMIER**, R. MUSSET, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP: "Study of two robust controls for an hydraulic actuator"; European control conference ECC'03, Cambridge, UK, September 1-4, 2003.
- [C1.2004.1] **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP: "Windup Compensation System for Fractional Controller"; IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Applications, FDA'04, Bordeaux, France, July 19-20, 2004.
- [C1.2004.2] C. A. MONJE, B. M. VINAGRE, Y. Q. CHEN, V. FELIU, **P. LANUSSE** and J. SABATIER: "Proposals for Fractional  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  Tuning"; 1st IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Applications, FDA'04, Bordeaux, France, July 19-20, 2004.
- [C1.2004.3] V. POMMIER, Y. JANAT, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP: "Crone control of the elevation of a helicopter model"; 1st IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Applications, FDA'04, Bordeaux, France, July 19-20, 2004.
- [C1.2004.4] A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE**, P. MELCHIOR, X. MOREAU, J. SABATIER and J.L. THOMAS: "A survey on the CRONE approach – First part: Fractal robustness and CRONE suspension"; 1st IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Applications, FDA'04, Bordeaux, France, July 19-20, 2004.
- [C1.2004.5] A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE**, P. MELCHIOR, X. MOREAU, J. SABATIER and O. COIS: "A survey on the CRONE approach – Second part: CRONE control and identification by non integer model"; 1st IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Applications, FDA'04, Bordeaux, France, July 19-20, 2004.
- [C1.2004.5] P. MELCHIOR, N. PETIT, **P. LANUSSE**, M. AOUN, F. LEVRON and A. OUSTALOUP: "Matlab based crone toolbox for fractional systems"; 1st IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Applications, FDA'04, Bordeaux, France, July 19-20, 2004.
- [C1.2005.1] **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP and J. SABATIER: "Step-by-step presentation of a 3rd generation CRONE controller design with an anti-windup system"; Fifth EUROMECH Nonlinear Dynamics Conference, ENOC-2005, Eindhoven, Netherlands, August 7-12, 2005.

- [C1.2005.2] **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP : "Control Of Time-Delay Systems Using Robust Fractional-Order Control And Robust Smith Predictor Based Control"; 2005 ASME International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference, Long Beach, California, September 24-28, 2005.
- [C1.2005.3] V. POMMIER-BUDINGER, **P. LANUSSE**, Y. JANAT AND A. OUSTALOUP: "CRONE control of MIMO plants", ECC-CDC 05, Seville, Spain. 12-15 December 2005.
- [C1.2006.1] **P. LANUSSE** et A. OUSTALOUP - Analyse et synthèse de systèmes fractionnaires non linéaires robustes – Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA 2006) - Bordeaux, France, 30mai-1juin 2006.
- [C1.2006.2] **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP - Study of fractional Wiener/Hammerstein systems in closed-loop - 2nd IFAC Workshop on "Fractional Differentiation and its Applications" (FDA'06) - Porto, Portugal, July 19-21, 2006.
- [C1.2006.3] A. OUSTALOUP and O. COIS, **P. LANUSSE**, P. MELCHIOR, X. MOREAU, J. SABATIER - The CRONE Approach : Theoretical Developments and Major Applications – 2nd IFAC Workshop on "Fractional Differentiation and its Applications" (FDA'06) - Porto, Portugal, July 19-21, 2004.
- [C1.2006.4] J. SABATIER, M. MOZE, **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP - Recursive Distributions of Poles and Zeros for Linear Phase Variations - 2nd IFAC Workshop on "Fractional Differentiation and its Applications" (FDA'06) - Porto, Portugal, July 19-21, 2004.
- [C1.2006.5] V. POMMIER-BUDINGER, Y. JANAT, **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP - Fractional robust control of lightly damped systems - 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'06) - Paris, November 7-10, 2006.
- [C1.2007.1] M. MERVEILLAUT, J. SABATIER and **P. LANUSSE** - CRONE observer - Definition and design methodology - 4th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics (ICINCO-IFAC), Angers, France, May 9-12, 2007
- [C1.2007.2] **D. NELSON-GRUEL**, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP - Robust Control System Design for Multivariable Plants with Lightly Damped Modes - ASME/IEEE International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications (MESA07), Las Vegas, Nevada, September 4-7, 2007
- [C1.2007.3] **P. LANUSSE**, J. SABATIER, M. MERVEILLAUT - CRONE Observer of Nonlinear SISO Systems - 6th International Conference on Multibody Systems, Nonlinear Dynamics, and Control (ASME-MSNDC), Las Vegas, Nevada, September 4-7, 2007
- [C1.2007.4] **P. LANUSSE**, J. SABATIER, R. MALTI, P. MELCHIOR, X. MOREAU, A. OUSTALOUP, - Past and some recent CRONE group applications of fractional differentiation (Part 1) - Symposium on Applied Fractional Calculus, Badajoz, Spain, October 15-17, 2007
- [C1.2007.5] J. SABATIER, **P. LANUSSE**, M. MOZE, M. MERVEILLAUT, H. TRUMEL and A. OUSTALOUP - Past and some recent CRONE group applications of fractional differentiation (Part 2) - Symposium on Applied Fractional Calculus, Badajoz, Spain, October 15-17, 2007
- [C1.2008.1] A. BANOS, J. CERVERA, **P. LANUSSE** and J. SABATIER - Bode optimal loop shaping with CRONE compensators, 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON 2008, Ajaccio, France, May 5-7, 2008.
- [C1.2008.2] V. POMMIER-BUDINGER, Y. JANAT, **D. NELSON-GRUEL**, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP - CRONE control of a multivariable lightly damped plant, 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON 2008, Ajaccio, France, May 5-7, 2008.
- [C1.2008.3] V. POMMIER-BUDINGER, Y. JANAT, **D. NELSON-GRUEL**, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP - Fractional Robust control with iso-damping property, American Control Conference 2008, Seattle, WA, June 11-13, 2008.
- [C1.2008.4] A. OUSTALOUP, J. SABATIER, **P. LANUSSE**, R. MALTI, P. MELCHIOR, X. MOREAU, M. MOZE - An overview of the CRONE approach in system analysis, modeling and identification, observation and control - 17th IFAC World Congress (2008), Seoul, République de Corée, July 6-11, 2008.
- [C1.2008.5] **D. NELSON-GRUEL**, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP : Commande robuste des systèmes multi-entrées multi-sorties non-carrés retardés - Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA 2008) - Bucarest, Roumanie, 3-5 Septembre, 2008.
- [C1.2008.6] **P. LANUSSE**, **D. NELSON-GRUEL**, J. SABATIER, R. LASNIER and A. OUSTALOUP - Synthèse multivariable d'une commande CRONE décentralisée - Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA 2008) - Bucarest, Roumanie, 3-5 Septembre, 2008.
- [C1.2008.7] **D. NELSON-GRUEL**, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP - Decentralized CRONE control of mxn multivariable system with time-delay – 3rd IFAC Workshop on "Fractional Differentiation and its Applications" (FDA'08) - Ankara, Turquie, November 5-7, 2008.
- [C1.2009.1] M.K. BOUAFOURA, **P. LANUSSE**, N. BENHADJ BRAIEK - State Space Modeling of Fractional Systems Using Block Pulse Functions - 15th IFAC Symposium on System Identification, July 6 - 8, 2009, Saint-Malo, France.
- [C1.2009.2] **D. NELSON-GRUEL**, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP - Robust CRONE Control of Non Square Multivariable System with Time Delay - The European Control Conference 2009, Budapest, Hungary August 23-26, 2009.

- [C1.2010.1] **D. NELSON-GRUEL, P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP - Commande CRONE décentralisée par blocs d'un système MIMO non carré - Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA 2010) - Nancy, France, 2-4 Juin, 2010.
- [C1.2010.2] **P. LANUSSE, J. SABATIER** and A. OUSTALOUP - Design of controllers using damping contours defined from closed loop systems based on fractional complex order integrators - ASME/IEEE International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications (MESA10), QingDao, China, July 15-17, 2010
- [C1.2010.3] **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP - Stability of closed loop systems based on fractional complex order integrators – 4th IFAC Workshop on "Fractional Differentiation and its Applications" (FDA'10) - Badajoz, Spain, October 18-20, 2010.
- [C1.2010.4] **P. LANUSSE** and J. SABATIER - PLC implementation of a CRONE controller – 4th IFAC Workshop on "Fractional Differentiation and its Applications" (FDA'10) - Badajoz, Spain, October 18-20, 2010.
- [C1.2011.1] G. COLIN, **P. LANUSSE**, A. LOUZIMI, Y. CHAMAILLARD, C. DENG - Multi-SISO Robust Crone Design for the Air Path Control of a Diesel Engine – 18th IFAC World Congress - Milan, Italy, August 28-September 2, 2011.
- [C1.2011.2] R. MALTI, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP - Towards an object oriented CRONE Toolbox for fractional differential systems – 18th IFAC World Congress - Milan, Italy, August 28-September 2, 2011.
- [C1.2011.3] **B. FEYTOUT, P. LANUSSE, J. SABATIER** and S. GRACIA – Robust Crone design for a variable-ratio planetary gearing in a variable speed wind turbine - ASME/IEEE International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications (MESA11), Washington, DC, USA, August 29-31, 2011
- [C1.2011.4] **P. LANUSSE, R. MALTI** and P. MELCHIOR – CRONE control-system design toolbox for the control engineering community - ASME/IEEE International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications (MESA11), Washington, DC, USA, August 29-31, 2011
- [C1.2012.1] **B. FEYTOUT, J. SABATIER, P. LANUSSE, M. LOPES, S. GRACIA** – Maximizing wind turbine production using revisited CRONE control – European Wind Energy Association Conference (EWEA 2012), Copenhagen, Denmark, April 16-19, 2012
- [C1.2012.1] **P. LANUSSE, M. LOPES, B. FEYTOUT, J. SABATIER** and S. GRACIA – Automatisation de l'optimisation de régulateurs CRONE et application à la commande d'une éolienne – 7ème Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA 2012), Grenoble, France, 4-6 Juillet, 2012
- [C1.2012.2] **A. LAMARA, G. COLIN, P. LANUSSE, Y. CHAMAILLARD, A. CHARLET** – Decentralized robust control-system for a non-square MIMO system, the air-path of a turbocharged Diesel engine – IFAC Workshop on Engine and Powertrain Control, Simulation and Modeling, Rueil-Malmaison, October 23-25 2012.
- [C1.2013.1] **P. LANUSSE, M. LOPES, J. SABATIER, B. FEYTOUT** – New optimization criteria for the simplification of the design of third generation CRONE controllers - 6th IFAC Workshop on "Fractional Differentiation and its Applications" (FDA'13) - Grenoble, February 4-6, 2013.
- [C1.2013.2] N. YOUSFI, P. MELCHIOR, R. JALLOULI-KHLIF, **P. LANUSSE, N. DERBEL** and A. OUSTALOUP – Input/Output Fractional Transfer Function in Path Tracking Design using Multivariable CRONE Controller, 10th IEEE International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices - Hammamet, Tunisia, March 18-21, 2013.
- [C1.2013.3] **A. LAMARA, P. LANUSSE, G. COLIN, A. CHARLET, Y. CHAMAILLARD** – A Non-square MIMO Fractional Robust Control for the Airpath of a Diesel Engine - European Control Conference (ECC'13) - Zurich, July 17-19, 2013.
- [C1.2014.1] **P. LANUSSE, J. SABATIER** and A. OUSTALOUP – Robust Fractional Order PID Controllers: The First Generation CRONE CSD Approach – 6th International Conference on Fractional Differentiation and its Applications" (IEEE-ICFDA'14) – Catania, Italy, June 23-25, 2014.
- [C1.2014.2] **A. LAMARA, P. LANUSSE, G. COLIN, A. CHARLET** and Y. CHAMAILLARD – Pollutant Reduction of a Turbocharged Diesel Engine by using a Decentralized MIMO CRONE Controller – 6th International Conference on Fractional Differentiation and its Applications" (ICFDA'14) – Catania, Italy, June 23-25, 2014.
- [C1.2014.3] N. YOUSFI-ALLAGUI, R. JALLOULI-KHLIF, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE, N. DERBEL** and A. OUSTALOUP – Path tracking design by Frequency Band Limited Fractional Differentiator prefilter: Square MIMO systems – 6th International Conference on Fractional Differentiation and its Applications" (IEEE-ICFDA'14) – Catania, Italy, June 23-25, 2014.
- [C1.2014.4] **P. LANUSSE, J. SABATIER** and A. OUSTALOUP – Extension to fractional orders of PID controllers: a frequency-domain tutorial presentation – 19th IFAC World congress – Cape Town, South Africa, August 24-29, 2014.
- [C1.2014.5] **A. LAMARA, P. LANUSSE, A. CHARLET, G. COLIN, A. LESOBRE, A. OUSTALOUP** and Y. CHAMAILLARD – High Dynamic Engine-Dynamometer Identification and Control – 19th IFAC World congress – Cape Town, South Africa, August 24-29, 2014.
- [C1.2014.6] **A. LAMARA, P. LANUSSE, D. NELSON-GRUEL, Y. CHAMAILLARD, A. LESOBRE** and A. OUSTALOUP – Additional optimization parameter for a simplified design of third generation CRONE controllers – The 10th IEEE/ASME International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications – Ancona, Italy, September 10-12, 2014.

- [C1.2015.1] **K. LESTRADE**, S. GUERARD, **P. LANUSSE**, and Ph. VIOT – Biomechanics of surfing: development and validation of an instrumented surfboard to measure surfboard kinetics – 33rd International Conference on Biomechanics in Sports (ISBS 2015) – Poitiers, France, June 29- July 3, 2015.
- [C1.2015.2] **K. LESTRADE**, S. GUERARD, **P. LANUSSE**, and Ph. VIOT – System Identification using in situ experimental data for the development of a Hexapod Surfing Simulator – IFAC Multi-Conference on Systems and Control (MSC 2015) – Sydney, Australia, September 21-23, 2015.
- [C1.2016.1] **P. LANUSSE**, D. NELSON-GRUEL and **A. LAMARA** – Toward a CRONE toolbox for the design of full MIMO controllers – 7th International Conference on Fractional Differentiation and its Applications" (IFAC-IEEE-ICFDA'16) – Novi Sad, Serbia, July 18-20, 2016.
- [C1.2016.2] J. SABATIER, **P. LANUSSE**, B. FEYTOUT and S. GRACIA – CRONE control of a heating system to improve wind turbine operation during frost episode – 7th International Conference on Fractional Differentiation and its Applications" (IFAC-IEEE-ICFDA'16) – Novi Sad, Serbia, July 18-20, 2016.
- [C1.2016.3] **A. ACHNIB**, M. CHETOUI, **P. LANUSSE** and M. AOUN : A comparative study of the output and the state feedback predictive control – 17th international Conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering (STA'2016) – Sousse, Tunisia, December 19-21, 2016.
- [C1.2017.1] J. SABATIER, **P. LANUSSE**, B. FEYTOUT and S. GRACIA – A solution for ice accretion detection on wind turbine blades – ICINCO 2017 – Madrid, Spain, July 26-28, 2017.
- [C1.2017.2] S. ABRASHOV, T.B. AIRIMITOAI, **P. LANUSSE**, F. AIOUN, R. MALTI, X. MOREAU, F. GUILLEMARD – Model Predictive Control Tuning: Methods and Issues. Application to steering wheel position control – 20th IFAC World congress – Toulouse, France, July 9-14, 2017.
- [C1.2017.3] A. BENINE-NETO, X. MOREAU, **P. LANUSSE** – Robust control for electro-mechanical anti-lock braking system: the CRONE approach – 20th IFAC World congress – Toulouse, France, July 9-14, 2017.
- [C1.2017.4] **A. ACHNIB**, T.B. AIRIMITOAI, S. ABRASHOV and **P. LANUSSE** : Generalized predictive controller performances in an anticipative context – 14th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (IEEE SSD17) – Marrakech, Morocco, March 28-31, 2017.
- [C1.2017.5] **B. CADALEN**, **P. LANUSSE**, J. SABATIER, F. GRIFFON and Y. PARLIER – Modeling and control of a tethered kite in dynamic flight – Innov'Sail 2017 – Lorient, France, June 28-30, 2017.
- [C1.2018.1] **S. MOHAJER**, J. SABATIER, **P. LANUSSE** and O. COIS – A Fractional-Order Electro-Thermal Aging Model for Lifetime Enhancement of Lithium-ion Batteries – 9th Vienna International Conference on Mathematical Modelling (MATHMOD 2018) – Vienna, Austria, February 21-23, 2018.
- [C1.2018.2] **A. ACHNIB**, T.B. AIRIMITOAI, **P. LANUSSE**, A. GUEFRACHI, M. AOUN, M. CHETOUI – Anticipative robust design applied to a water level control system – European Control Conference (ECC'18) – Limassol, Cyprus, June 12-15, 2018.
- [C1.2018.3] **B. CADALEN**, **P. LANUSSE**, J. SABATIER, F. GRIFFON and Y. PARLIER – Robust control of a tethered kite for ship propulsion – European Control Conference (ECC'18) – Limassol, Cyprus, June 12-15, 2018.
- [C1.2018.4] M. TARI and **P. LANUSSE** – A MIMO Robust Design of a PID for Refrigeration Systems based on Vapour Compression – 2018 IFAC Conference on Advances in Proportional-Integral-Derivative Control (PID 2018) – Ghent, Belgium, May 9-11, 2018.
- [C1.2018.5] **P. LANUSSE** and M. TARI – Simplified fractional-order design of a MIMO robust controller – 8th International Conference on Fractional Differentiation and its Applications" (ICFDA 2018) – Amman, The Hashemite Kingdom of Jordan, July 16-18, 2018.
- [C1.2018.6] **S. MOHAJER**, **P. LANUSSE**, J. SABATIER and O. COIS – Design of a Model-based Fractional-Order Controller for Optimal Charging of Batteries – 10th Symposium on Control of Power and Energy Systems (IFAC CPES2018) – Tokyo, Japan, Sept. 4-6, 2018.
- [C1.2019.1] Z. DIMITROVA, M. TARI, **P. LANUSSE**, F. AIOUN, X. MOREAU – Development and Control of a Camless Engine Valvetrain – 9th Symposium on Advances in Automotive Control (AAC 19) – Orléans, France, June 24-27, 2019.

## C2 - Congrès nationaux

- [C2.1992.1] **P. LANUSSE** et A. OUSTALOUP – "Commande CRONE optimale d'un moteur à courant continu" ; "7ème Colloque sur les Moteurs Pas à Pas", Nancy, 1 et 2 juillet 1992.
- [C2.1994.1] A. OUSTALOUP, B. MATHIEU et **P. LANUSSE** – "La commande CRONE scalaire" ; "Automatique Assistée par Ordinateur 94", ESIEE Paris, 17 au 18 novembre 1994.
- [C2.1995.1] P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, A. OUSTALOUP et G. ROBIN – "Identification et commande CRONE d'un incubateur pour bébés" ; "STF'95", Poitiers, 17 au 19 mai 1995.
- [C2.1997.1] A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE** et P. MELCHIOR – "Le logiciel CRONE" ; "ELISA'97", Nancy, 25 et 26 mars 1997.
- [C2.1999.1] P. MELCHIOR et **P. LANUSSE**, F. DANCLA et O. COIS – "Valorisation de l'approche non entière par le logiciel CRONE" ; "CETIS-EEA'99", Montpellier, France, 4 et 5 novembre 1999.
- [C2.2001.1] P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, F. DANCLA et O. COIS – " CRONE Toolbox : une boîte à outils Matlab pour les systèmes fractionnaires" ; "CETIS-EEA'2001", Clermont-Ferrand, France, 29 et 30 octobre 2001.

- [C2.2003.1] O. ALTET, X. MOREAU, M. MOZE, **P. LANUSSE** et A. OUSTALOUP : " De la suspension traditionnelle à la suspension CRONE hydractive " ; Journées Automatique et Automobile 2003, Club EEA-MENRT, Bordeaux, 5 et 6 Novembre 2003.
- [C2.2005.1] **P. LANUSSE**, J. SABATIER, P. MELCHIOR et A. OUSTALOUP : "Commande CRONE de première génération d'un moteur à courant continu" - Colloque sur l'Enseignement des Technologies et des Sciences de l'Information et des Systèmes en EEA, CETSIS-EEA'05 - Nancy, France, 25-27 Octobre 2005.
- [C2.2006.1] J. SABATIER, **P. LANUSSE**, P. MELCHIOR et A. OUSTALOUP : "Démonstrateurs pour l'évaluation de lois de commande de systèmes électromécaniques" - Journées Démonstrateurs en Automatique (JDA'06), Angers (France), Mars 2006.
- [C2.2007.1] Jocelyn SABATIER, Patrick LANUSSE, Pierre MELCHIOR, Rémi LASNIER et Alain OUSTALOUP : " Commande CRONE de troisième génération d'un processus hydraulique" - Colloque sur l'Enseignement des Technologies et des Sciences de l'Information et des Systèmes en EEA, CETSIS-EEA'07 - Bordeaux, France, 29-21 Octobre 2007.
- [C2.2013.1] **K. LESTRADE**, S. GUERARD, **P. LANUSSE**, Ph. VIOT - Simulation de trajectoires complexes à l'aide d'un hexapode de mouvement : applications aux sports de glisse - 21ème Congrès Français de Mécanique, Bordeaux, 26 au 30 août 2013

### D - Communications dans des colloques sans actes ou avec actes à diffusion restreinte

- [D.1990.1] A. OUSTALOUP, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE** et A. BALLOUK : "Synthèse d'un filtre à phase logarithmique fondée sur la dérivation non entière complexe" ; "Réunion des Théoriciens des Circuits", Souraïde, 4 et 5 Octobre 1990.
- [D.1992.1] **P. LANUSSE** et A. OUSTALOUP : "Identification non itérative fondée sur les fonctions symétriques élémentaires des racines de Viète" ; "Réunion des Théoriciens de Circuits de Langue Française", Aoste, Italie, 24 et 25 septembre 1992.
- [D.1995.1] A. OUSTALOUP, B. MATHIEU, **D. SUTTER** et **P. LANUSSE**, "Mise en oeuvre sur bancs d'essais de la commande CRONE" ; Journées "Automatique et expérimentation en laboratoire" du Club EEA, Angers, 4 et 5 avril 1995.
- [D.1998.1] O. COIS, **P. LANUSSE**, F. LEVRON et A. OUSTALOUP : "Contribution à la définition de la représentation d'état généralisée" ; "Réunion des Théoriciens de Circuits de Langue Française", Brest, 1 et 2 octobre 1998.
- [D.2000.1] A. OUSTALOUP, F. DANCLA, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE** et O. COIS, "Développement d'une nouvelle boîte à outils Matlab : le logiciel CRONE", Journée du Club Utilisateurs Matlab, JML'2000, Laboratoire de Mathématiques, Université de Reims Champagne-Ardenne, IFP, SSG, Reims, 5 Mai 2000.

### E - Communications dans des groupes de travail du C.N.R.S.

- [E.1990.1] A. OUSTALOUP, A. BALLOUK, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE** et A. ELYAGOURBI: "Un nouveau régulateur CRONE fondé sur la dérivation non entière complexe" ; "Journées GT1 et GT2 du pôle SARTA-G.R. Automatique CNRS", Bordeaux, 29 et 30 Mars 1990.
- [E.1991.1] **P. LANUSSE** et A. OUSTALOUP : "Identification opérationnelle fondée sur les fonctions symétriques élémentaires des racines de Viète" ; "Journées ACRO (Atelier de Commande en Robotique) du G.R. Automatique CNRS", Bordeaux, 16 et 17 avril 1991.
- [E.1991.2] A. OUSTALOUP, B. BLUTEAU et **P. LANUSSE** : "Commande CRONE d'un bras flexible" ; "Journées ACRO (Atelier de Commande en Robotique) du G.R. Automatique CNRS", Bordeaux, 16 et 17 avril 1991.
- [E.1991.3] A. OUSTALOUP, B. BLUTEAU et **P. LANUSSE** : "Commande CRONE d'un bras flexible en matériau composite : dualité de deux stratégies de commande" ; "Journées ACRO (Atelier de Commande en Robotique) du G.R. Automatique CNRS", Grenoble, 22-23 Octobre 1991.
- [E.1992.1] **P. LANUSSE** et A. OUSTALOUP : "Synthèse d'un régulateur CRONE optimal fondée sur les fonctions symétriques élémentaires des racines de Viète" ; "Réunion des GT1 et GT2 du pôle SARTA-G.R. Automatique CNRS", Grenoble, 18 et 19 mars 1992.
- [E.1992.2] A. OUSTALOUP et **P. LANUSSE** : "Commande CRONE optimale" ; "Réunion des GT1 et GT2 du pôle SARTA-G.R. Automatique CNRS", Grenoble, 18 et 19 mars 1992.
- [E.1992.3] **P. LANUSSE** et A. OUSTALOUP : "Commande CRONE optimale et application à un système de relevage hydraulique d'un tracteur avec retour d'effort" ; "Réunion du Groupe Robotique du pôle SARTA-G.R. Automatique CNRS", Université de Montpellier II, 4 et 5 juin 1992.
- [E.1994.1] A. OUSTALOUP, B. MATHIEU et **P. LANUSSE** : "Une mise au point sur le concept de distance au point critique : validation de contours d'isodépassement et construction de contours d'isoamortissement fondés sur la dérivation non entière complexe et sa synthèse" ; "Réunion du pôle SARTA-G.R. Automatique CNRS", Grenoble, 10 et 11 février 1994.
- [E.1994.2] **P. LANUSSE**, B. MATHIEU et A. OUSTALOUP : "Benchmark Bras Souple - L'approche CRONE" ; "Réunion du pôle SARTA-G.R. Automatique CNRS", Grenoble, 7 et 8 avril 1994.
- [E.1995.1] A. OUSTALOUP, B. MATHIEU, **P. LANUSSE** et J. SABATIER : "La commande CRONE : de la robustesse fractale à un multi-gabarit en boucle ouverte" ; "Journées d'étude du pôle SARTA-G.R.

- Automatique CNRS - Robustesse : commande des systèmes mono-multivariables", Toulouse, 9 et 10 février 1995.
- [E.1995.2] B. MATHIEU, A. OUSTALOUP et **P. LANUSSE** : "Commande CRONE multi-gabarit et introduction à la commande CRONE multivariable" ; "Journées d'étude du pôle SARTA-G.R. Automatique CNRS - Les systèmes d'ordre non entier en automatique", Bordeaux, 25 et 26 février 1995.
- [E.1995.3] A. OUSTALOUP, B. MATHIEU et **P. LANUSSE** : " Commande CRONE de procédé résonants : application au bras flexible" ; "Réunion du pôle SARTA-G.R. Automatique CNRS", Grenoble, 9 et 10 novembre 1995.
- [E.1996.1] A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE**, X. MOREAU, M. NOUILLANT et W. BECCEIKH : "Le Trophée AFCET'95" ; "Journées d'étude - Robustesse : Identification et Commande - PRC-GDR Automatique CNRS et Club EEA", Auch, 10 et 11 octobre 1996.
- [E.1997.1] **P. LANUSSE**, S. BALMANN, A. OUSTALOUP, L. CADUSSEAU, P. BERGEROT : "Véhicule filoguidé pour personnes handicapées moteurs" ; "Journées d'étude - Automatique et Santé - PRC-GDR Automatique CNRS et Club EEA", Montpellier, 5 et 6 juin 1997.
- [E.1999.1] J. SABATIER, A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE** et A. GARCIA-ITURRICHA : "Commande CRONE de systèmes stationnaires et non stationnaires" ; "Journée du GT Commande robuste de systèmes multivariables - GDR Automatique CNRS", Bordeaux, 25 octobre 1999.
- [E.2001.1] **P. LANUSSE**, T. POINOT, O. COIS, A. OUSTALOUP, J.C. TRIGEASSOU : "Présentation de la démarche CRONE et LAII" ; "Benchmark : Intégration : Modélisation, Identification, Commande - Méthodologie de calcul des régulateurs linéaires et validation expérimentale", Journées Nationales d'Automatique du GdR Automatique CNRS, Autrans, 31 janvier au 2 février 2001.
- [E.2001.2] F. DANCLA, P. MELCHIOR, O. COIS, **P. LANUSSE** et A. OUSTALOUP : "CRONE Toolbox : une boîte à outils Matlab pour les systèmes fractionnaires" ; Action thématique "Les systèmes à dérivées non entières" sous l'égide du Club EEA, de la SEE, du Ministère de la Recherche et des GdR SDSE et Automatique du CNRS, Bordeaux, 3 et 4 Octobre 2001.
- [E.2001.3] V. POMMIER, **P. LANUSSE** et A. OUSTALOUP : "Synthèse d'une boucle de commande non entière utilisant des contours de performance" ; Action thématique "Les systèmes à dérivées non entières" sous l'égide du Club EEA, de la SEE, du Ministère de la Recherche et des GdR SDSE et Automatique du CNRS, Bordeaux, 3 et 4 Octobre 2001.
- [E.2002.1] **P. LANUSSE**, S. NAJAR et A. OUSTALOUP : "Commande CRONE multi-modèles/multi-régulateurs" ; Action thématique "Les systèmes à dérivées non entières" sous l'égide du Club EEA, de la SEE, du Ministère de la Recherche et des GdR SDSE et Automatique du CNRS, Poitiers, 28 et 29 mars 2002.
- [E.2002.2] O. COIS, M. AOUN, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, F. DANCLA et A. OUSTALOUP : "The CRONE Toolbox : module identification par modèles non entier ; Action thématique "Les systèmes à dérivées non entières" sous l'égide du Club EEA, de la SEE, du Ministère de la Recherche et des GdR SDSE et Automatique du CNRS, Poitiers, 28 et 29 mars 2002.
- [E.2003.6] O. ALTET, X. MOREAU, M. MOZE, **P. LANUSSE** and A. OUSTALOUP - La suspension CRONE hydraactive : principes et synthèse - Journées d'Etude de l'Action Thématique "Les systèmes à dérivées non entières : théorie et applications", sous l'égide du Club EEA, de la SEE, du Ministère de la Recherche et des GdR SDSE et Automatique du CNRS - Bordeaux, 16-17 Octobre 2003.
- [E.2004.1] **P. LANUSSE** et A. OUSTALOUP - Système de dessaturation pour régulateur CRONE de 1ère génération - Journées d'Etude de l'Action Thématique "Les systèmes à dérivées non entières : théorie et applications", sous l'égide du Club EEA, de la SEE, du Ministère de la Recherche et des GdR SDSE et Automatique du CNRS - Tarbes, 25-26 Mars 2004.
- [E.2004.2] N. PETIT, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, M. AOUN et A. OUSTALOUP - Développement de la librairie Simulink de la CRONE toolbox : Fractional Systems Toolbox - Journées d'Etude de l'Action Thématique "Les systèmes à dérivées non entières : théorie et applications", sous l'égide du Club EEA, de la SEE, du Ministère de la Recherche et des GdR SDSE et Automatique du CNRS - Tarbes, 25-26 Mars 2004.
- [E.2007.1] **D. NELSON-GRUEL**, **P. LANUSSE**, V. POMMIER-BUDINGER, A. OUSTALOUP - Développement et mise en œuvre de la commande CRONE pour les systèmes multivariables peu amortis - Les Journées Doctorales / Journées Nationales MACS (JD-JN-MACS 2007), Reims, 9-11 juillet 2007.
- [E.2011.1] **P. LANUSSE**, P. MELCHIOR, R. MALTI, J. SABATIER, G. COLIN, Y. CHAMAILLARD - Outils logiciels pour la synthèse de régulateurs robustes CRONE – Journées du Groupe de Travail «Méthodes et Outils pour la Synthèse et l'Analyse en Robustesse (MOSAR)» du GdR MACS du CNRS - Paris, 25-26 janvier 2011.
- [E.2011.2] G. COLIN, **P. LANUSSE**, A. LOUZIMI, Y. CHAMAILLARD, C. DENG et D. NELSON-GRUEL - Utilisation d'une commande robuste dans une approche modèle en contrôle moteur – Groupe de Travail Automatique et Automobile (GTAA) du GdR MACS du CNRS - Bordeaux, 11 Juillet 2011.
- [E.2018.1] **P. LANUSSE**, M. TARI, Z. DIMITROVA, F. AOUN, X. MOREAU - Contrôle robuste pour un actionneur électromagnétique innovant – Journées biennales Automatique et Automobile (JAA) du GdR MACS du CNRS et du Club EEA - Bordeaux, 11-12 Juillet 2018.

**F - Thèses et DEA/Master 2****F1 – Thèses***Co-encadrements de thèses soutenues (7)*

- [F1.1997.1] **D. SUTTER** (Thèse de Doctorat, soutenue le 27 octobre 1997 à l'Université Bordeaux I) : "La commande CRONE multiscalaire : application à des systèmes mécaniques articulés" ; **Coencadrement à 70%** avec A. OUSTALOUP (Directeur ; PR ENSEIRB) 30%.  
Jury : G. DOUMEINGTS (Président ; PR Univ. Bx1) ; P. BORNE (Rapporteur ; PR ECL Lille) ; J.F. LAFAY (Rapporteur ; PR ECN Nantes) ; **P. LANUSSE** ; A. TOUBOUL (PR Univ. Bordeaux 1) ; A. OUSTALOUP.  
Thèse préparée dans le cadre d'une allocation de recherche du MENRT  
**Professeur-Agrégé (Lycée Jean Monet de Libourne, 33)**  
**2 Communications en Congrès Internationaux**
- [F1.2002.2] **V. POMMIER** (Thèse de Doctorat de l'ENSAM Bordeaux, soutenue le 11 juillet 2002) : "Commande non entière et commande non linéaire robuste d'un banc d'essais hydraulique" ; **Coencadrement à 30%** avec A. OUSTALOUP (Co-directeur, PR ENSEIRB) 40%, J.L. LATAILLADE (Co-directeur, PR ENSAM Bordeaux) et J. SABATIER (MCF Univ. Bordeaux 1) 30%.  
Jury : B. D'ANDREA NOVEL (présidente ; PR ENSMP) ; J. BERNUSSOU (Rapporteur ; DR CNRS LAAS) ; D. THOMASSET (Rapporteur ; PR INSA Lyon) ; **P. LANUSSE**, J.L. LATAILLADE ; A. OUSTALOUP ; M. VERGÉ (PR ENSAM Paris).  
Thèse préparée dans le cadre d'une AMN  
**Enseignant-Chercheur (ISAE Toulouse, 31)**  
**3 Articles en Revues Internationales, 6 Communications en Congrès Internationaux**
- [F1.2009.1] **D. NELSON-GRUEL** (Thèse de Doctorat soutenue le 10 décembre 2009 à l'Université Bordeaux 1) - Extension de la commande CRONE multivariable aux systèmes non carrés : Applications à un système d'air de moteurs essence et Diésel - **Coencadrement à 70%** avec A. OUSTALOUP (Directeur, PR Bordeaux INP) 30%.  
Jury : A. ZOLGHADRI (Président ; PR Univ. Bordeaux 1) ; M. M'SAAD (Rapporteur ; PR ENSICAEN) ; T.M. GUERRA (Rapporteur ; PR Univ. Valenciennes) ; Y. CHAMAILLARD (PR IUOT Orléans) ; O. COIS (Dr SBlimotive Stuttgart) ; L. GUZZELLA (PR EPF Zurich) ; **P. LANUSSE** ; A. OUSTALOUP.  
Thèse préparée dans le cadre d'une allocation de recherche du MENRT  
**Successivement : Post-Doc, IFP Energies Nouvelles (Rueil-Malmaison, 92) ; Ingénieur R&D DRONE, Parrot (Paris) ; Maître de Conférences (Université d'Orléans, 45)**  
**4 Articles en Revues Internationales, 1 Chapitre d'Ouvrage, 8 Communications en Congrès Internationaux**
- [F1.2013.1] **B. FEYTOUT** (Thèse de Doctorat, soutenue le 11 décembre 2013 - Mise en place d'un modèle phénoménologique d'une éolienne par simulation numérique et Contribution à l'optimisation de son fonctionnement énergétique et électrique - **Coencadrement à 50%** avec J. SABATIER (Directeur, PR Université de Bordeaux) 50%.  
Jury : A. KHENCHAF (Président ; PR ENSTA Bretagne) ; H. CAMBLONG (Rapporteur ; PR Université du Pays Basque) ; X. GUILLAUD (Rapporteur ; PR École Centrale de Lille) ; R. BLONBOU (MCF, Université Antilles Guyane), X. ROBOAM (DR CNRS, Laplace Toulouse), A. OUSTALOUP (PR IPB), S. GRACIA (Dir. Industriel VALEOL), J. SABATIER, **P. LANUSSE**.  
Thèse préparée dans le cadre d'une convention CIFRE signée avec Valéol, filiale de Valorem  
**Ingénieur R&D, Valorem (Bègles, 33)**  
**1 Article en Revue Internationale, 4 Communications en Congrès Internationaux**
- [F1.2015.1] **A. LAMARA** (Thèse de Doctorat, soutenue le 27 Mai 2015) - Approche CRONE multivariable : développement et application à la régulation de bancs d'essais moteur haute dynamique - **Coencadrement à 40%** avec A. OUSTALOUP (Co-Directeur, PR Bordeaux INP) 10%, D. NELSON-GRUEL (MCF Université d'Orléans) 30%, A. CHARLET (MCF Université d'Orléans) 10%, Y. CHAMAILLARD (Co-Directeur, PR Université d'Orléans) 10%.  
Jury : B. D'ANDREA NOVEL (Présidente ; PR MINES ParisTech) ; G. GARCIA (Rapporteur ; PR INSA Toulouse) ; T.M. GUERRA (Rapporteur ; PR Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis) ; A. LESOBRE (Dr, D2T Trappes), A. OUSTALOUP, Y. CHAMAILLARD, NELSON-GRUEL, **P. LANUSSE**.  
Thèse préparée dans le cadre d'une convention CIFRE signée avec D2T-IFPEN  
**Successivement : Ingénieur R&D, Bertrandt (Bièvres, 91) ; Ingénieur R&D, Akka Technologies (Guyancourt, 78)**  
**2 Articles en Revues Internationales, 6 Communications en Congrès Internationaux**

- [F1.2016.1] **K. LESTRADE** (Thèse de Doctorat, soutenue le 21 Septembre 2016) - Simulation de trajectoires complexes à l'aide d'un hexapode de mouvement : application aux sports de glisse - **Coencadrement à 30%** avec Ph. VIOT (Directeur, PR ENSAM) 30%, S. GUERARD (MCF ENSAM) 40%.  
Jury : M. BASSET (Président ; PR Université de Haute Alsace) ; F. PIERROT (Rapporteur ; PR Université de Montpellier) ; E. MARKIEWICZ (Rapporteur ; PR Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis) ; F. COLLOUD (MCF Université de Poitiers), J. LEGARDEUR (HDR, ESTIA Bidard), Ph. VIOT, S. GUERARD, **P. LANUSSE**.  
Thèse préparée dans le cadre d'un cofinancement IPB/Conseil Régional d'Aquitaine/ENSAM  
**Créateur de la start-up By The Wave (accompagnement de 12 mois par la SATT aquitaine et AMVALOR, filiale Arts et Métiers). Créateur de HackSchooling & Innovation Institute (Hossegor, 40)**  
**2 Communications en Congrès Internationaux, 1 Brevet d'Invention**
- [F1.2018.1] **B. CADALEN** (Thèse de Doctorat, soutenue le 14 Septembre 2018) - Modélisation et commande robuste d'une aile de kite en vol dynamique : application à la traction d'un navire - **Coencadrement à 50%** avec J. SABATIER (Directeur, PR Université de Bordeaux) 50%.  
Jury : E. LAROCHE (Président ; PR Université de Strasbourg) ; M. BENBOUZID (Rapporteur ; PR Université de Bretagne Occidentale) ; A. HABLY (Rapporteur ; MCF HDR, Grenoble INP) ; R. LOZANO (DR CNRS, HEUDIASYC, Université de Technologie de Compiègne) ; Y. PARIER (Beyond the Sea), J. SABATIER, **P. LANUSSE**.  
Thèse préparée dans le cadre d'une convention CIFRE signée avec Beyond The Sea, soutenue par l'ADEME - AMI Navires du Futur 2  
**1 Article en Revue Internationale, 2 Communications en Congrès Internationaux**

**Co-direction (1) et co-encadrements (2) de thèses en cours**

- [F1.2019.1] **S. MOHAJER** (Thèse de Doctorat, soutenance prévue en Janvier 2019) - Ageing Control of Batteries using Fractional Models - **Coencadrement à 50%** avec S. SABATIER (Directeur) 50%.  
Thèse préparée dans le cadre d'une collaboration avec LEAP/Robert Bosch, Stuttgart, DE  
**2 Communications en Congrès Internationaux, 1 Brevet en dépôt**
- [F1.2019.2] **A. ACHNIB** (Thèse de Doctorat, soutenance prévue en Février 2019) – Développement d'une approche prédictive anticipative de la commande CRONE – **Co-direction à 30%** avec M. AOUN (Co-directeur) 20%, T. AIRIMITOAIIE 30%, M. CHETOUI 20%.  
Thèse préparée dans le cadre d'une collaboration et cotutelle Université de Bordeaux / Université de Gabès, Tunisie  
**1 Article en Revue Internationale, 1 Chapitre d'ouvrage, 3 Communications en Congrès Internationaux**
- [F1.2021.1] **S. RODRIGUEZ CADAVID** (Thèse de Doctorat, soutenance prévue en 2021) – Modeling of new Lithium Cell for the design of BMS functions - **Coencadrement à 30%** avec S. SABATIER (Co-directeur) 40% et Ch. FARGES (Co-directeur) 30%.  
Thèse préparée dans le cadre d'une collaboration avec Robert Bosch, Stuttgart, DE

**Participations à des jurys de thèse (9)**

- Dominique SUTTER, "La commande CRONE multiscalaire : application à des systèmes mécaniques articulés", soutenue le 27 octobre 1997 à l'Université Bordeaux I.
- Valérie POMMIER-BUDINGER, "Commande non entière et commande non linéaire robuste d'un banc d'essais hydraulique", soutenue le 11 juillet 2002 à l'ENSAM Bordeaux.
- Mahuampy SALAZAR GARCIA "Aide à la conception d'un robot hexapode hydraulique à haute vitesse", soutenue le 18 juin 2009 à l'ENSAM Bordeaux.
- Dominique NELSON-GRUEL "Extension de la commande CRONE multivariable aux systèmes non carrés : Applications à un système d'air de moteurs essence et Diésel", soutenue le 10 décembre 2009 à l'Université Bordeaux I.
- Asier DIAZ DE CORCUERA MARTINEZ, "Design of robust controllers for load reduction in wind turbines", soutenue le 23 avril 2013 à l'Université de Mondragon, Espagne.
- Benjamin FEYTOUT, " Mise en place d'un modèle phénoménologique d'une éolienne par simulation numérique et Contribution à l'optimisation de son fonctionnement énergétique et électrique", soutenue le 11 décembre 2013 à l'Université Bordeaux.
- Abderrahim LAMARA, "Approche CRONE multivariable : développement et application à la régulation de bancs d'essais moteur haute dynamique", soutenue le 27 mai 2015 à l'Université Bordeaux.

- Kévin LESTRADE, "Simulation de trajectoires complexes à l'aide d'un hexapode de mouvement : application aux sports de glisse", soutenue le 21 septembre 2016 à l'ENSAM Bordeaux.
- Baptiste CADALEN, "Modélisation et commande robuste d'une aile de kite en vol dynamique : application à la traction d'un navire", soutenue le 14 septembre 2018 à l'Université Bordeaux.

### *Evaluations de thèses (2)*

- Rapport sur la thèse de Concha MONJE-MICHARET (2006, Université de l'Extremadur, Badajoz - Espagne) pour l'obtention du doctorat Européen.
- Rapport sur la thèse de Asier DIAZ DE CORCUERA MARTINEZ (2013, Université de Mondragon - Espagne).

### **F2 – DEA et Masters (20 DEA et Masters encadrés ou co-encadrés)**

- [F2.1995.1] J. BOIREAU (DEA d'Automatique et de Productique de l'Université de Bordeaux I, de l'ENSERB et de l'Université de Poitiers): "Extension de la commande CRONE scalaire de troisième génération à la commande de procédés non stationnaires" ; coencadrement avec A. OUSTALOUP et J. SABATIER.
- [F2.1996.1] P. ROUSSEAU (DEA d'Automatique et de Productique de l'Université de Bordeaux I, de l'ENSERB et de l'Université de Poitiers): "Etude de la régulation thermique d'un bâtiment viticole : analyse du système de commande par la représentation d'état généralisée" ; coencadrement avec J.L. BATTAGLIA, A. OUSTALOUP et J. GOUNOT.
- [F2.1998.1] O. COIS (DEA d'Automatique et de Productique de l'Université de Bordeaux I, de l'ENSERB et de l'Université de Poitiers): "Contribution à la définition de la Représentation d'Etat Généralisée" ; coencadrement avec A. OUSTALOUP et F. LEVRON.
- [F2.1999.1] D. LEFEBVRE (DEA d'Automatique et de Productique de l'Université de Bordeaux I, de l'ENSERB et de l'Université de Poitiers): "Commande de système continu à coefficients périodiques incertains" ; coencadrement avec J. SABATIER.
- [F2.2001.1] M.F. LEWKO (DEA d'Automatique, Productique, Signal et Image de l'Université de Bordeaux I, de l'ENSEIRB) : "Commande CRONE – Amélioration du dilemme robustesse-performances par une approche de type multi-modèles/multi-régulateurs".
- [F2.2003.1] M. MOZE (DEA Systèmes Automatiques de l'Institut National Polytechnique de Toulouse) : " La commande CRONE en isolation vibratoire" ; coencadrement avec X. MOREAU.
- [F2.2004.1] A. DJELLAL (Master EEA Recherche de l'Université de Bordeaux I, Spécialité "APSI", Option "Automatique") : " Commande CRONE multivariable de systèmes non carrés ".
- [F2.2005.1] F. MANGONNEAUX (Master EEA Recherche de l'Université de Bordeaux I, Spécialité "APSI", Option "Automatique") : "Modélisation du système d'air d'un moteur diesel et commande CRONE multivariable".
- [F2.2006.1] H. BENLAOUKLI (Master EEA Recherche de l'Université Bordeaux I, Spécialité "APSI", Option "Automatique") : "Commande CRONE de systèmes neutres (retard affectant l'état)".
- [F2.2007.1] R. LASNIER (Master EEA Recherche de l'Université Bordeaux I, Spécialité "APSI", Option "Automatique") : "Modélisation et commande CRONE de systèmes multivariable".
- [F2.2009.1] Y. BENYAGOUR (Master EEA Recherche de l'Université Bordeaux I, Spécialité "APSI", Option "Automatique") : "Commande robuste pour les systèmes non linéaires - Application au moteur à allumage commandé turbocompressé" ; coencadrement avec Y. CHAMAILLARD et G. COLIN de l'Institut Prisme.
- [F2.2010.1] A. LOUZIMI (Master EEA Recherche de l'Université Bordeaux I, Spécialité "APSI", Option "Automatique") : "Commande robuste multivariable - Application à la réduction des émissions polluantes d'un moteur diesel turbocompressé " ; coencadrement avec Y. CHAMAILLARD et G. COLIN de l'Institut Prisme.
- [F2.2011.1] M. LOPES (Master EEA Recherche de l'Université Bordeaux I, Spécialité "APSI", Option "Automatique") : "Modélisation et commande d'un générateur éolien d'électricité, et développement de nouveaux critères d'optimalité pour la commande CRONE" ; coencadrement avec J. SABATIER et S. GRACIA de Valéol SAS.
- [F2.2011.2] A. LAMARA (Master EEA Recherche de l'Université Bordeaux I, Spécialité "APSI", Option "Automatique") : "Synthèse de régulateurs multivariables non carrés pour la réduction des émissions polluantes d'un moteur diesel turbocompressé" ; coencadrement avec Y. CHAMAILLARD et G. COLIN de l'Institut Prisme d'Orléans.
- [F2.2011.3] K. CHEKEBEB (Master EEA Recherche de l'Université Bordeaux I, Spécialité "APSI", Option "Automatique") : "Modélisation du comportement dynamique d'un voilier muni de son pilote automatique en vue de la synthèse de régulateurs CRONE pour ce pilote" ; coencadrement avec J. SABATIER.
- [F2.2012.1] A. PRADINAUD (Master EEA Recherche de l'Université Bordeaux I, Spécialité "APSI", Option "Automatique") : "Synthèse de régulateurs CRONE pour la réduction des vibrations dans les aérogénérateur" ; coencadrement avec J. SABATIER et B. FEYTOUT (Valorem).
- [F2.2013.1] B. DIAKITE (Master EEA Recherche de l'Université Bordeaux I, Spécialité "APSI", Option "Automatique") : "Conception d'un capteur de flux de particules à base d'eau dans une veine d'air" ; coencadrement avec J. SABATIER et P. DELPECH (CSTB).
- [F2.2013.2] M. EDRAVLE (Master EEA Recherche de l'Université Bordeaux I, Spécialité "APSI", Option

- "Automatique") : "Synthèse de contrôleurs prédictifs pour la gestion en temps réel d'un réseau d'assainissement pluvial" ; coencadrement avec X. LITRICO et J. SCHOORENS (LyRE).
- [F2.2016.1] S. RODRIGUEZ CADAVID (Master Recherche AM2AS de l'Université de Bordeaux) : "Conception d'un système de suspension récupérateur d'énergie pour véhicule léger" ; coencadrement avec A. BENINETTO, J. SABATIER, X. MOREAU.
- [F2.2017.1] L. MENGUY (Master Professionnel AM2AS de l'Université de Bordeaux) : "Optimisation des performances d'asservissement d'un actionneur à mouvement répétitif" ; coencadrement avec X. MOREAU.

## G - Ecoles de formation par la recherche

- [G.1993.1] A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE** et B. MATHIEU, "Approche fréquentielle et non entière de la robustesse : la commande CRONE" ; Ecole d'été d'Automatique de Grenoble : "Robustesse : analyse et synthèse de commandes robustes", 6 au 10 septembre 1993.
- [G.1993.2] **P. LANUSSE**, présentation du module Commande du logiciel CRONE, à travers son application à la commande du bras souple du L.A.G., lors de Ecole d'été d'Automatique de Grenoble : "Robustesse : analyse et synthèse de commandes robustes", 6 au 10 septembre 1993.
- [G.1994.1] A. OUSTALOUP, **P. LANUSSE** et B. MATHIEU, "La commande CRONE : de la première à la troisième génération" ; Ecole de Printemps de Commande Robuste, Douz, Tunisie, 21 au 25 mars 1994.
- [G.1994.2] A. OUSTALOUP et **P. LANUSSE**, "La commande CRONE" ; Ecole d'Automne sur la Commande CRONE, Hammamet, Tunisie, 3 au 6 octobre 1994.
- [G.1994.3] **P. LANUSSE** et A. OUSTALOUP, "Mise en oeuvre de la commande CRONE" ; Ecole d'Automne sur la Commande CRONE, Hammamet, Tunisie, 3 au 6 octobre 1994.
- [G.1999.1] **P. LANUSSE**, "Des principes à l'approche multivariable de la commande CRONE" ; Séminaire "Commande CRONE", Gabès, Tunisie, 15 au 19 novembre 1999.
- [G.2002.1] **P. LANUSSE**, J. SABATIER, P. MELCHIOR, B. ORSONI et A. OUSTALOUP - Formation à la commande CRONE : méthodologies et applications - ENSEIRB, Bordeaux 21-22 Novembre 2002.
- [G.2002.2] O. COIS, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, F. DANCLA and A. OUSTALOUP - Fractional systems toolbox for Matlab: Part1-"System Identification by Fractional Model" module - Tutorial Workshop on "Fractional Calculus Applications in Automatic Control and Robotics", 41st IEEE Conference on Decision and Control (CDC'02), Las Vegas, Nevada, USA, December 9-13, 2002.
- [G. 2002.3] O. COIS, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, F. DANCLA and A. OUSTALOUP - Fractional systems toolbox for Matlab: Part2- applications in System Identification - Tutorial Workshop on "Fractional Calculus Applications in Automatic Control and Robotics", 41st IEEE Conference on Decision and Control (CDC'02), Las Vegas, Nevada, USA, December 9-13, 2002.
- [G.2002.4] **P. LANUSSE**, J. SABATIER, X. MOREAU and A. OUSTALOUP - Robust control: CRONE control - Tutorial Workshop on "Fractional Calculus Applications in Automatic Control and Robotics", 41st IEEE Conference on Decision and Control (CDC'02), Las Vegas, Nevada, USA, December 9-13, 2002
- [G.2002.5] P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, O. COIS, F. DANCLA and A. OUSTALOUP - Crone Toolbox for Matlab: Fractional Systems Toolbox - Tutorial Workshop on "Fractional Calculus Applications in Automatic Control and Robotics", 41st IEEE Conference on Decision and Control (CDC'02), Las Vegas, Nevada, USA, December 9-13, 2002.
- [G.2010.1] **P. LANUSSE**, Y. CHAMAILLARD, C. COLIN - Utilisation d'une commande robuste de la chaîne d'air d'un moteur Diesel – Ecole des Journées Doctorales du GDR MACS du CNRS, Marseille, 7 juin 2011.

## H - Transferts technologiques

### Coopérations industrielles et valorisation

- **PSA PEUGEOT CITROËN** (depuis 1999) : Développement du logiciel CRONE, Contrôle commande de soupapes électromagnétiques pour moteurs à combustion interne, Etude de commandes prédictives pour applications aux GMP.
- **ALSTOM Industrie SA** (2003) : Commande CRONE d'une machine de laminage ARCELOR de type skin-pass : synthèse, implantation sur simulateur, implantation sur site.
- **Robert BOSCH GmbH** (de 2004 à 2011) : Commande en position d'une vanne papillon du système d'admission d'air d'un moteur thermique pour véhicules automobiles, Commande multivariable du système d'air de moteurs à combustion interne, Etude d'approches non linéaires pour les systèmes mécatroniques, Optimisation du chargement rapide de batteries lithium-ion avec minimisation du vieillissement, Modélisations de batteries lithium-ion de nouvelles générations.
- **VALEOL SAS** (de 2010 à 2015) : Mise en place d'un modèle phénoménologique d'une éolienne par simulation numérique et contribution à l'optimisation du fonctionnement énergétique et électrique d'une éolienne, Contribution à la conception d'un système de dégivrage des pâles d'éolienne.
- **NKE Marine Electronics** (de 2011 à 2012) : Analyse du comportement dynamique d'un voilier muni de son pilote automatique en vue de la synthèse de lois de commandes robustes.

- **D2T-IFPEN** (de 2011 à 2015) : Régulation de bancs d'essais haute dynamique associée aux nouveaux besoins de simulation de situations de roulage véhicule.
- **Maitre Prunille SAS** (2013) : Fiabilisation d'une machine prototype industriel à dénoyauter les pruneaux d'Agen.
- **Beyond the Sea** (depuis 2015) : Modélisation et commande d'une aile de kite en vol dynamique.
- **Lithium Energy And Power GmbH**, puis **Robert BOSCH GmbH** (depuis 2016) : Etude et implémentation de commande robuste et prédictive pour le chargement optimal de batteries.

Ces collaborations ont généré la signature de contrats pour un montant global d'environ 1500k€.

Après l'application à de nombreux exemples et systèmes académiques, grâce à une implantation sur le site Arcelor de Mardyck (contrat Alstom), la commande CRONE a contribué à fabriquer de la tôle utilisée par un constructeur de véhicules japonais. Le travail réalisé avec Robert Bosch a permis d'équiper les Mercedes CLS de série avec des vannes EGR intégrant une commande CRONE. Les travaux réalisés pour le développement de la commande CRONE se sont concrétisés par un logiciel développé notamment pour PSA PEUGEOT CITROËN, puis par une toolkit permettant de « démocratiser » l'approche CRONE au sein des services Robert Bosch et finalement par la boîte à outils Matlab «CRONE Control-System-Design Toolbox » proposée au téléchargement depuis octobre 2010 : <http://cronetoolbox.ims-bordeaux.fr>. Cette dernière réalisation nous apparaît fondamentale pour que nos travaux soient durablement valorisés.

### H1 - Rapports de contrats de recherche

- [H1.1999.1] P. MELCHIOR, P. LANUSSE F. DANCLA, O. COIS, F. LEVRON, X. MOREAU et A. OUSTALOUP : "Valorisation de l'approche non entière par le développement de modules du logiciel CRONE" ; Rapport intermédiaire, PSA, Bordeaux, Octobre 1999.
- [H1.2000.1] P. MELCHIOR, P. LANUSSE F. DANCLA, O. COIS, F. LEVRON, X. MOREAU et A. OUSTALOUP : "Valorisation de l'approche non entière par le développement de modules du logiciel CRONE" ; Rapport de fin de contrat n°1, PSA, Bordeaux, Janvier 2000.
- [H1.2001.1] P. MELCHIOR, P. LANUSSE F. DANCLA, O. COIS, F. LEVRON, X. MOREAU et A. OUSTALOUP : "Valorisation de l'approche non entière par le développement de modules du logiciel CRONE" ; Rapport de fin de contrat n°2, PSA, Bordeaux, Janvier 2001.
- [H1.2002.1] P. MELCHIOR, P. LANUSSE F. DANCLA, O. COIS, F. LEVRON, X. MOREAU et A. OUSTALOUP : "Valorisation de l'approche non entière par le développement de modules du logiciel CRONE" ; Rapport de fin de contrat n°3, PSA, Bordeaux, Février 2002.
- [H1.2003.1] P. MELCHIOR, M. AOUN, P. LANUSSE et A. OUSTALOUP - Valorisation de l'approche non entière par le développement de modules du logiciel CRONE : bibliothèque Simulink - Rapport intermédiaire - PCA Peugeot-Citroën, Vélizy, Janvier 2003.
- [H1.2003.2] P. MELCHIOR, M. AOUN, P. LANUSSE et A. OUSTALOUP - Valorisation de l'approche non entière par le développement de modules du logiciel CRONE : bibliothèque Simulink - Rapport de fin de contrat N°4 - PCA Peugeot-Citroën, Bordeaux, 25 Février 2003.
- [H1.2003.3] J. SABATIER, P. LANUSSE et A. OUSTALOUP : "Commande CRONE d'une machine de laminage Arcelor de type skin-pass : synthèse et implantation" ; Rapport de fin de contrat, Alstom, Bordeaux, Décembre 2003.
- [H1.2004.1] P. MELCHIOR, N. PETIT, P. LANUSSE, M. AOUN et A. OUSTALOUP : "Valorisation de l'approche non entière par le développement de modules du logiciel CRONE" ; Rapport de fin de contrat n°5, PSA, Bordeaux, Janvier 2004.
- [H1.2005.1] P. LANUSSE, P. MELCHIOR, A. POTY : "Crone position control of a throttle plate & Development of a calibration tool to apply the Crone method on the design of AIS position control systems", Final Report, Robert Bosch GmbH, Bordeaux, Juin 2005.
- [H1.2007.1] P. LANUSSE, D. NELSON GRUEL : "Multi input multi output Crone control of the air system of internal combustion engine", Intermediary Report, Robert Bosch GmbH, Bordeaux, November 2007.
- [H1.2008.1] P. LANUSSE, D. NELSON GRUEL : "Multi input multi output Crone control of the air system of internal combustion engine", Final Report, Robert Bosch GmbH, Bordeaux, December 2008.
- [H1.2013.1] A. PRADINAUD, J. SABATIER et P. LANUSSE – Contribution à la conception d'un système de dégivrage des pâles d'éolienne – Rapport Contrat Valorem, Bordeaux, 14 mars 2013.
- [H1.2015.1] L. FADIGA, P. LANUSSE et X. MOREAU – Développement des stratégies de contrôle commande de l'actionneur électromagnétique étudié dans le cadre du Projet PSA – « Moteur Camless EB2 » – Rapport Contrat Camless, Bordeaux, 3 décembre 2015.
- [H1.2017.1] F. MONSALLIER, P. LANUSSE et X. MOREAU – Développement des stratégies de contrôle commande de l'actionneur électromagnétique étudié dans le cadre du Projet PSA – « Moteur Camless EB2 » – Rapport Contrat Camless, Bordeaux, 23 janvier 2017.

- [H1.2017.2] M. TARI, **P. LANUSSE** et X. MOREAU – Développement des stratégies de contrôle commande de l'actionneur électromagnétique étudié dans le cadre du Projet PSA – « Moteur Camless EB2 » – Rapport Contrat Camless, Bordeaux, 28 septembre 2017.

## H2 – Logiciels

- [H2.2002.1] A. OUSTALOUP, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, F. DANCLA, O. COIS, F. LEVRON et X. MOREAU - Logiciel CRONE, Modules "Outils Mathématiques", "Identification par modèle non entier", "Commande CRONE", "Suspension CRONE" - Boîte à outils Matlab, développé avec le soutien financier de PSA et du CRRD du Conseil Régional d'Aquitaine - Version 2.0, Janvier 2000 - Version 3.0, Mars 2001 - Version 3.1, Février 2002, - Version 4.0, Janvier 2004.
- [H2.2003.1] P. MELCHIOR, M. AOUN, **P. LANUSSE** et A. OUSTALOUP - Logiciel CRONE, Bibliothèque Simulink des Modules "Outils Mathématiques", "Commande CRONE", "Suspension CRONE" - Boîte à outils Matlab, développée avec le soutien financier de PCA Peugeot-Citroën - Version 1.2, Février 2003.
- [H2.2005.1] - N. PETIT, P. MELCHIOR, **P. LANUSSE**, M. AOUN et A. OUSTALOUP - Mise en service sur la palette logicielle PSA du Logiciel CRONE, Modules "Outils Mathématiques", "Identification par modèle non entier", "Commande CRONE", "Suspension CRONE" - PCA Peugeot-Citroën, Vélizy, Version 4.0, 23 Juin 2005.
- [H2.2005.2] - **P. LANUSSE**, A. POTY, P. MELCHIOR, N. PETIT, and A. OUSTALOUP - Synthesis tool for Crone position control of a throttle plate & Development of a calibration tool to apply the Crone method on the design of AIS position control systems - Robert Bosch GmbH, Stuttgart, Version 1.0, 17 June 2005, Version 2.0, 2006.
- [H2.2010.1] **P. LANUSSE** - Control-System-Design CRONE Toolbox, Boîte à outils Matlab proposée au téléchargement : <http://cronetoolbox.ims-bordeaux.fr>
- [H2.2015.1] **P. LANUSSE**, **A. LAMARA**, D. NELSON GRUEL – MIMO Control-System-Design CRONE Toolbox, Boîte à outils Matlab, Version beta non diffusée.
- [H2.2017.1] **P. LANUSSE** - Control-System-Design CRONE Toolbox, Mise à jour pour Matlab 2017a proposée au téléchargement : <http://cronetoolbox.ims-bordeaux.fr>

## H3 – Brevets

- [H3.2007.1] O. COIS (R. BOSCH), **P. LANUSSE** (LAPS), A. OUSTALOUP (LAPS), A. WAGNER (R. BOSCH) and R. BUEHRLE (R. BOSCH) - Verfahren zum betreiben einer brennkraftmaschine (Electronic oscillation compensator for electronic air system valves of internal combustion engines) - German patent office, Brevet déposé le 07 Octobre 2005, German Patent Application DE102005048048 publié le 12 avril 2007.
- [H3.2007.2] - O. COIS (R. BOSCH), P. Melchior (LAPS), **P. LANUSSE** (LAPS), A. POTY (LAPS), A. Oustaloup (LAPS), and R. BUEHRLE (R. BOSCH) - Method for regulating an actual value of a variable which characterizes a position of an actuator, computer program product, computer program and recording medium - Brevet international PCT/EP2007/050577 déposé le 22 janvier 2007 et publié WO/2007/085578 le 02 août 2007, United States, Patent n° : N° US2010191789 (A1). 2010
- [H3.2008.1] - R. BUEHRLE (R. BOSCH) O. COIS (R. BOSCH), **P. LANUSSE** (LAPS), A. Oustaloup (LAPS), A. WAGNER (R. BOSCH) – Method for operating an internal combustion engine – Letters Patent N° 11/543633 déposé le 4 octobre 2006, US Patent 7377240 publié le 27 mai 2008.
- [H3.2016.1] - F. AOUN (PSA), Z. DIMITROVA (PSA), L. FADIGA (IMS), **P. LANUSSE** (IMS), X. MOREAU (IMS) – Method and system for controlling an electromagnetic valve actuator of a combustion engine – WO 2017/198923 A1, FR3051568B1, dépot le 17 mai 2016
- [H3.2016.2] - **K. LESTRADE** (ENSAM/IMS), JL. BAROU (ENSAM), Ph. VIOT (ENSAM), S. GUERARD (ENSAM), **P. LANUSSE** (IMS) – Dispositif pour sport de glisse et procédé d'apprentissage associé – Brevet n° 16744442.1-1209, déposé le 29 Juin 2016.
- [H3.2017.1] - Z. DIMITROVA (PSA), F. AOUN (PSA), M. TARI (IMS), **P. LANUSSE** (IMS), X. MOREAU (IMS) – Architecture d'un capteur développé sous logiciel pour renforcer des capteurs physiques, pour la mesure de la position d'un actionneur linéaire. Utilisation en mode de sécurité – PCT/FR2017/05100, déclaration le 3 Aout 2017.

## I - Prix, Sélections, distinctions, conférences invitées

- [I.2018.1] M. TARI, **P. LANUSSE** - *Finalist in the Benchmark Process Student Competition* with "A MIMO Robust Design of a PID for Refrigeration Systems based on Vapour Compression" –, 2018 IFAC Conference on Advances in Proportional-Integral-Derivative Control (PID 2018) – Ghent, Belgium, May 9-11, 2018.
- [I.2018.2] **P. LANUSSE** – *Invited Speaker*: "CRONE CSD methodology: 25 years of development, application and simplification" – The International Conference on Fractional Differentiation and its Applications ICFDA'18, 16-18 July 2018, Amman, The Hashemite Kingdom of Jordan.

- [I.2018.3] **P. LANUSSE, M. TARI** – *Riemann-Liouville Award: Best FDA Paper* for "Simplified fractional-order design of a MIMO robust controller" – The International Conference on Fractional Differentiation and its Applications ICFDA'18, 16-18 July 2018, Amman, The Hashemite Kingdom of Jordan.

## 1.7 - Responsabilités scientifiques, Animation, Collaborations et Evaluation

### Responsabilités scientifiques internationales

Membre depuis 2014 du Technical Committee IFAC TC 2.1 « Control Design », Cluster CC 2 « Design Methods »

- Membre du Comité International de Programme de **IFAC Workshop "Fractional Differentiation and its Applications"** : FDA'06, 19-21 juillet 2006, Porto, Portugal ; FDA'08, 5-7 novembre 2008, Ankara, Turquie ; FDA'10, 18-20 octobre 2010, Badajoz, Espagne, Juré du Practical Application Award ; FDA'13, 4-6 février 2013, Grenoble, France, ICFDA'14, 23-25 juin 2014, Catane, Italie ; ICFDA'16, 18-20 juillet 2016, Novi Sad, Serbie; ICFDA'18, 16-18 July 2018, Amman, The Hashemite Kingdom of Jordan, Track Chair of Robotics.
- Membre du Comité International de Programme de **IEEE International Conference on Mechatronics and Automation** : IEEE ICMA 2007, August 5-8, 2007, Harbin, Heilongjiang, China.
- Membre du Comité International de Programme du **IEEE Chinese Control and Decision Conference** : 2008 CCDC , Yantai, China, 7-9 July, 2008 ; 2009 CCDC , Guilin, China, 17-19 June, 2009 ; 2010 CCDC, Xuzhou, China, May 26-28, 2010 ; 2011 CCDC , Xuzhou, China, 7-9 July, 2011 ; 2012 CCDC, Taiyuan, May 23-25, 2012 ; 2013 CCDC, Guiyang, China, May 25 – 27, 2013 ; 2014 CCDC, Changsha, China, May 31 – June 2, 2014; 2015 CCDC , Qingdao, China, 23-25 May 2015; 2016 CCDC, Yinchuan, China, 28-30 May 2016; 2017 CCDC; Chongqing, China, 28-30 May 2017 ; 2018 CCDC, Shenyang, China, June 9-11, 2018.
- Membre du Comité International de Programme du **IEEE/ASME International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications** : MESA 2010, July 15-17, 2010, Qingdao, ShanDong, China ; MESA 2011, August 29-31, 2011, Washington D.C., USA ; FDTA'13/MESA 2013, August 4-7, 2013, Portland, Oregon, USA FDTA'15/MESA 2015, August 2-5, 2015, Boston, MA, USA ; FDTA'17/MESA 2017, August 6-9, 2017, Cleveland, Ohio, USA.
- Membre du Comité Technique de Programme du **IEEE International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision** : ICARCV 2008, December 17-20, 2008, Hanoi, Vietnam ; ICARCV 2010, December 7-10, 2010, Singapore ; ICARCV 2012, Guangzhou, China, December 5-7, 2012 ; ICARCV 2014, Singapore, December 10-12, 2014.
- Membre du Comité International de Programme de **International Conference on Fractional Signals and Systems**, FSS 2017, October 9-11, 2017, Lodz, Poland.
- Membre du Comité International de Programme de la conférence **IFAC PID18**, Ghent, Belgique 9-11 Mai 2018.
- Chairman ou co-Chairman de nombreuses sessions de conférences.

### Activités d'animation de la communauté scientifique

- Co-organisateur des Journées "Automatique et expérimentation en laboratoire" du Club EEA, Angers, 4-5 avril 1995.
- Co-organisateur des Journées "Robustesse : Identification et Commande" co-parrainées par le PRC-GDR Automatique CNRS, Auch, 10-11 octobre 1996.
- Co-organisateur de la session spéciale "Application de la dérivation fractionnaire en modélisation, identification et commande - Systèmes fractionnaires" lors de la 2ème IEEE Conférence Internationale Francophone d'Automatique, CIFA'2002 - Nantes, France, 8-10 Juillet 2002.
- Co-organisateur de la session spéciale "Fractional derivatives in Mechatronics and Robotics" lors de la 11th International Conference on Advanced Robotics, ICAR'03, University of Coimbra, Portugal, 30 juin - 3 juillet 2003
- Membre du comité d'organisation du 1st IFAC Workshop "Fractional Differentiation and its applications", FDA'04 soutenu par l'IFAC Technical Committee on Linear Systems et l'IFAC Technical Committee on Modeling, Identification and Signal Processing. Bordeaux, 19-20 juillet 2004. Réalisation et maintenance du site web de la conférence. 120 participants.
- Organisateur d'une session spéciale "Contrôle System Design" proposée à l'IFAC Workshop "Fractional Differentiation and its Applications", FDA'04. Proposition de 11 communications (Emirats Arabes Unis, Espagne, France, Japon, Pologne et USA).

- Co-Président du comité d'organisation du CIFA 2006, 30 mai - 1 juin 2006, Bordeaux, France.
- Membre du comité national d'organisation de l'IFAC 2017 World Congress, Toulouse, France, 9-14 Juillet 2017, en charge du Young Author's Support Program de la Fondation IFAC avec V. KUCERA
- Membre du Comité d'Organisation des Journées Doctorales, Journées Nationale JD/JN et Ecole du GDR MACS CNRS, Bordeaux, 3-7 Juin 2019.
- Membre du Comité National d'Organisation du Symposium IFAC AAC'19, Orléans, France, 24-27 Juin 2019, en charge du Young Author's Support Program de la Fondation IFAC avec S. OLARU.

### Collaborations avec des laboratoires de recherche

- Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle, Poitiers - J.-C. TRIGEASSOU, Th. POINOT, depuis 1989 - Identification et commande par modèle non entier.
- Laboratoire MACS de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Gabès, Tunisie – S. NAJAR, M. AOUN, M. CHETOUI, depuis 1996 - Commande CRONE et Approches Multi-modèles, Commande anticipative robuste.
- I2M, Département DuMAS, ENSAM, Bordeaux - J.L. LATAILLADE, T. PALIN-LUC, Ph. VIOT, S. GUERARD depuis 1999 - Commande CRONE d'un vérin hydraulique à grande vitesse d'une plate-forme d'essais mécaniques, pour l'étude de l'endommagement de pièces, Commande robuste d'un robot hexapode pour la réalisation d'un simulateur de sport de surf.
- Dept. of Electronics and Electromechanical Engineering, University of Extremadura, Espagne - B. M. VINAGRE et C. MONJE MICHARET, depuis 2001 – Méthodologie de synthèse de PID fractionnaires, Commande de systèmes à retards.
- CSOIS, Center for Self-Organizing and Intelligent Systems, Dept. of Electrical and Computer Engineering, Utah State University, USA – YQ. CHEN, depuis 2002 – Réalisation sur circuits programmables de filtres fractionnaires et application en commande.
- ISAE, Département Avionique et Systèmes, Toulouse – V. POMMIER BUDINGER, depuis 2003 – Commande CRONE de systèmes peu amortis et/ou multivariés.
- CIATEQ, Centro de Tecnología Avanzada, Querétaro, Mexique – J.C. PINEDA CASTILLO, 2003-2005 – Application de la commande CRONE à des systèmes mécaniques de métrologie.
- Faculty of Computer Engineering, Computer and Systems Engineering Department, University of Murcia, Murcia, Spain – A. BANOS et J. CERVERA, 2006-2008 - Utilisation d'éléments "Crone" pour la synthèse QFT de fonctions de transfert en boucle ouverte robustes.
- Ecole Polytechnique de Tunisie, laboratoire LECAP, Tunis - N. BENHADJ BRAIEK et M. BOUAFOURA, 2005-2009 - Utilisation de base de fonctions orthonormales pour la synthèse d'opérateur différentiel d'ordre fractionnaire et l'optimisation de commande robuste.
- Babol University of Technology, Faculty of Electrical and Computer Engineering, Babol, Iran - H. DELAVARI, 2008-2013 - Utilisation de la dérivation d'ordre fractionnaire pour la commande de système non linéaire et robotique ; M. SHARIRI, 2010 - Utilisation de la dérivation d'ordre fractionnaire complexe pour la synthèse de régulateurs.
- Universidad de Duesto, Facultad de Ingeniera, EDIDE, Bilbao, Spain - J.J. GUDE PREGO, 2008 - optimisation de PID d'ordre fractionnaire sur la base de nouveaux critères de performance.
- Institut Prisme, Polytec'Orléans – Y. CHAMAILLARD, G. COLIN, A. CHARLET, D. NELSON-GRUEL depuis 2006 – Développement d'approches robustes pour la commande de systèmes d'air de moteurs à combustion interne. Commande multivariable de bancs d'essais haute dynamique.
- University of Sfax, Sfax Engineering School, Control & Energy Management, Sfax, Tunisie – N. DERBEL, N. YOUSFI, R. JALLOULI-KHLIF, depuis 2011 – Développement de suivis de consigne robustes pour systèmes multivariés.
- Laboratoire LyRE, Lyonnaise des Eaux, Talence – X. LITRICO, 2012-2014 – Développement d'approches prédictives et robustes pour les réseaux d'assainissement et de distribution d'eau.
- Centre Scientifique et Technique du Bâtiment, Nantes – Ph. DELPECH, 2012-2014 – Développement de commandes robustes pour un prototype de capteur à particules de glace.
- Scientific Research Center in Engineering (CRSI), Lebanese University, Beirut, Lebanon – C. FRANCIS, depuis 2014 – Développement de commandes robustes des systèmes de CGC Automobiles
- University of the Basque Country, Systems Engineering & Control Department, San Sebastián, Spain – H. CAMBLONG, depuis 2012 – Commandes de systèmes énergétiques.

**Activités d'évaluation****Revues**

- APII
- Journal Européen des Systèmes Automatisés
- Asian Journal of Control
- ASME Journal of Computational and Nonlinear Dynamics
- Automatica
- Automatica Sinica
- Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation
- Control Engineering Practice
- Dynamics and Control
- Fractional Calculus and Applied Analysis
- Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering
- IEEE Transactions on Circuits and Systems
- IEEE Transactions on Automatic Control
- IEEE Transactions on Neural Networks
- IEEE Transactions on Education
- IEEE Transactions on Vehicular Technology
- IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems
- IET Control Theory & Applications
- IET Circuits, Devices & Systems
- Intelligent Automation and Soft Computing
- International Journal of Adaptive Control and Signal Processing
- International Journal of Robust and Nonlinear Control
- International Journal of Bifurcation and Chaos
- ISA Transactions
- Journal of Circuits, Systems, and Computers
- Journal of Systems and Control Engineering
- Journal of Vibration and Control
- Journal: Engineering Science and Technology, an International Journal
- Nonlinear Dynamics
- Progress in Fractional Differentiation and Applications
- Signal, Image and Video Processing
- Signal Processing
- Transactions of the Institute of Measurement and Control

**Conférences**

- 1999 : CETSIS-EEA
- 2000 : CIFA IEEE, JSFT
- 2001 : CETSIS-EEA
- 2002 : IFAC WC
- ...
- 2006 : CCA/CACSD/ISIC IEEE, CIFA IEEE, FDA IFAC, IECON IEEE, ROCOND IFAC
- 2007 : ECC IFAC/IEEE, ACC IEEE, IDETC ASME, ICMA IEEE
- 2008 : FDA IFAC, ICARCV IEEE, IFAC WC, MELECON IEEE
- 2009 : IDETC ASME, CDC IEEE, E-CoSM IFAC
- 2010 : CIFA IEEE, MESA IEEE/IEEE, IEEE CCDC, IFAC FDA, IEEE ICARV
- 2011 : IFAC WC, MESA ASME/IEEE, IEEE CCDC
- 2012 : CDC IEEE, CIFA IEEE, CCDC, IFAC FDA, IEEE ICARV
- 2013 : ECC IEEE/IFAC, IEEE CCDC, IFAC FDA, IEEE ICSC
- 2014 : IEEE MED, IFAC WC, IEEE CCDC, IFAC ICFDA, MESA ASME/IEEE
- 2015 : IEEE CCDC, IFAC CTS
- 2016 : ECC IEEE/IFAC, IEEE CCDC, IFAC ICFDA
- 2017 : IEEE CCDC, IFAC WC
- 2018 : IEEE CCDC, IFAC PID, ICFDA
- 2019 : IEEE ICC

**Ouvrages**

- 2012 : The Institution of Engineering & Technology (IET)
- 2016 : Editions Elsevier

**Expertises pour le compte de la D2RT Aquitaine**

Dossiers de Crédit Impôt Recherche : 2006, 2011.

## **2<sup>ième</sup> Partie**

# **Thématique de recherche**

## Avant-propos

Nos travaux de recherche ont débuté en 1989 au sein de l'équipe CRONE, à l'époque composante du LARFRA (devenu LAP puis LAPS) et aujourd'hui une des trois équipes du Groupe Automatique du Laboratoire IMS UMR CNRS 5218. Fondés sur l'utilisation de l'opérateur de dérivation d'ordre non entier, ces travaux effectués sous la direction d'Alain Oustaloup ont très vite eu trait à la synthèse de commandes robustes et ont abouti à une thèse de doctorat soutenue le 14 Février 1994. Elle est intitulée « De la commande CRONE de première génération à la commande CRONE de troisième génération ». Après une analyse relativement complète des approches de synthèse de commande robustes proposées par la communauté internationale, cette thèse définit et précise les différentes générations de la méthodologie CRONE et dès cet instant s'est attachée à en illustrer l'utilisation par l'application à un ensemble d'exemples variés, notamment : un système électromécanique académique ; un benchmark « bras souple » proposé par le Professeur Ioan LANDAU de LAG (Grenoble) ; un système de relevage hydraulique d'outils dans le cadre d'une collaboration avec la société Massey Ferguson (Beauvais).

Toujours guidé par l'objectif de simplicité et de performance, la diversité des cas à traiter rencontrés a permis de constamment faire évoluer la méthodologie CRONE et donc d'en étendre progressivement le champ d'application. Modèles non linéaires, commande à temps discret, systèmes à non minimum de phase et/ou à retard, systèmes à modes peu amortis, système multivariables, etc. ont successivement défini les chantiers. Ces travaux ont été réalisés lors de thèses souvent dans le cadre de relations contractuelles avec des industriels. Ces relations ont certes permis de financer nos travaux, l'adossement aux besoins des « clients » a été le garant d'un intérêt dépassant de loin le cadre académique. Afin de promouvoir l'utilisation de l'opérateur de dérivation non entière (ou fractionnaire) et que la méthodologie CRONE ne reste pas confinée au sein de nos articles, très tôt il a été décidé de la matérialiser sous la forme d'outils logiciels aussi simples et donc accessibles que possible. Quatre versions majeures de la Toolbox CRONE ont successivement vu le jour, la troisième essentiellement consacrée à la commande des systèmes monovariables étant librement téléchargeable depuis 2010 afin que tout utilisateur de Matlab soit capable de synthétiser facilement un régulateur robuste et performant fondé sur la dérivation d'ordre fractionnaire.

L'histoire n'étant jamais finie, la découverte de systèmes à la fois incertains et soumis à des signaux exogènes dont les prédictions sont disponibles (gestion des réseaux de collecte et de traitement des eaux pluviales avec prévision d'épisodes orageux, suivi de trajectoire pour des robots ou navires à forte inertie, régulation de température de concentrateur solaire lors des variations de l'état du ciel, etc.) nous a conduit à essayer d'exploiter la robustesse apportée par la méthodologie CRONE pour développer une approche anticipative. Après diverses tentatives, les résultats aujourd'hui obtenus laissent augurer de fructueuses et intéressantes collaborations qui sans nul doute conduiront elles-aussi à de nouveaux développements ...

## Introduction

Si l'Automatique et ses méthodologies de synthèse de régulateurs sont développées depuis la première moitié du XXe siècle, la célèbre commande PID (Proportionnel, Intégral et Dérivé) est encore très majoritairement utilisée dans le monde industriel. S'ils permettent de satisfaire bon nombre de cahiers des charges, ces régulateurs simples ont parfois quelques difficultés pour traiter des cas exigeants en termes de bande passante, de maîtrise des systèmes peu amortis, de robustesse vis-à-vis de l'incertitude des systèmes qu'ils traitent, etc. Comme si disposer de trois paramètres de réglages (les gains des actions P, I, et D du régulateur PID) n'était pas déjà trop restrictif, le terme relatif à l'action D (dérivée) est souvent neutralisé car jugé dangereux par manque de maîtrise des automaticiens qui en ont la charge. Il est vrai que la fameuse structure académique  $K_p + K_i/s + K_d s$  ne permettant pas vraiment un processus de réglage simple de type essai/erreur (version moderne du tournevis des automaticiens amateurs), l'annulation d'un des trois paramètres est une tentation à laquelle peu résistent.

Alors que de belles approches, dites modernes (quadratiques, MPC,  $H_\infty$ ,  $\mu$ -synthèse, etc.), ont été développées dans la deuxième moitié du XXe siècle, on peut se demander pourquoi leur principal lieu de véritable existence s'est souvent limité aux revues et conférences internationales, leurs applications concernant très peu le monde industriel. Pourtant, de valeureux docteurs formés dans nos meilleurs laboratoires exportent ces approches vers les fleurons de l'industrie qui les recrutent. Y rencontrent-elles un succès foudroyant ? Pas vraiment, car elles utilisent des concepts bien trop éloignés de ceux maîtrisés par les ingénieurs déjà en place pour avoir une quelconque chance d'y être acceptées, transférées et utilisées durablement (et ceci depuis plus de 30 ans). Dans le meilleur des cas ces approches restent confinées aux services R&D amont dont les problématiques ne rejoignent celles des services "métier" qu'en dernier ressort, le jour où les recettes habituelles ne sont plus aptes à résoudre le problème du moment. Ces approches sont malheureusement hors sol, très déconnectées des connaissances et compétences dont disposent ceux qui devraient les utiliser régulièrement et nécessitent en permanence les soins de docteurs spécialistes.

Acculturé par des approches qu'il juge inaccessibles, l'automaticien ayant tout de même parfois besoin d'un peu de nouveauté se tourne alors vers les résultats de l'automatique post-moderne, celle qui reste une fois que tout a été détruit. L'automatique facile des "régulateurs intelligents" (réseaux de neurones, commande floue à base de règle, commande sans modèle, etc.) où l'algorithme est roi et où rien n'est vraiment maîtrisé, ni les performances, ni la robustesse, ni le temps de réglage nécessaire pour les obtenir. Plutôt que se saisir des approches issues de leurs maîtres et de s'en inspirer pour trouver leur voie, cette nouvelle génération d'automaticiens a décidé de faire table rase du passé, de faire confiance à l'intuition et aux remèdes miracles. Peut-on reprocher à des collègues d'avoir développé cette automatique là ? Absolument pas, ils l'ont souvent fait avec cœur, prudence et pour de bonnes raisons. Malheureusement leurs outils tombent souvent en de mauvaises mains et la place est alors laissée aux informaticiens pour lesquels un algorithme de commande est en fait un algorithme comme un autre où une imbrication de "if then else" est la solution. Aujourd'hui les nouvelles panacées s'appellent machine-learning et big-data. Gageons que quelques gourous ne tarderont pas à tenter d'y faire adhérer notre jeunesse et même les décideurs, y compris si les effets de la dynamique doivent y être redécouverts grâce à de lourds algorithmes. Nyquist et Bode n'ont pas fini de se retourner dans leur tombe ...

Doit-on en rester là, se contenter d'enseigner des méthodes qui seront oubliées dès le diplôme obtenu ? Pour qu'un outil soit utilisé de façon pérenne il est indispensable qu'il soit simple. Un smartphone est-il technologiquement simple. Evidemment non mais l'effort qui a été réalisé pour le rendre convivial et intuitif lui a permis de se démocratiser, y compris et même surtout au sein de la population ne maîtrisant pas l'informatique, la physique quantique, l'électronique radiofréquence,

l'optronique, etc. Pour l'Automatique et les approches méthodologiques de synthèse de régulateurs, il en est de même. Si on souhaite qu'elles soient utilisées et promues par nos futurs anciens élèves, il est indispensable qu'un gros effort de simplification et d'adaptation soit réalisé. Grâce à ça, on pourrait alors espérer que les plus performantes entrent enfin dans l'industrie.

Développeur de l'approche CRONE depuis plus de 25 ans, montrer qu'elle ne vient pas de nulle part et en simplifier l'utilisation est la voie que nous avons choisie. La commande CRONE de 1<sup>ère</sup> génération est maintenant présentée comme un habituel régulateur PID où un ordre fractionnaire de dérivation différent de 1 permet assez simplement d'apporter un complément de robustesse vis-à-vis d'une incertitude de gain du système à commander. La commande CRONE de 2<sup>ème</sup> génération est introduite comme la concrétisation d'un principe énoncé par Bode pour stabiliser les systèmes dont le comportement dynamique présentait des variations de gain. Parce que les mathématiques qu'utilise la commande CRONE de 3<sup>ème</sup> génération pourraient rendre son utilisation rédhibitoire, très tôt il nous est apparu nécessaire de développer des outils logiciels aussi intuitifs que possible. Afin d'amplifier l'utilisation de la méthodologie CRONE, il nous est également apparu judicieux de rendre librement accessible au plus grand nombre une version générique de ses outils. De même, lorsqu'il s'est agi de proposer une extension de la méthodologie CRONE à la commande robuste des systèmes multivariables, c'est finalement vers les règles de mise en œuvre les plus simples possibles que nous avons convergées.

En ayant toujours l'objectif de proposer une méthodologie de synthèse de commande à la fois robuste et performante et notamment capable de prendre en compte, et a priori, l'incertitude portant sur le modèle des systèmes à commander, ce document se concentre sur la présentation de la commande CRONE de la manière la plus actuelle et la plus simple, que cette approche s'adresse à des systèmes monovariables (SISO) ou multivariables (MIMO). Si ce document n'expose pas tous nos travaux méthodologiques et applicatifs relatifs à la commande CRONE, il présente par contre son développement le plus récent qui permet de commencer à lui attribuer la propriété d'anticipation généralement proposée par les techniques de commande prédictive.

Ainsi, le Chapitre 1 présente la méthodologie de Commande CRONE SISO et la toolbox CRONE qui en a résulté. Une application des développements réalisés pour Robert Bosch GmbH illustre la portabilité de cette méthodologie dans un cadre industriel. Différentes évolutions permettant une mise en œuvre simplifiée de la méthodologie sont aussi présentées.

Le Chapitre 2 est consacré aux extensions MIMO de la méthodologie CRONE, que ce soit l'approche Multi SISO adaptée aux habitués de la méthodologie SISO, ou l'approche pleinement multivariable pour les concepteurs désirant une prise en compte plus optimale du caractère MIMO du système à commander. Là aussi, différentes propositions sont faites pour faciliter l'obtention et l'implantation du régulateur MIMO. La Toolbox CRONE MIMO développée est également présentée, notamment à travers ses applications à la commande robuste MIMO, d'un banc d'essais moteur haute-dynamique avec l'entreprise D2T-FEV, du système d'air d'un moteur turbo Diesel avec le Laboratoire PRISME.

Le Chapitre 3 s'attache à présenter les premiers travaux réalisés pour ajouter la capacité d'anticipation à la commande CRONE. En partant de l'approche classique de l'approche prédictive MPC et des développements permettant de lui associer des modèles dynamique de référence, ce chapitre montrera comment obtenir assez facilement une commande CRONE robuste et anticipative.

## Chapitre 1

# Méthodologies SISO de la commande CRONE : des concepts aux transferts

### 1.1 - Introduction

Au cours des années 70 et 80, Alain Oustaloup [1975, 1981, 1983] a commencé à proposer d'utiliser la dérivation d'ordre non entier pour la synthèse de régulateurs robustes vis-à-vis d'incertitudes portant sur le comportement des procédés auxquels ils étaient appliqués. Si par ailleurs Tustin [1958], Manabe [1961] et même avant eux Bode [1945] avaient déjà proposé, plus ou moins directement, d'utiliser cet outil mathématique si longtemps oublié, la communication scientifique internationale étant beaucoup moins développée qu'aujourd'hui, c'est sans s'appuyer sur ces références qu'Alain Oustaloup et ses collaborateurs allaient développer la commande d'ordre non entier, et ceci jusqu'à un niveau bien supérieur à celui atteint par leurs prédécesseurs. Avant d'aller plus loin, précisons que la définition de l'opérateur de dérivation d'ordre non entier  $n$  est ici réduite à sa simple réponse fréquentielle  $(j\omega)^n$  et à son expression en fonction de l'opérateur de Laplace  $s^n$ . Il est ici fait abstraction de toutes conditions initiales considérées nulles et une intégration d'ordre non entier  $n$  est simplement équivalente à une dérivation d'ordre  $-n$ . N'utilisant que les propriétés fréquentielles de la dérivation d'ordre non entier, nous laissons aux mathématiciens désœuvrés le soin de trancher quant à la validité de ses multiples définitions temporelles. De plus, afin d'adopter le vocabulaire choisi par une très grande partie de la communauté internationale, le terme "fractionnaire" remplacera "non entier" bien que ce dernier ait un sens mathématique bien moins discutable et qu'il ait donné son nom à la commande CRONE.

La commande CRONE n'a évidemment pas atteint son niveau développement actuel après une seule itération. Au début des années 90, il est apparu légitime de discerner trois générations de commande CRONE [Oustaloup 1991; Oustaloup *et al.*, 1991, 1995a; Mathieu *et al.*, 1993; Lanusse *et al.*, 1993; Lanusse 1994]. Le régulateur CRONE de 1<sup>ère</sup> génération est tout à fait comparable à un PID d'ordre fractionnaire et de nombreux autres chercheurs s'en sont inspirés pour proposer des variantes. Avec du recul, les commandes CRONE de 2<sup>ème</sup> et 3<sup>ème</sup> générations formalisent puis généralisent les conseils donnés par Bode pour la mise en forme d'une boucle de commande robuste. A ce titre, elles peuvent notamment être comparées à l'approche QFT [Horowitz and Sidi, 1972; D'Azzo and Houpis, 1988; Horowitz, 1991, 1993]. Ces 2 générations et notamment la dernière ont permis de nombreuses applications industrielles et académiques qui sont souvent citées en exemple par la communauté pour justifier l'intérêt d'autres types de régulateurs d'ordre fractionnaire. Si ces régulateurs sont encore essentiellement de type PID fractionnaire [Podlubny, 1999; Petras, 1999; Chen *et al.*, 2004; Monje *et al.*, 2004, 2010; Cervera and Banos, 2006; Maamri *et al.*, 2010, Valerio and Sa da Costa, 2012], quelques auteurs commencent à proposer de nouvelles méthodologies de synthèse utilisant l'opérateur de dérivation d'ordre fractionnaire complexe [Shahiri *et al.*, 2016; Guefrachi *et al.*, 2017; Moghadam *et al.*, 2018] comme l'a introduit la commande CRONE [Oustaloup *et al.*, 1991a, 1991b] et notamment sa 3<sup>ème</sup> génération [Oustaloup *et al.*, 1990; Oustaloup and Lanusse, 1992; Lanusse *et al.*, 1992].

## 1.2 – Notations

Dans le cadre d'une commande de type feedback, nous adopterons le schéma de commande et les notations présentés par la figure 1.

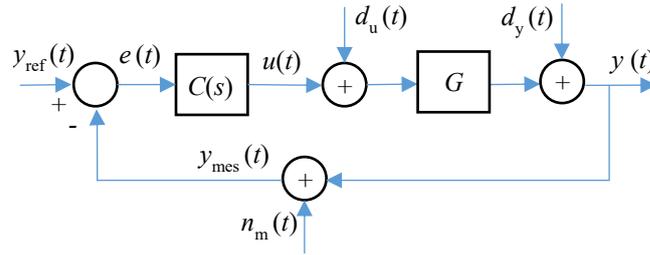


Figure 1.1 - Schéma de commande de type feedback

$G$  est le système dont la sortie  $y(t)$  est à commander à l'aide du signal de commande  $u(t)$ .  $n_m(t)$  étant un bruit de mesure (généralement haut en fréquence),  $y_{mes}(t)$  est la mesure de  $y(t)$ .  $s$  est la variable de Laplace et  $C(s)$  la fonction de transfert du régulateur linéaire de type feedback générant  $u(t)$ .  $y_{ref}(t)$  est la valeur de référence de la sortie  $y(t)$ .  $d_u(t)$  et  $d_y(t)$  sont des signaux exogènes susceptibles de perturber respectivement l'entrée et la sortie de  $G$ .

Définissons  $G(s)$  comme l'ensemble des fonctions de transfert modélisant les comportements linéaires possibles du procédé incertain  $G$ . Définissons arbitrairement  $G_{nom}(s)$  comme une des valeurs dite nominale de l'ensemble  $G(s)$ . Nous noterons  $\beta(s)$  la fonction de transfert en boucle ouverte incertaine et  $\beta_{nom}(s)$  sa valeur nominale :

$$\beta(s) = G(s)C(s) \text{ et } \beta_{nom}(s) = G_{nom}(s)C(s). \quad (1.1)$$

Plusieurs fonctions de transfert en boucle fermée permettent d'apprécier les performances engendrées par le régulateur  $C$ . Souvent appelées fonctions de sensibilité (par abus de langage pour 3 d'entre-elles), elles sont définies par :

$$T(s) = \frac{G(s)C(s)}{1+G(s)C(s)} = \frac{Y_{mes}(s)}{Y_{ref}(s)} = -\frac{Y_{mes}(s)}{N_m(s)} = -\frac{U(s)}{P_u(s)} ; S(s) = \frac{1}{1+G(s)C(s)} = \frac{Y_{mes}(s)}{P_y(s)}$$

$$SG(s) = \frac{G(s)}{1+G(s)C(s)} = \frac{Y_{mes}(s)}{P_u(s)} ; CS(s) = \frac{C(s)}{1+C(s)G(s)} = \frac{U(s)}{Y_{ref}(s)} = -\frac{U(s)}{N_m(s)} = -\frac{U(s)}{P_y(s)}. \quad (1.2)$$

## 1.3 – Régulateur CRONE de 1<sup>ère</sup> génération : un PID fractionnaire robuste

Le très classique régulateur de type PID est souvent connu comme une somme de 3 effets (forme parallèle) :

$$C(s) = C_P + \frac{C_I}{s} + \frac{C_D s}{1 + \tau_f s}. \quad (1.3)$$

L'inconvénient majeur de cette forme de régulateur PID est que chacune de ses propriétés ne peut pas être liée à un seul paramètre de sa fonction de transfert. Ainsi, le temps de réponse de l'action intégrale dépend à la fois des gains  $C_P$  et  $C_I$ . Il en est de même pour le domaine de fréquence où agit l'action dérivée stabilisatrice, ou pour le temps de réponse vis-à-vis des variations de la consigne, qui dépendent à la fois de  $C_P$  et de  $C_D$ . La difficulté de réglage qui en résulte conduit souvent à l'abandon de l'action dérivée, le PID devenant alors un régulateur PI incapable évidemment de maîtriser intelligemment certains systèmes, notamment des systèmes à comportement inertiel. A cette forme parallèle on peut préférer une forme cascade dont les paramètres sont eux assez simples à régler :

$$C(s) = C_0 \left(1 + \frac{\omega_1}{s}\right) \left(\frac{1 + s/\omega_1}{1 + s/\omega_2}\right)^{N_D} \frac{1}{1 + s/\omega_F}. \quad (1.4)$$

Ici, chaque paramètre a un effet indépendant : c'est dans la bande de fréquence  $[0, \omega_1]$  que l'action intégrale de  $C$  agit pour contrer la perturbation  $d_u$ , c'est à partir de  $\omega_F$  que  $C$  réduit l'amplification du bruit de mesure  $n_m$ . En considérant que c'est finalement  $C_0$  qui permet d'assurer le gain unitaire de  $\beta_{\text{nom}}(j\omega)$  à une pulsation  $\omega_{cg}$  et donc de fixer la bande passante, la largeur de la bande de fréquence  $[\omega_1, \omega_2]$  centrée sur  $\omega_{cg}$  (éventuellement aidée par une valeur de  $N_D$  supérieure à 1) apporte l'avance de phase nécessaire pour fixer le degré de stabilité du système en boucle fermée nominal. Sachant que le temps de réponse du système en boucle fermée est inversement proportionnel à  $\omega_{cg}$ , cette pulsation est choisie aussi grande que possible. Pour ne pas trop amplifier les bruits de mesure,  $\omega_{cg}$  est toutefois limitée par le gain maximum de  $CS(j\omega)$  dont la valeur est généralement bornée par

$$\max |CS(j\omega)|_{\omega \gg \omega_{cg}} < \frac{1}{|G_{\text{nom}}(j\omega_{cg})|} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^{\frac{N_D}{2}}. \quad (1.5)$$

La valeur de  $\omega_{cg}$  peut également être limitée par la présence dans  $G_{\text{nom}}(s)$  d'un retard et/ou de zéros à partie réelle positive.

C'est afin de pouvoir gérer indépendamment la bande de fréquence d'avance de phase et la quantité d'avance de phase apportée que le régulateur CRONE a été proposé. Il est ainsi une "simple" généralisation du régulateur PID où l'ordre entier  $N_D$  est remplacé par un ordre fractionnaire  $n$ . Sa forme la plus générale est alors donnée par :

$$C_F(s) = C_0 \left(1 + \frac{\omega_1}{s}\right)^{n_1} \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega_1}}{1 + \frac{s}{\omega_h}}\right)^n \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_F}\right)^{n_F}}, \quad (1.6)$$

$[\omega, \omega_h]$  définissant maintenant la bande de fréquence où l'avance de phase est apportée, la valeur de cette avance de phase étant réglable grâce à l'ordre  $n$  et proche de  $n\pi/2$ . Les ordres  $n_1$  et  $n_F$  sont entiers et définis selon l'importance des effets d'intégration et de filtrage désirés. Ce régulateur est particulièrement adapté à la commande de procédés, dont les paramètres incertains engendrent une incertitude de réponse fréquentielle se résumant à des variations de gain, et à une phase constante, autour de la pulsation  $\omega_{cg}$  nominale atteignable. Ce régulateur apportant une phase constante (et réglable) dans la plage de fréquence où la pulsation  $\omega_{cg}$  est susceptible de se déplacer, il permet alors de garantir la robustesse du degré de stabilité en boucle fermée, c'est-à-dire de la marge de phase (comme le montre la figure 1.2) mais aussi du pic d'amplitude de  $T(j\omega)$ , de la marge de module (distance minimale de  $S(j\omega)$  au point critique -1), etc.

La figure 1.2 montre que la plage de variation de  $\omega_{cg}$  peut être estimée à partir de l'importance de la variation de gain du procédé et de la marge de phase désirée. Tous les paramètres du régulateur robuste  $C_F(s)$  peuvent donc être obtenus analytiquement par simple prise en compte a priori du modèle incertain  $G(s)$  et d'un objectif de marge de phase  $M_\Phi$  et de pulsation  $\omega_{cg}$  nominales. Une fois ces paramètres calculés, la simple rationalisation de la partie fractionnaire de  $C_F(s)$  permet l'application en temps réel du régulateur CRONE au procédé à commander. L'approximation directe d'une fonction de transfert bornée en fréquence par un ensemble de  $N$  cellules pôles/zéros récursifs telle que proposée par Oustaloup [Oustaloup 1981; Oustaloup *et al.* 2000b] est évidemment recommandée de par la compacité du régulateur à laquelle elle conduit. On obtient alors le régulateur CRONE rationnel suivant :

$$C_R(s) = C_0 \left(1 + \frac{\omega_I}{s}\right)^{n_I} \left(\frac{1 + s/\omega_l}{1 + s/\omega_h}\right)^{\lfloor n \rfloor} \prod_{i=1}^N \frac{1 + \frac{s}{\omega'_i}}{1 + \frac{s}{\omega_i}} \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_F}\right)^{n_F}}, \quad (1.7)$$

où  $\lfloor n \rfloor$  est la partie entière de  $n$ .

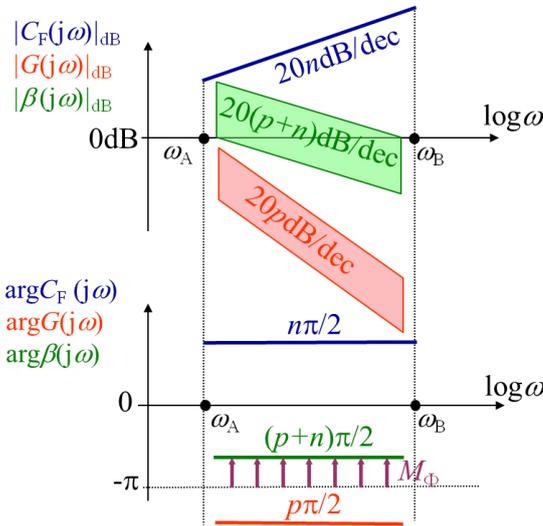


Figure 1.2 - Robustesse de la marge de phase  $M_\Phi$  assurée par un régulateur CRONE de 1<sup>ère</sup> génération

Il faut avouer que ce régulateur CRONE de 1<sup>ère</sup> génération aurait certainement plus facilement pu pénétrer le monde industriel si dès sa création il avait été couramment présenté comme un "simple" régulateur PID<sup>n</sup> d'ordre fractionnaire permettant, grâce à un paramètre supplémentaire, d'assurer un degré de stabilité robuste pour une classe de systèmes incertains donnée. La place étant libre, à la fin des années 90, et suite aux travaux de Podlubny [1999] de nombreuses équipes internationales ont alors proposé d'autres types de PID d'ordre(s) fractionnaire(s) généralisant le PID d'ordre entier académique (1.3), soit :

$$C(s) = C_P + \frac{C_I}{s^\lambda} + \frac{C_D s^\mu}{1 + \tau_F s^\gamma}. \quad (1.8)$$

Les 2 paramètres majeurs de ce régulateur  $PI^\lambda D^\mu$ , à savoir les ordres fractionnaires  $\lambda$  et  $\mu$ , sont ici souvent utilisés à la fois pour assurer une variation nulle de la phase de  $\beta_{nom}(j\omega)$  à une pulsation  $\omega_{cg\ nom}$  et une performance supplémentaire comme une marge de gain ou le gain d'une fonction de sensibilité à une fréquence particulière. Les paramètres sont parfois déterminés analytiquement, assez souvent par optimisation, voire en utilisant des abaques quand les phases d'optimisation sont délicates. Si ce PID fractionnaire a l'avantage de beaucoup ressembler à un PID classique ce qui peut lui permettre d'être assez facilement accepté, on peut néanmoins exprimer quelques réserves :

1. Bien que la liberté laissée à l'ensemble des ordres permet de gérer à la fois l'avance de phase apportée et la forme de la réponse fréquentielle en boucle ouverte, on peut remarquer qu'un intégrateur d'ordre fractionnaire d'ordre  $\lambda = k + \alpha$  (avec  $k \in \mathbb{N}$  et  $0 < \alpha < 1$ ) est moins efficace pour rejeter une perturbation de la forme  $1/s^k$  qu'un simple intégrateur d'ordre entier  $\lambda = k + 1$ .
2. L'implantation temps-réel correcte d'un intégrateur d'ordre fractionnaire  $\lambda$  non borné en basse fréquence réclamerait son approximation par un filtre rationnel d'ordre élevé et donc serait délicate à mettre en œuvre et coûteuse en temps de calcul.

3. Si les ordres  $\gamma$  et  $\mu$  sont différents, là aussi, la mise en œuvre de l'approximation rationnelle de la partie dérivée haute fréquence du régulateur serait délicate et coûteuse.

Notons tout de même que les gains haute et basse fréquence respectivement des parties intégrale et dérivée tendant vers 0, on ne modifie pas vraiment le comportement global du régulateur si on les borne respectivement en haute et basse fréquences.

Le 3<sup>ème</sup> inconvénient peut lui être réduit en choisissant  $\gamma$  tel que  $\gamma - \mu = N$  (avec  $N \in \mathbb{N}$ ),  $N = 0$  générant un régulateur propre,  $N > 0$  un régulateur strictement propre.

Sur la base des résultats proposés dans [Maamri *et al.*, 2010], pour  $0 < \lambda < 1$ , une forme plus efficace et réaliste du régulateur PID d'ordres fractionnaires  $PI^\lambda D^\mu$  (1.8) est donnée par :

$$C(s) = C_P + C'_I \frac{1 + \left(\frac{s}{\omega'_I}\right)^{1-\lambda}}{s} + C'_D \frac{1 + \left(\frac{s}{\omega'_D}\right)^\mu}{1 + \left(\frac{s}{\omega'_F}\right)^{N+\mu}}. \quad (1.9)$$

Sans en avoir la simplicité ni la facilité de réglage (forme parallèle et non cascade), ce régulateur a de nombreux points communs avec le régulateur CRONE de 1<sup>ère</sup> génération que nous conseillerons donc pour la commande de systèmes à gain incertain et à phase constante en fonction de la fréquence.

#### 1.4 – Aide à la synthèse d'une commande CRONE : the CRONE CSD Toolbox

Afin de regrouper et d'homogénéiser l'ensemble des développements logiciels réalisés au sein de l'Equipe CRONE, il est assez tôt apparu nécessaire de développer une boîte à outils commune. Nous avons été encouragés et aidés en ce sens par plusieurs industriels, principalement par PSA qui après quelques années de collaboration a souhaité intégrer un outil CRONE à la palette logicielle proposée à ses ingénieurs. Matlab-Simulink étant progressivement devenu le logiciel de référence en Automatique, c'est logiquement dans cet environnement que la boîte à outils CRONE a été conçue [Oustaloup *et al.*, 2000a; Melchior *et al.*, 2002]. Cette boîte à outils comporte divers modules (Systèmes fractionnaires, Identification par modèles fractionnaires, Commande CRONE, Suspension CRONE, ...) développés en tenant compte des besoins internes de l'Equipe CRONE, des besoins ressentis lors de nos relations contractuelles avec diverses entreprises et plus précisément d'un cahier des charges défini par PSA. L'objectif majeur décrit dans ce cahier des charges et une utilisation aussi simple que possible par des utilisateurs non experts de l'approche CRONE. Ce cahier des charges a très fortement orienté le développement des fonctionnalités des modules relatifs à la Commande CRONE et constituant la "CRONE Control-System Design Toolbox" ("CRONE CSD Toolbox" en abrégé). Après un ensemble de définitions possibles du système incertain à asservir, un ensemble d'interfaces utilisateur permet successivement de facilement définir et d'analyser le problème de commande à résoudre puis d'obtenir des régulateurs CRONE aussi performants et robustes que possible. Depuis 2010, la CRONE CSD Toolbox [Lanusse 2010, Lanusse *et al.*, 2011, 2013] est accessible en téléchargement libre sur Internet. Environ 900 utilisateurs du monde entier enregistrés ont téléchargé la CRONE CSD Toolbox au moins 1 fois (3 fois en moyenne) au gré de ses mises à jour successives. Parmi ces utilisateurs, près de 200 élèves de l'Université de Bordeaux et/ou de Bordeaux INP (Master2 et Option de 3<sup>ème</sup> année "Automatique, Mécatronique, Automobile, Aéronautique et Spatial" de l'ENSEIRB-MATMECA) ont suivi le cours de "Synthèse Fréquentielle de Commandes Robustes" et l'ont appliqué dans le cadre d'un bureau d'étude de l'Unité d'Enseignement "Dynamique du Véhicule et des Systèmes Aéronautiques et Spatiaux". Sous notre tutelle et avec la CRONE CSD Toolbox, environ 80 problèmes de commande robuste relatifs au Contrôle Global Châssis (système d'ABS, contrôle de lacet par micro braquage/freinage, suspension active ou semi-active, ...) ou à la stabilisation de satellites ont été résolus. Cela nous a permis de bien

vérifier l'adéquation entre l'outil proposé et, les compétences variables des utilisateurs et le réalisme des problèmes à traiter.

### 1.4.1 – Définition du système incertain à asservir

Avant d'entamer la synthèse du régulateur feedback robuste proprement dite, il est nécessaire que l'utilisateur soit capable de définir le système incertain à asservir (procédé). L'approche CRONE étant par nature fréquentielle, la dynamique incertaine du procédé doit y être connue par sa réponse fréquentielle, soit en l'occurrence par un ensemble aussi représentatif que possible de réponses fréquentielles. Le procédé pouvant être connu de différentes façons, la CRONE CSD Toolbox propose trois types principaux de définition de l'ensemble des réponses fréquentielles. Afin d'en simplifier l'utilisation, les modules de 1<sup>ère</sup> et 2<sup>ème</sup> générations de la CRONE CSD Toolbox ne requièrent que la connaissance d'une fonction de transfert nominale et de deux fonctions de transfert extrémales. Avec un potentiel de réglage plus important, le module de 3<sup>ème</sup> génération de la CRONE CSD Toolbox permet de prendre en compte l'incertitude sous la forme de domaines d'incertitude sur une bande de fréquence donnée, chacun étant construit dans le plan de Nichols pour entourer au plus proche (sans surestimation) l'ensemble des réponses fréquentielles du procédé à la fréquence correspondante.

#### 1.4.1.1 – Utilisation d'un ensemble de fonctions de transfert rationnelles du procédé

Un procédé peut être connu par un ensemble de fonctions de transfert rationnelles provenant soit d'un modèle linéaire de connaissance et dont les paramètres sont incertains, soit de l'extraction numérique ou analytique du modèle linéaire d'un système non linéaire autour de différents points de fonctionnement. Avec cet ensemble de fonctions de transfert, l'utilisateur peut utiliser une fonction définissant le procédé incertain, soit par 3 fonctions de transfert, soit par une fonction de transfert et une réponse fréquentielle nominales assortie des domaines d'incertitude fréquentielle sur une plage de fréquence donnée.

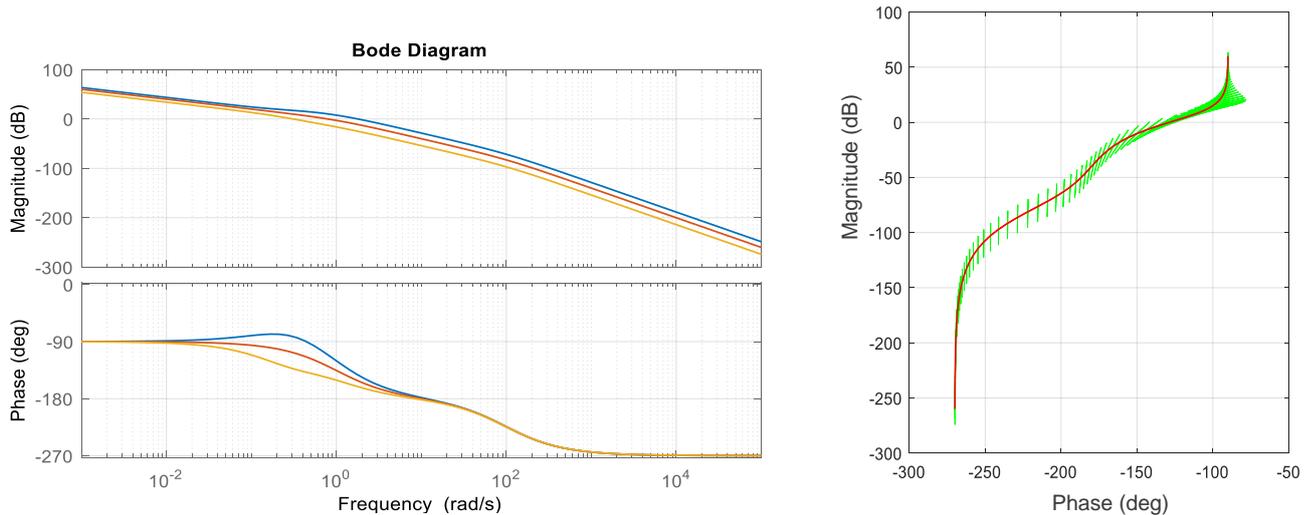
Considérons un procédé incertain  $G$  défini par 3 fonctions de transfert possibles :

$$G_1(s) = \frac{1.5 \left(1 + \frac{s}{0.2}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{0.5}\right) \left(1 + s\right) \left(1 + \frac{s}{100}\right)}; G_2(s) = \frac{1}{s(1+s) \left(1 + \frac{s}{100}\right)}; G_3(s) = \frac{0.5 \left(1 + \frac{s}{0.5}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{0.2}\right) \left(1 + s\right) \left(1 + \frac{s}{100}\right)}. \quad (1.10)$$

Les figures 1.3 et 1.4 montrent comment le procédé incertain peut être défini : soit par la réponse fréquentielle d'un procédé nominal (ici  $G_2(j\omega)$ ) et de deux procédés extrêmes (ici  $G_1(j\omega)$  et  $G_3(j\omega)$ ) ; soit par la réponse fréquentielle d'un procédé nominal associée à un ensemble de domaines d'incertitude fréquentielle polyédriques construits dans le plan de Nichols. Le procédé (1.10) n'étant défini que par 3 états paramétriques, chaque domaine d'incertitude se limite ici à un triangle ayant pour sommets les 3 réponses fréquentielles  $G_i(j\omega)$ .

Si ces outils sont très génériques, leur utilisation peut s'avérer un peu lourde quand le modèle du système comprend un grand nombre de paramètres incertains et indépendants. Pour un modèle défini par une même forme de fonction de transfert pour tous ses états paramétriques, il est ainsi apparu nécessaire de proposer aux utilisateurs de la CRONE CSD Toolbox une approche simplifiée et élégante. Pour l'illustrer, considérons un procédé incertain modélisé par

$$G(s) = \frac{\alpha \left(1 + \frac{s}{\beta}\right)}{1 + \frac{\gamma}{\eta} s + \frac{\beta}{\eta^2} s^2} \text{ avec : } 0.07 \leq \alpha \leq 0.14 ; 0.5 \leq \beta \leq 2 ; 1.2 \leq \gamma \leq 1.8 \text{ et } 8 \leq \eta \leq 13. \quad (1.11)$$



Figures 1.3 et 1.4 – Diagramme de Bode et de Nichols du procédé incertain (1.10) défini par une réponse fréquentielle nominale (—), deux réponses fréquentielles extrêmes (— et —) et un ensemble de domaines d'incertitude fréquentielle (—)

Le procédé nominal est ici défini par  $\alpha = 0.1$ ,  $\beta = 1$ ,  $\gamma = 1.5$  et  $\eta = 10$ . Le code Matlab proposé par la figure 1.5 permet de définir rapidement ce système incertain, à travers l'expression formelle  $G$  du procédé où la variable  $p$  correspond au vecteur des paramètres  $[\alpha, \beta, \gamma, \eta]$ , chacun ayant pour valeur nominale celle indiquée par la variable  $pnom$  et comme valeurs extrémales celles données par  $pextr1$  et  $pextr2$ . Le vecteur  $freq$  permet de définir la bande de fréquences dans laquelle ce modèle incertain sera considéré.

```
G='p(1)*(1+s/p(2))/(1+p(3)*s/p(4)+p(2)*s^2/p(4)^2);
pnom=[0.1,1,1.5,10];
pextr1=[0.07,0.5,1.2,8];
pextr2=[0.14,2,1.8,13];
freq=logspace(-3,3,60);

Plantdata=ltimodel2plantfile('Plant_ex2',G,pnom,pextr1,pextr2,freq,1);
```

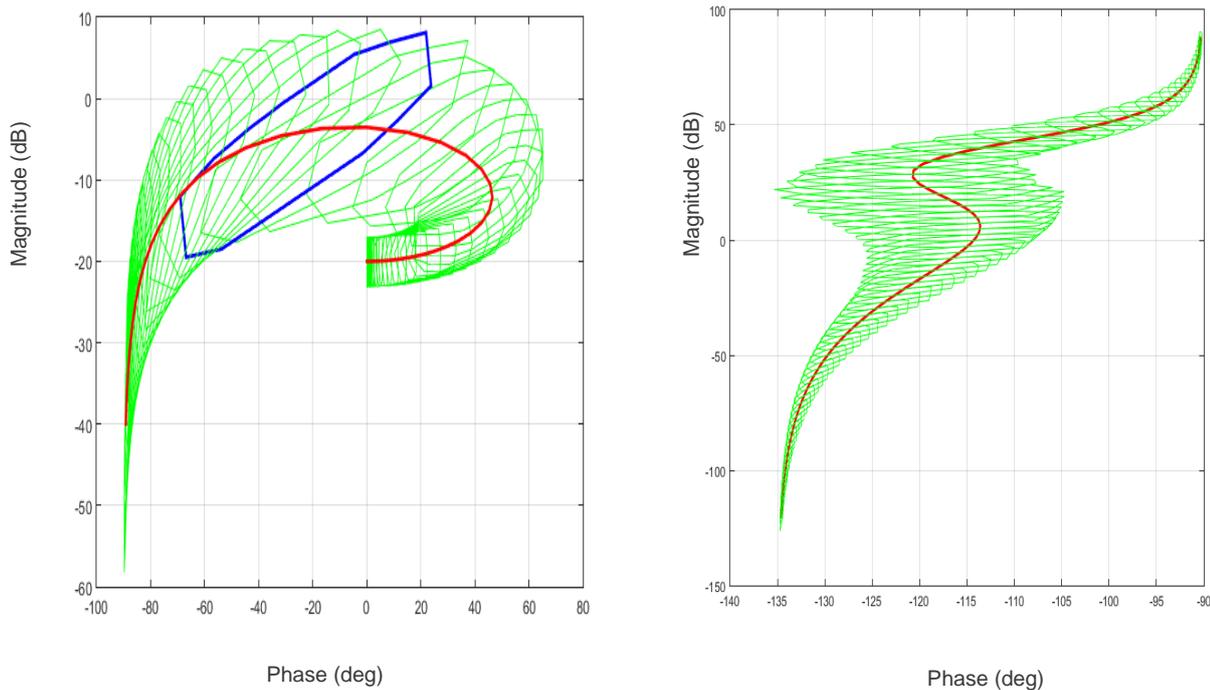
Figure 1.5 – Définition du modèle d'un système à paramètres incertains et indépendants

La figure 1.6 montre la réponse fréquentielle incertaine du procédé obtenue, un des domaines d'incertitude ayant été mis en évidence afin d'en discerner la forme.

#### 1.4.1.2 – Utilisation d'un ensemble de réponses fréquentielles du procédé

Il est parfois nécessaire de définir un système incertain directement à partir de ses réponses fréquentielles, soit parce qu'elles ont été mesurées et qu'on n'en connaît pas précisément les fonctions de transfert correspondantes, soit parce que la fonction de transfert modélisant le procédé est irrationnelle et donc (sauf cas particulier des systèmes à retard sur l'entrée ou sur la sortie) non prise en compte par les fonctions usuelles de Matlab. Ce dernier cas concerne notamment les fonctions de transfert d'ordres fractionnaires mais également celles qui sont non linéaire en  $s$  [Lanusse *et al.*; 2008]. Considérons le système  $G$  à modèle fractionnaire dont seule la réponse fréquentielle peut être définie quand les toolbox classiques de Matlab sont utilisées :

$$G(j\omega) = \frac{1}{j\omega} \left( \frac{\alpha}{1+j\omega\tau} + \frac{\beta}{1+\gamma(j\omega)^{0.5}} \right) \text{ avec } 1 \leq \alpha \leq 2 ; 0.7 \leq \beta \leq 1.4 ; 30 \leq \tau \leq 60 \text{ et } 0.7 \leq \gamma \leq 1.4. \quad (1.12)$$



Figures 1.6 et 1.7 – Diagramme de Nichols des procédés incertains (1.11) et (1.12) : réponses fréquentielles nominales (—) et ensembles de domaines d'incertitude fréquentielle (— et —)

La figure 1.7 montre la réponse fréquentielle incertaine produite par la toolbox CRONE. Le caractère fractionnaire est visible à travers une phase qui tend vers  $-135^\circ$  ( $-3\pi/2$  rad) en haute fréquence.

#### 1.4.1.3 – Utilisation d'un modèle de simulation du procédé

Simulink étant souvent utilisé pour la simulation des systèmes complexes, il est apparu opportun d'exploiter des modèles Simulink pour définir le modèle incertain linéaire d'un système à commander. L'outil proposé utilise la fonction de linéarisation numérique `linmod` de Matlab qui permet d'extraire le comportement dynamique linéaire d'un modèle Simulink linéaire ou non linéaire. Considérons par exemple l'équation différentielle régissant l'évolution de la vitesse longitudinale  $v(t)$  d'un véhicule mû par une force de traction  $f(t)$  :

$$m\dot{v}(t) = -\mu mg - kv(t)^2 + f(t), \quad (1.13)$$

où  $800 \leq m \leq 1200$  est la masse du véhicule (en kg),  $0.018 \leq \mu \leq 0.022$  un coefficient de résistance au roulement (en N/kg),  $g = 9.81 \text{ms}^{-2}$  la constante de gravité ;  $k = 2 \text{N}/(\text{m/s})^2$  un coefficient aérodynamique de résistance à l'avancement. Ce système pourrait être celui à considérer dans le cadre de la synthèse d'un régulateur de vitesse (ACC).

```
%Definition of nominal and extreme values of uncertain parameters PCC(i) : [mu, m, V0]
PCCnom=[0.02, 1000,90/3.6];
PCCextr1=[0.018, 800,50/3.6];
PCCextr2=[0.022,1200,130/3.6];

%Definition of Simulink model constants
assignin('base','g',9.81); %g=9.81
assignin('base','k',2); %k=2

%definition of optional arguments for the linearisation process
freq=logspace(-3,1,40); %120 log-spaced frequencies from 1e-3 to 10 rad/s
nump=[3,3,3]; %3 log-spaced values for each uncertain parameter
```

Figure 1.8 – Définition des paramètres pour la linéarisation d'un modèle Simulink

L'équation dynamique (1.13) considérée autour d'une vitesse longitudinale d'équilibre  $v_0$  permet de construire le modèle Simulink que propose la figure 1.9. Le code Matlab présenté par la figure 1.8 définit notamment l'incertitude portant sur chacun des paramètres  $m$  et  $\mu$ . Ce code et le modèle Simulink du système peuvent alors être utilisés conjointement par la toolbox CRONE afin de construire un modèle incertain linéaire autour de points de fonctionnement correspondant à  $50 \leq v_0 \leq 130$  (en km/h) et prenant en compte les états paramétriques possibles. La figure 1.10 présente la réponse fréquentielle incertaine du procédé obtenue.

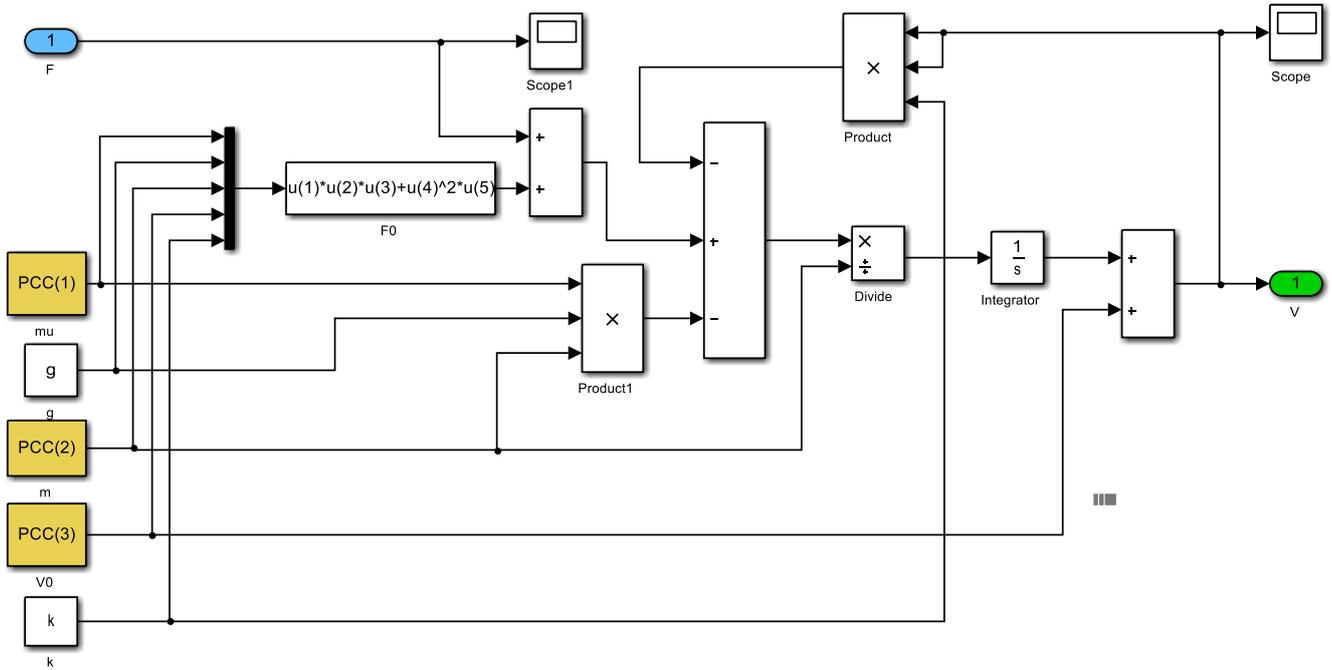


Figure 1.9 – Modélisation Simulink de la vitesse longitudinale  $V$  d'un véhicule soumis à une force de traction  $F$  :  $\mu$  coefficient de résistance au roulement,  $m$  masse du véhicule,  $V_0$  vitesse d'équilibre.

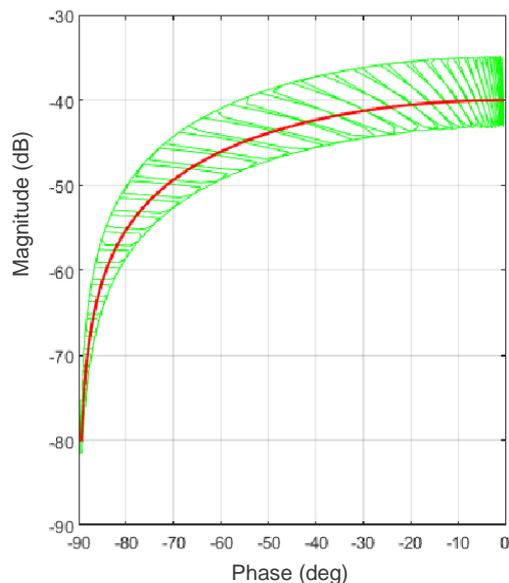


Figure 1.10 – Diagramme de Nichols correspondant au système non linéaire incertain (1.13) : réponse fréquentielle nominale (—) et ensemble de domaines d'incertitude fréquentielle (—)

Outre ces outils d'aide à la définition de systèmes incertains SISO pour la CRONE CSD Toolbox, d'autres fonctionnalités permettent également, de prendre en compte une incertitude additionnelle bornée en norme, d'interpréter un système MIMO comme un ensemble de systèmes

SISO incertains, et même d'associer deux définitions d'un même système incertain pour n'en constituer qu'une seule.

#### 1.4.2 – Analyse du système incertain et du problème de régulation à traiter

Une fois l'utilisateur aidé pour définir son procédé incertain, bien que cela n'ait pas été envisagé initialement, assez rapidement il nous a été demandé de l'assister aussi pour l'analyse de ce procédé au regard des performances de commande recherchées afin de l'aider à choisir et à paramétrer le module de commande CRONE le plus adapté. Outre quelques fonctions extérieures pour la définition du procédé, la CRONE SCD Toolbox a alors été organisée en 4 modules. Le premier module analyse le problème de commande puis oriente l'utilisateur vers un des 3 autres modules permettant les différentes synthèses de régulateurs robustes (Figure 1.11).

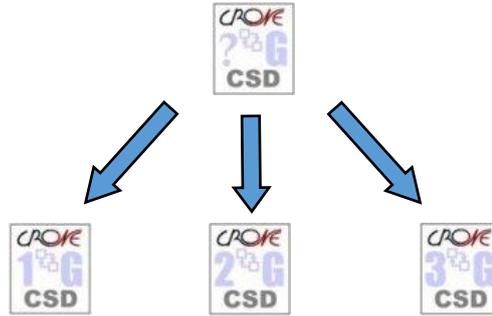


Figure 1.11 – Modules d'analyse et de synthèse de régulateurs robustes constituant la CRONE SCD Toolbox

Afin que les utilisateurs les moins expérimentés puissent aussi utiliser les outils proposés, il a été décidé de demander de décrire les performances désirées de façon extrêmement basique et relatives au domaine temporel, celui qui correspond à l'utilisation du système de régulation à synthétiser. Ainsi, seuls le temps de réponse et le dépassement vis-à-vis d'une consigne de type échelon doivent être définis initialement et ceci uniquement pour l'état nominal du procédé. Sachant que pour un régulateur correctement synthétisé, ce temps de réponse  $t_{r \text{ nom}}$  est lié à la pulsation de coupure en boucle fermée  $\omega_{c \text{ nom}}$  par la relation

$$t_{r \text{ nom}} \approx \frac{3}{\omega_{c \text{ nom}}}, \quad (1.14)$$

et que pulsation de coupure en boucle fermée  $\omega_{c \text{ nom}}$  et pulsation au gain unité en boucle ouverte  $\omega_{cg \text{ nom}}$  sont proches, il est possible d'analyser la réponse fréquentielle du procédé dans la bande fréquentielle  $[\omega_A, \omega_B]$  dans laquelle  $\omega_{cg}$  est susceptible d'évoluer. Les bornes de cette bande fréquentielle sont automatiquement estimées en tenant compte de la variation de gain du procédé  $\Delta G_{\text{dB}}$  en  $\omega_{cg \text{ nom}}$  et de la pente de gain de la réponse fréquentielle en boucle ouverte, elle-même liée à la marge de phase  $M_\Phi$  correspondant au dépassement requis :

$$\log_{10} \frac{\omega_B}{\omega_A} = \left| \frac{\Delta G_{\text{dB}}}{20 \frac{-180 + M_\Phi}{90}} \right|. \quad (1.15)$$

Sachant que l'objectif est de proposer à l'utilisateur une méthodologie à la fois facile à utiliser et produisant à des régulateurs performants, le module mettant en œuvre la méthodologie CRONE de 1<sup>ère</sup> génération est préconisé quand la phase du procédé incertain varie peu en fonction de la fréquence et de l'état paramétrique sur la bande de fréquence  $[\omega_A, \omega_B]$ , seul le gain étant alors susceptible de varier. Comme la suite de ce document le montrera, le module mettant en œuvre la méthodologie CRONE de 2<sup>ème</sup> génération est préconisé si la phase du procédé reste insensible à l'état paramétrique mais peut varier en fonction de la fréquence. Dans le cas contraire (phase et gain variables lors des

variations paramétriques) le module CRONE de 3<sup>ème</sup> génération devra être employé. Il est également à noter que le module CRONE de 2<sup>ème</sup> génération qu'on a voulu le plus simple possible ne permet pas la commande de procédé comportant des pôles ou zéros à partie réelles positives ou un retard. Egalement, seul le module CRONE de 3<sup>ème</sup> génération est apte à traiter des procédés instables. Une fois le module de synthèse choisi, ses paramètres sont alors automatiquement initialisés à partir de toutes les informations déjà renseignées : spécifications, analyse du procédé nominal et reparamétré. La relation (1.15) permet notamment d'initialiser les pulsations qui gèreront la robustesse des régulateurs.

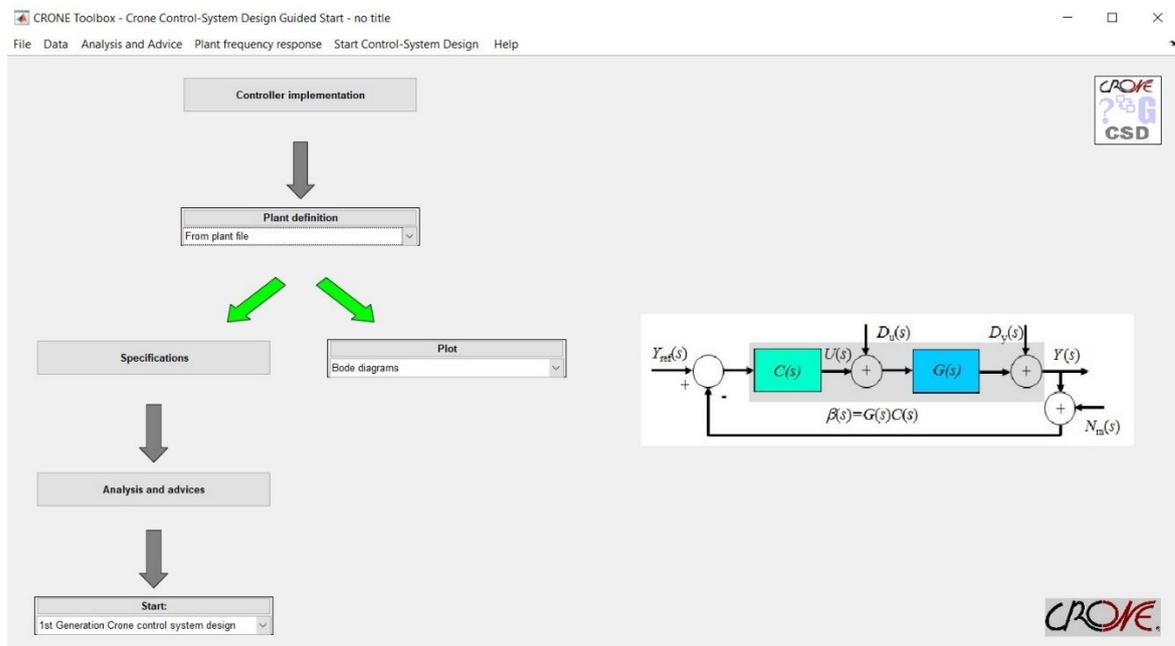


Figure 1.12 – Interface du module d'assistance pour le choix et l'initialisation des modules de synthèse de la CRONE CSD Toolbox

La figure 1.12 montre l'interface de ce module d'assistance permettant le choix et l'initialisation des modules de synthèse. L'utilisateur doit tout d'abord indiquer s'il souhaite synthétiser un régulateur à temps continu ou à temps discret, et ceci par quelle méthode. Après avoir défini le système incertain à asservir comme présenté précédemment (section 1.4), l'utilisateur précise les performances attendues (temps de réponse, dépassement, ordres des effets de filtrage et d'intégration du régulateur). Considérons la synthèse d'un régulateur à temps continu du procédé incertain défini par la relation (1.10) et dont la réponse fréquentielle est représentée par les figures 1.3 et 1.4. Pour un dépassement requis de 20% en réponse à une variation de consigne de type échelon, les figures 1.13, 1.14 et 1.15 montrent le résultat de l'analyse et les conseils donnés pour des temps de réponse requis (et atteignables)  $t_{r \text{ nom}}$  respectivement de 0.4ms, 30ms puis 2s. Compte tenu de la pulsation  $\omega_{cg}$  nécessaire et de sa plage de variation résultant du gain incertain du procédé, ces analyses reposent sur l'évaluation de la variation de phase du procédé en fonction de la fréquence et également en fonction de l'état paramétrique du procédé.

- Pour  $t_{r \text{ nom}} = 0.4\text{ms}$  ( $2355\text{rad/s} \leq \omega_{cg} \leq 19412\text{rad/s}$ ) la phase du procédé est à la fois constante en fonction de la fréquence et de l'état paramétrique du procédé. L'utilisation du module CRONE de 1<sup>ère</sup> génération est donc logiquement conseillée.

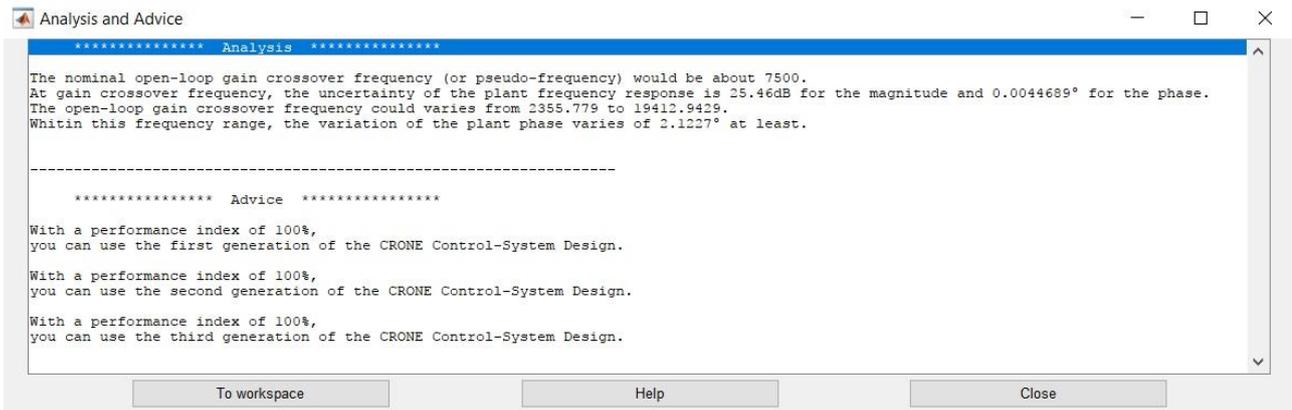


Figure 1.13 – Analyse du problème de commande du procédé défini par (1.10) avec un objectif de temps de réponse de 0.4ms

- Pour  $t_{r \text{ nom}} = 30\text{ms}$  ( $31\text{rad/s} \leq \omega_{cg} \leq 258\text{rad/s}$ ) la phase du procédé est quasi-constante vis-à-vis de l'état paramétrique du procédé mais varie beaucoup en fonction de la fréquence. C'est donc vers le module CRONE de 2<sup>ème</sup> génération que l'utilisateur est dirigé.

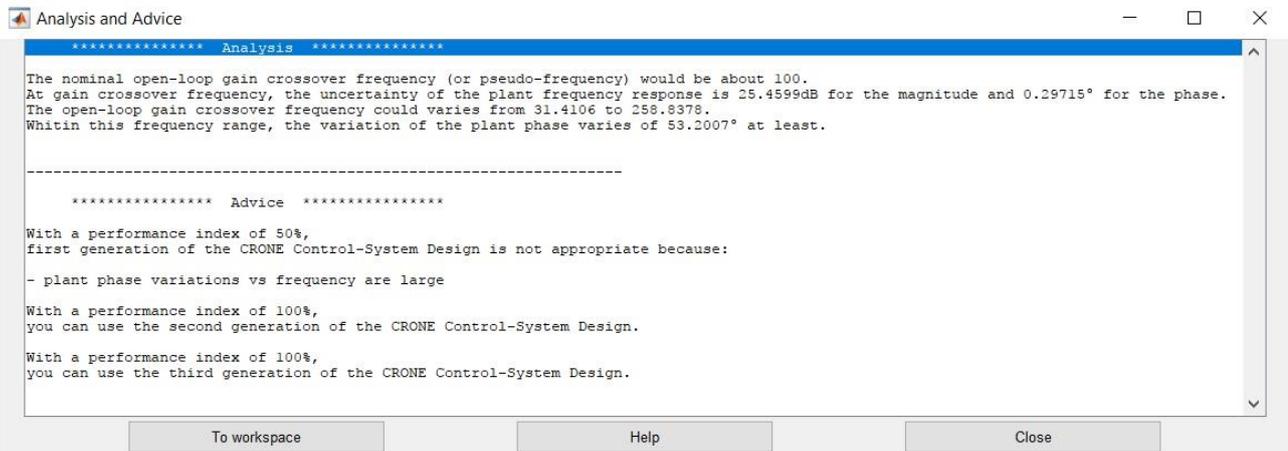


Figure 1.14 – Analyse du problème de commande du procédé défini par (1.10) avec un objectif de temps de réponse de 30ms

- Pour  $t_{r \text{ nom}} = 2\text{s}$  ( $0.48\text{rad/s} \leq \omega_{cg} \leq 3.79\text{rad/s}$ ) la phase du procédé dépend de la fréquence mais surtout de l'état paramétrique du procédé. Le module CRONE de 3<sup>ème</sup> génération est alors le seul susceptible de générer un régulateur robuste

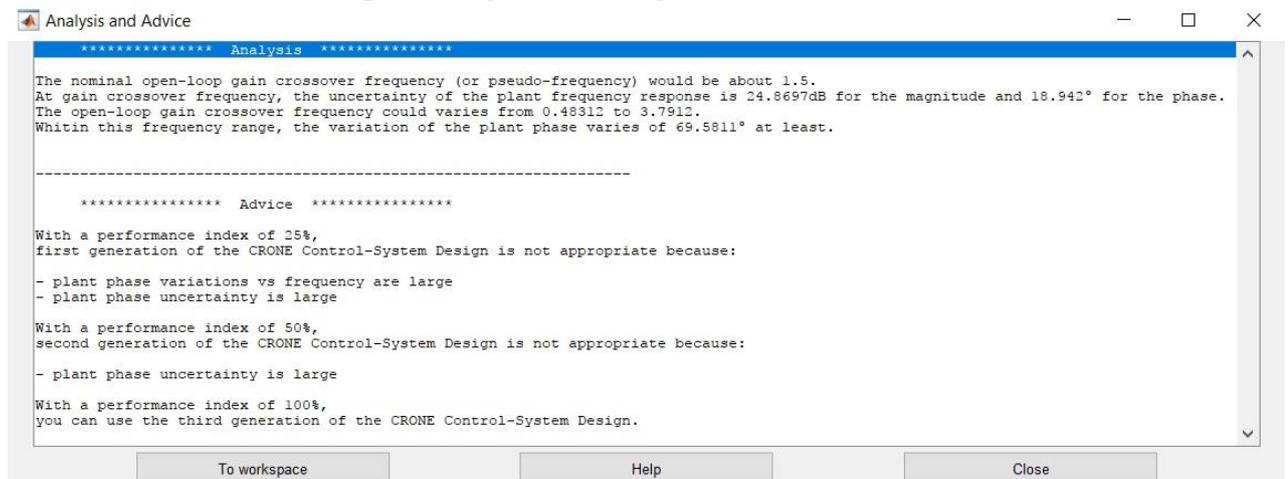


Figure 1.15 – Analyse du problème de commande du procédé défini par (1.10) avec un objectif de temps de réponse de 2s

### 1.4.3 – Synthèse automatisée d'un régulateur CRONE de 1<sup>ère</sup> génération

Le module de synthèse d'un régulateur CRONE de 1<sup>ère</sup> génération a été conçu afin de permettre à un utilisateur de synthétiser de façon automatisée un régulateur robuste. En effet quand le module d'analyse l'a conseillé et en a initialisé les paramètres, le module de 1<sup>ère</sup> génération permet après par une succession de quelques validations de déterminer les paramètres de la forme fractionnaire du régulateur défini par (1.6) puis les paramètres du régulateur rationnel (1.7). Ce module permet de vérifier la robustesse et les performances fréquentielles en boucle fermée, puis également de générer un modèle Simulink du régulateur directement implantable dans un schéma de simulation. Là aussi l'interface que présente la figure 1.16 a été conçue en réponse à la demande d'un partenaire industriel souhaitant offrir à ses ingénieurs un outil très simple d'utilisation.

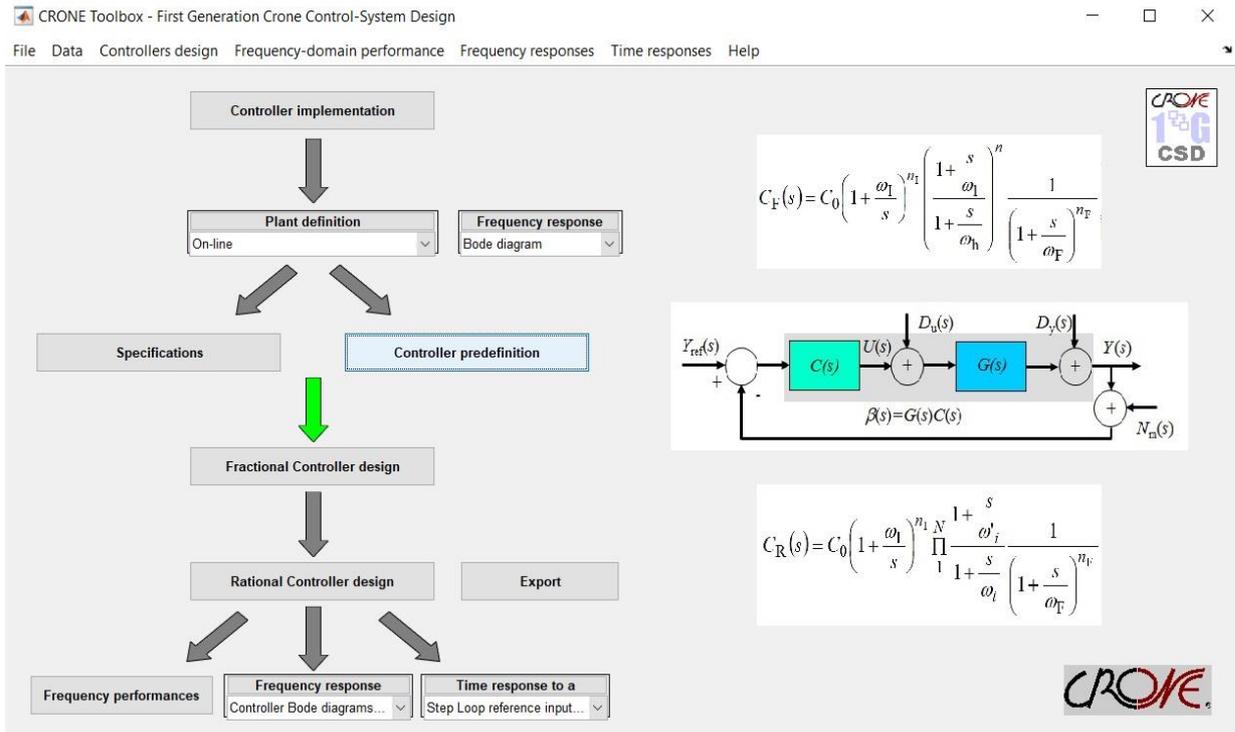


Figure 1.16 – Interface principale du module de synthèse de régulateur CRONE de 1<sup>ère</sup> génération de la CRONE CSD Toolbox

Bien que la présentation de ce module incite à une utilisation de type « presse-bouton », il permet aussi à un utilisateur ayant acquis un peu d'expérience de modifier des paramètres de synthèse importants quant à la rapidité et au degré de stabilité de la boucle fermée, à savoir les pulsations  $\omega_{cg}$  et marge de phase nominales. L'utilisateur expérimenté peut également modifier la gestion du compromis robustesse/performance en réduisant/augmentant respectivement les rapports  $\omega_{cg}/\omega_1$ ,  $\omega_F/\omega_{cg}$ ,  $\omega_B/\omega_A$ ,  $\omega_A/\omega_1$  et  $\omega_h/\omega_B$ . La figure 1.17 présente les spécifications et les paramètres du régulateur fractionnaire initialisés pour le procédé incertain défini par la relation (1.10) et le cahier des charges illustré par la Figure 1.13.

Pour modifier tous ces paramètres, l'utilisateur peut bien évidemment se fonder sur le tracé des fonctions de sensibilités en boucle fermée. La figure 1.18 les présente pour le réglage initialisé du régulateur fractionnaire.

Frequency-domain specification

Required nominal open-loop gain-crossover frequency  $w_{cg}$  (rad/s):  
7500

Required nominal phase margin  $P_m$  (deg):  
54.9176

OK Help Cancel

---

Controllers predefinition

Integral order  $n_i$ :  
1

Low-pass filter order  $n_f$ :  
1

$w_{cg}/w_l$  ratio:  
30

$w_f/w_{cg}$  ratio:  
30

Fractional-effect width  $w_B/w_A$ :  
8.2406

$w_{AB}/w_{cg}$  ratio:  
1

$w_A/w_l$  ratio:  
10

$w_h/w_B$  ratio:  
10

Number of cells for rational approximation:  
5

OK Help Cancel

Figure 1.17 – Interfaces permettant de paramétrer la synthèse d'un régulateur CRONE de 1<sup>ère</sup> génération

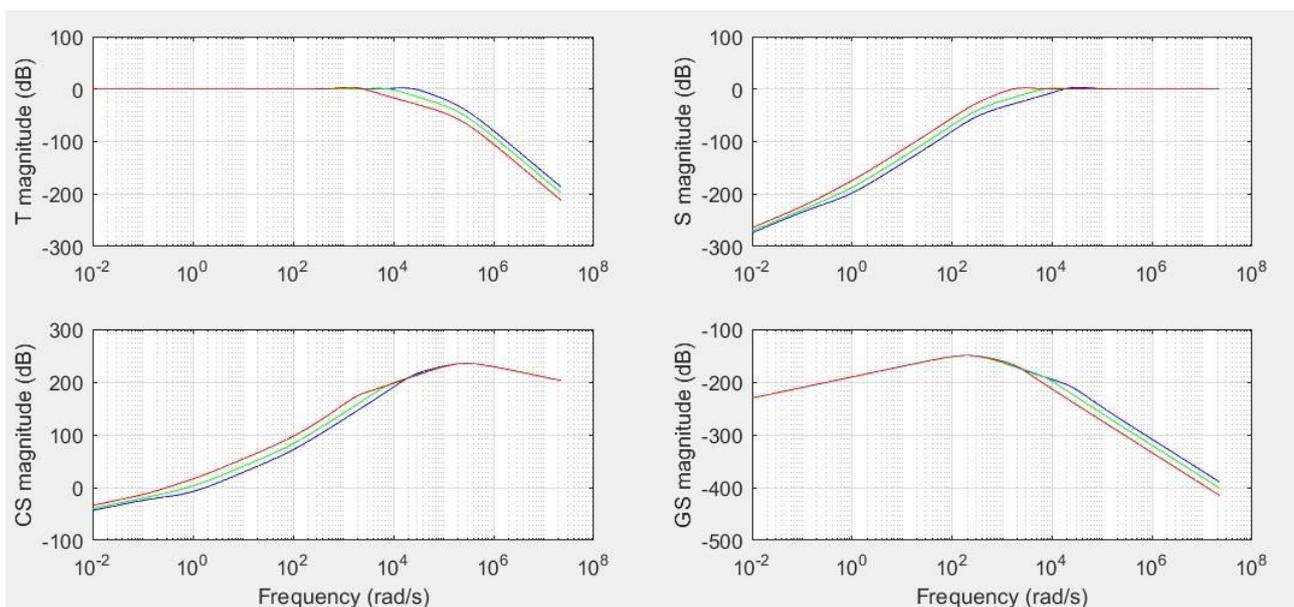


Figure 1.18 – Fonctions de sensibilité résultant du calcul d'un régulateur CRONE fractionnaire de 1<sup>ère</sup> génération

Il est également possible de gérer le compromis qualité d'approximation/complexité du régulateur rationnel en réduisant/augmentant la valeur du nombre de cellules  $N$  (Figure 1.17) dont l'effet peut être qualitativement estimé en comparant l'allure des réponses fréquentielles incertaines avant et après approximation rationnelle (Figure 1.19 présente les lieux de Nichols). Cet effet peut être aussi estimé quantitativement en comparant notamment les performances fréquentielles avant et après approximation (Figure 1.20). On peut remarquer que les valeurs extrémales des performances avant et après approximation rationnelles sont très proches. On peut en déduire que l'ordre  $N$  est suffisant voire pourrait être réduit.

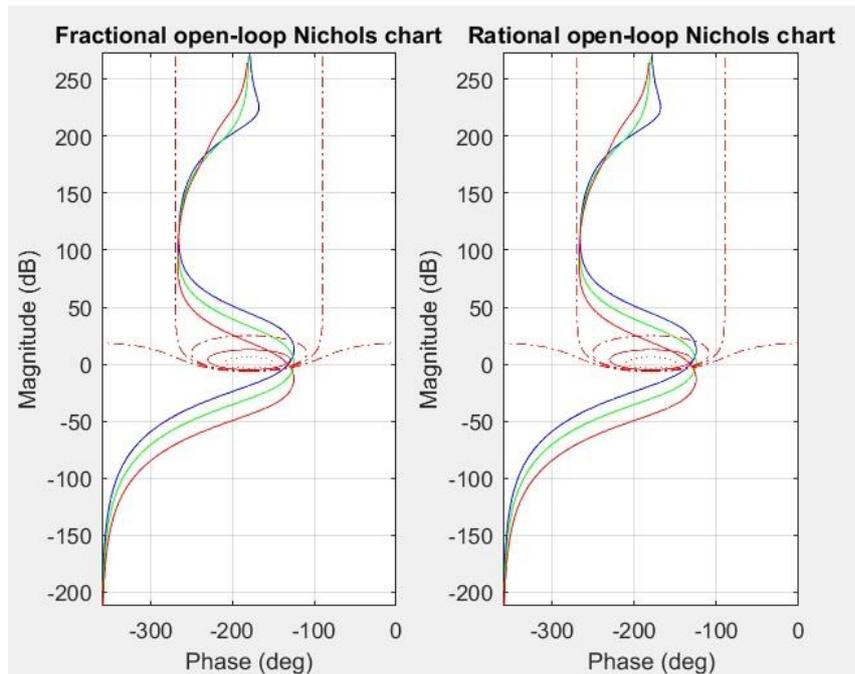


Figure 1.19 – Comparaison des lieux de Nichols de la fonction de transfert en boucle ouverte avant et après l'approximation rationnelle du régulateur

	Fractional controller		Rational controller	
	min. value	max. value	min. value	max. value
Phase margin (°)	47.4152	54.8811	47.6394	55.0334
Gain margin (dB)	18.9346	30.4152	19.0011	30.4817
Gain crossover frequency	2163.1953	20869.7013	2162.7598	20861.2114
Resonant frequency	1569.1229	17170.7136	1569.1229	17170.7136
Peak mag. of T(s)	1.8109	3.4014	1.8035	3.3655
Peak mag. of S(s)	1.8582	3.3063	1.8477	3.2793
Modulus margin	0.7811	0.8074	0.68555	0.80838
Peak mag. of CS(s)	235.1381	235.151	235.2468	235.2595
Peak mag. of GS(s)	-149.9167	-149.8382	-149.8157	-149.7179

Figure 1.20 – Comparaison des performances fréquentielles avant et après l'approximation rationnelle du régulateur

Par ailleurs on constate aussi que même si le degré de stabilité reste raisonnable (marge de phase, pic de résonance  $T$  et de  $S$ , marge de module) pour les différents états paramétrique du procédé commandé, la robustesse pourrait être augmentée. Pour cela, au prix d'une probable d'une perte de performance (augmentation des gains de  $CS$  et de  $SG$ ), l'utilisateur pourrait décider d'augmenter les rapports  $\omega_{cg}/\omega_l$ ,  $\omega_F/\omega_{cg}$ ,  $\omega_B/\omega_A$ ,  $\omega_A/\omega_l$  et  $\omega_h/\omega_B$ . La figure 1.21 montre les performances obtenues en faisant passer les rapports  $\omega_{cg}/\omega_l$  et  $\omega_F/\omega_{cg}$  de 30 à 40,  $\omega_B/\omega_A$  de 8.26 à 20,  $\omega_A/\omega_l$  et  $\omega_h/\omega_B$  de 10 à 20.

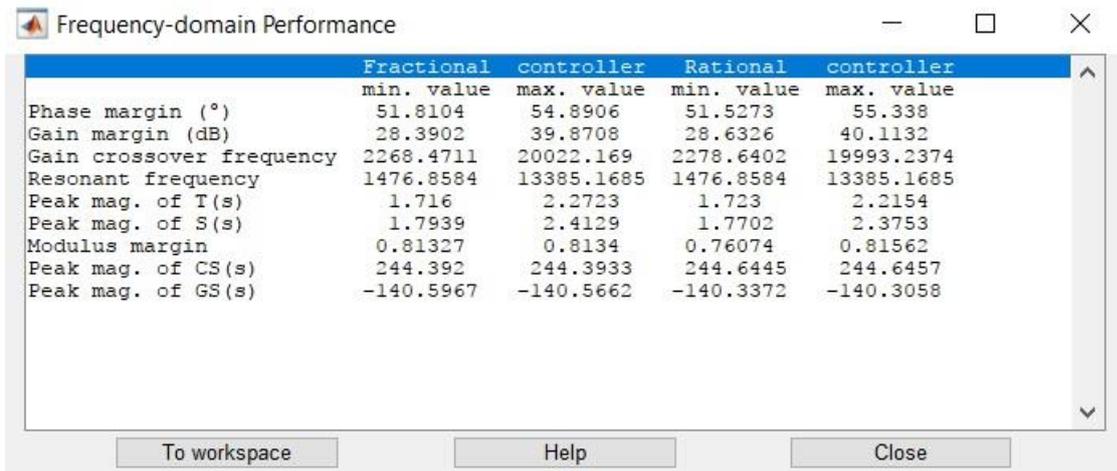


Figure 1.21 – Performances fréquentielles obtenues avec des paramètres de synthèse modifiés par l'utilisateur

On peut remarquer que la robustesse a été améliorée, la marge de phase varie un peu moins mais surtout que la valeur maximale du pic de résonance de  $T$  a significativement diminué en passant de 3.3dB à 2.3dB. En revanche, la sensibilité du signal de commande au bruit de mesure et de la sortie à une perturbation d'entrée se sont dégradées, les pics de résonance de  $CS$  et de  $SG$  ont chacun augmenté d'environ 9dB.

Finalement, afin de permettre son intégration rapide dans un schéma de simulation Simulink, le modèle du régulateur rationnel est créé sous la forme d'un arrangement d'éléments en parallèle (Figure 1.21) préparant ainsi la mise en place d'un système de désaturation (anti-windup) consistant en une contre-réaction de l'effet intégral (dernier élément de l'arrangement). Si lors de la description de son problème de commande, l'utilisateur a indiqué que le régulateur devait être implanté à temps discret, tous ces éléments sont à temps discret soit issus d'une approximation continu/discret soit d'un changement de variable bilinéaire pseudo-continu/discret.

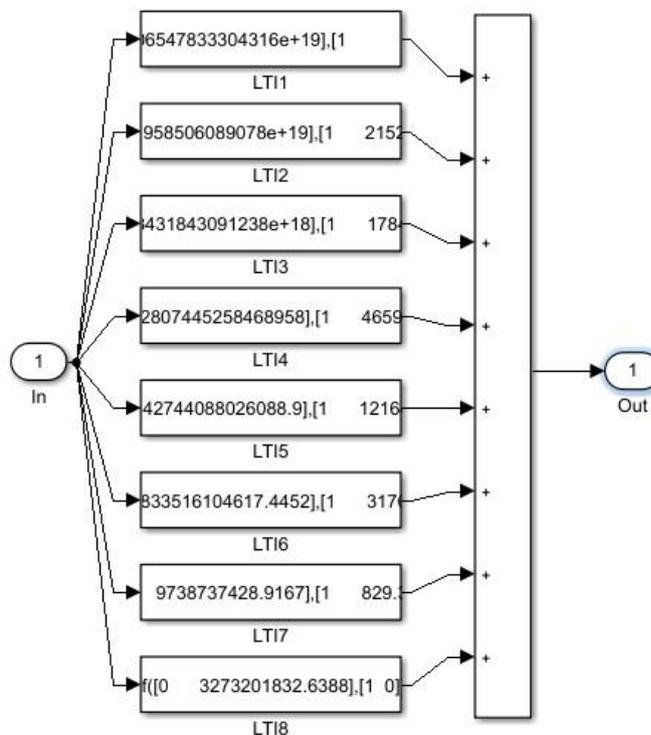


Figure 1.22 – Modèle Simulink du régulateur rationnel prêt à être utilisé

Grace aux outils Matlab développés, toujours en pensant à l'utilisateur final, un régulateur CRONE de 1<sup>ère</sup> génération peut donc être très facilement synthétisé et donc sans grande difficulté remplacer avantageusement le régulateur PID habituel dont le faible nombre de paramètres ne permet pas toujours de considérer à la fois des objectifs de performance et de robustesse. La visualisation des fonctions de sensibilité et la possibilité de modifier les valeurs des paramètres de synthèse définies par défaut, permet également à l'utilisateur de monter en compétence et de tenir compte au mieux du cahier des charges. Cette montée en compétence doit par la suite lui permettre de s'orienter quand cela est nécessaire vers les modules CRONE de 2<sup>ème</sup> puis de 3<sup>ème</sup> génération.

### 1.5 – Commandes CRONE de 2<sup>ème</sup> et 3<sup>ème</sup> générations : un loop shaping assisté et performant

Alors que la commande CRONE de 1<sup>ère</sup> génération doit être réservée aux systèmes dont seul le gain est incertain et la phase constante au voisinage de la bande passante désirée, les commandes CRONE de 2<sup>ème</sup> et 3<sup>ème</sup> générations étendent le domaine d'application. Toutes deux consistent en une mise en forme de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale dont est ensuite déduite celle du régulateur. La commande CRONE de 2<sup>ème</sup> génération s'applique particulièrement aux systèmes dont seul le gain est incertain mais dont la phase peut varier en fonction de la fréquence au voisinage de la bande passante désirée. Bien que n'étant qu'un cas particulier de celle de 3<sup>ème</sup> génération, la commande de 2<sup>ème</sup> génération a plusieurs intérêts. Comme celle de 1<sup>ère</sup> génération, elle utilise une fonction de transfert d'ordre fractionnaire réel. Comme pour celle de 1<sup>ère</sup> génération, la méthodologie associée est directe, chaque paramètre pouvant être calculé analytiquement et donc sans qu'un algorithme d'optimisation soit nécessaire. Ainsi, la commande de 2<sup>ème</sup> génération permet d'établir un pont pédagogique entre celles de 1<sup>ère</sup> et 3<sup>ème</sup> générations pour finalement permettre à ses utilisateurs de synthétiser des régulateurs gérant au mieux la robustesse et les performances, ceci pour tous types de procédés incertains.

#### 1.5.1 – Commande CRONE de 2<sup>ème</sup> génération : du Bode, du fractionnaire, de la méthode

Pour les systèmes dont le gain est incertain et dont la phase varie au voisinage de la bande passante désirée associée à  $\omega_{cg}$ , le régulateur CRONE de première génération à phase constante ne permet pas de garantir la robustesse du degré de stabilité. Celle-ci pourrait par contre être obtenue grâce à un régulateur permettant de générer une fonction de transfert en boucle ouverte à phase constante. Le premier, Bode [1945] a recommandé de synthétiser des régulateurs conduisant à des caractéristiques de boucle ouverte dans une bande de fréquence autour de  $\omega_{cg}$  (pente de gain et de phase constantes, expression du logarithme du module) appelées aujourd'hui « Bode's ideal cut-off characteristic » [Åstrom, 2000; Barbosa *et al.*, 2004; Baños *et al.*, 2011]. L'utilisation des fonctions de transfert d'ordre fractionnaire étant maintenant devenue plus classique, on sait aujourd'hui que ce que préconisait Bode correspond à la fonction de transfert suivante :

$$L(s) = \frac{10^{L_0}}{\left( \sqrt{1 + \frac{s^2}{\omega_0^2}} + \frac{s}{\omega_0} \right)^{2(1-y)}} \quad \text{avec } \omega_0 \ll \omega_{cg}, L_0 > 1 \text{ et } 0 \leq y \leq \frac{1}{2}, \quad (1.16)$$

l'ordre  $2(1-y)$  étant évidemment compris entre 1 et 2. La figure 1.23 montre le lieu de Nichols de cette fonction de transfert en boucle ouverte qui présente une phase constante de  $-150^\circ$  autour de l'axe 0dB pour une valeur de  $y$  de  $1/6$  conduisant alors à une marge de phase  $M_\Phi$  de  $30^\circ$  ( $180^\circ/6$ ).

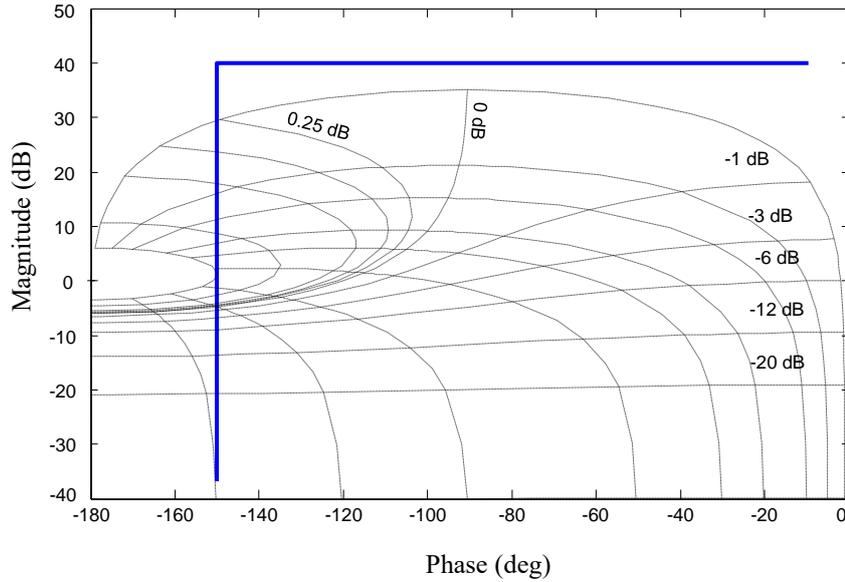


Figure 1.23 – Lieu de Nichols de la fonction de transfert en boucle ouverte préconisée par Bode pour  $10^{L_0} = 100$ ,  $\omega_0 = 1 \text{ rad/s}$  et  $y = 1/6$

Si Bode avait eu connaissance des fonctions de transfert d'ordre fractionnaire, il aurait peut-être proposé une méthodologie de synthèse fondée sur la fonction de transfert d'un simple intégrateur d'ordre fractionnaire et pourquoi pas guidé ses collègues pour le choix de zéros et de pôles devant constituer le régulateur. Oustaloup [1991] l'a fait plus tard et cela a conduit à la définition de la méthodologie CRONE de 2<sup>ème</sup> génération. En considérant que la pulsation  $\omega_{cg}$  est susceptible d'évoluer dans une plage de fréquence  $[\omega_A, \omega_B]$  où le procédé a un gain incertain, la méthodologie CRONE de 2<sup>ème</sup> génération préconise de définir la fonction de transfert en boucle ouverte nominale par :

$$\beta_{\text{nom F}}(s) = K \left( \frac{\omega'_1}{s} + 1 \right)^{n_l} \left( \frac{1 + s/\omega_h}{1 + s/\omega_l} \right)^v \frac{1}{\left( 1 + s/\omega'_h \right)^{n_h}}, \quad (1.17)$$

avec  $n_l, n_h$  et  $v \in \mathbb{R}$ ,  $v \in [1,2]$ ,  $\omega'_1, \omega_l, \omega_h, \omega'_h$  et  $K \in \mathbb{R}^+$ .

Généralement,  $\omega'_1 \leq \omega_l \leq \omega_{cg} \leq \omega_h \leq \omega'_h$ . Les ordres  $n_l$  and  $n_h$  (généralement entiers positifs) sont définis logiquement en tenant compte des spécifications de commande (limitation de l'effort de commande et rejet de perturbations) et des comportements asymptotiques  $n_{pl}$  et  $n_{ph}$  du gain du procédé en haute et basse fréquence. Comme le montre la figure 1.24, cette définition permet d'obtenir le comportement à phase constante préconisé par Bode autour de l'axe 0dB, la partie d'ordre  $v$  correspondant à un intégrateur d'ordre fractionnaire borné en basse et haute fréquences.

Les zones grisées matérialisant l'effet de l'incertitude portant sur le gain du procédé, on constate ici, que ni la marge de phase  $M_\Phi$  ni le pic de résonance  $M_r$  de  $T$  ne sont affectés par l'incertitude de gain. Il a été démontré qu'il en est de même pour les variations du pic de résonance de  $S$  (et donc de son inverse la marge de module) et de l'amortissement des pôles dominants de la boucle fermée. Ce gabarit vertical (phase constante du lieu de Nichols autour de l'axe 0dB) constitue donc bien le loop shaping optimal que Bode cherchait à réaliser et vers lequel convergent parfois des approches robustes plus récentes (QFT,  $H_\infty$ , etc.).

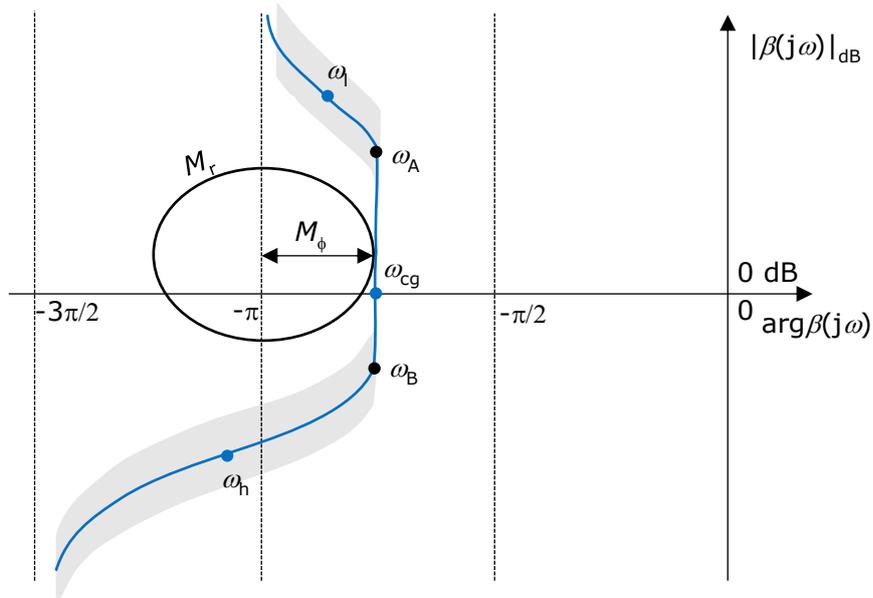


Figure 1.24 – Lieu de Nichols d'une fonction de transfert en boucle ouverte caractéristique de la commande CRONE de 2<sup>ème</sup> génération. Ici,  $\omega'_1 = \omega_1$ ,  $\omega_h = \omega'_h$ ,  $n_1 = 2$  and  $n_h = 3$ .

Les pulsations  $\omega'_1$ ,  $\omega_1$ ,  $\omega_h$  et  $\omega'_h$  étant définies comme le sont les pulsations  $\omega_1$ ,  $\omega_1$ ,  $\omega_h$  et  $\omega_F$  pour la première génération, l'ordre fractionnaire  $\nu$  et le gain  $K$  sont calculés analytiquement pour assurer la phase  $-\pi + M_\phi$  et le gain unitaire de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale à  $\omega_{cg}$ . La particularité de la commande CRONE de 2<sup>ème</sup> génération est de guider fortement l'utilisateur en conditionnant la forme de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale  $\beta_{nomF}(s)$ .  $\beta_{nomF}(s)$  correspondant à la mise en cascade du régulateur  $C(s)$  et du procédé nominal  $G_{nom}(s)$ , obtenir le régulateur est alors relativement simple :

$$C(s) = \beta_{nomF}(s) G_{nom}^{-1}(s), \quad (1.18)$$

L'utilisation directe de (1.18) conduirait évidemment à un régulateur fractionnaire ne pouvant pas être implémenté. Si une méthodologie d'identification fréquentielle peut être utilisée pour déterminer une forme rationnelle d'ordre relativement faible [Oustaloup *et al.*, 2002], ce régulateur peut aussi être obtenu en remplaçant  $\beta_{nomF}(s)$  dans (1.18) par son équivalent rationnel  $\beta_{nomR}(s)$  :

$$\beta_{nomR}(s) = K \left( \frac{\omega'_1}{s} + 1 \right)^{n_1} \left( \frac{1 + s/\omega_h}{1 + s/\omega_1} \right)^{\lfloor \nu \rfloor} \prod_{i=1}^N \frac{1 + \frac{s}{\omega'_i}}{1 + \frac{s}{\omega_i} \left( 1 + \frac{s}{\omega'_h} \right)^{n_h}}, \quad (1.19)$$

où  $\lfloor \nu \rfloor$  est la partie entière de  $\nu$  et où  $N$  cellules pôles/zéros récursifs approximent la partie non entière de  $\nu$  tel que proposé par Oustaloup [Oustaloup 1981; Oustaloup *et al.* 2000b]. Bien que l'utilisation de (1.19) puisse conduire à un régulateur d'ordre élevé, la complexité de  $\beta_{nomR}(s)$  s'ajoutant à celle de  $G_{nom}^{-1}(s)$ , elle a l'avantage de proposer un régulateur rationnel sans qu'aucun processus itératif ne soit nécessaire et donc être en accord avec deux objectifs majeurs de la méthodologie CRONE de 2<sup>ème</sup> génération : produire analytiquement un régulateur robuste et emmener progressivement l'utilisateur vers la commande CRONE de 3<sup>ème</sup> génération qui en étend le domaine d'application.

1.5.2 – Synthèse analytique d’un régulateur CRONE de 2<sup>ème</sup> génération

Le module de synthèse d’un régulateur CRONE de 2<sup>ème</sup> génération reprend les grandes lignes de celui de 1<sup>ère</sup> génération. Ses paramètres sont également initialisés par le module d’analyse. La figure 1.25 présente l’interface permettant la synthèse en quelques étapes. On peut remarquer une différence majeure, ce sont cette fois ci les paramètres de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale et d’ordre fractionnaire définie par (1.17) qui sont déterminés et non ceux d’un régulateur fractionnaire.

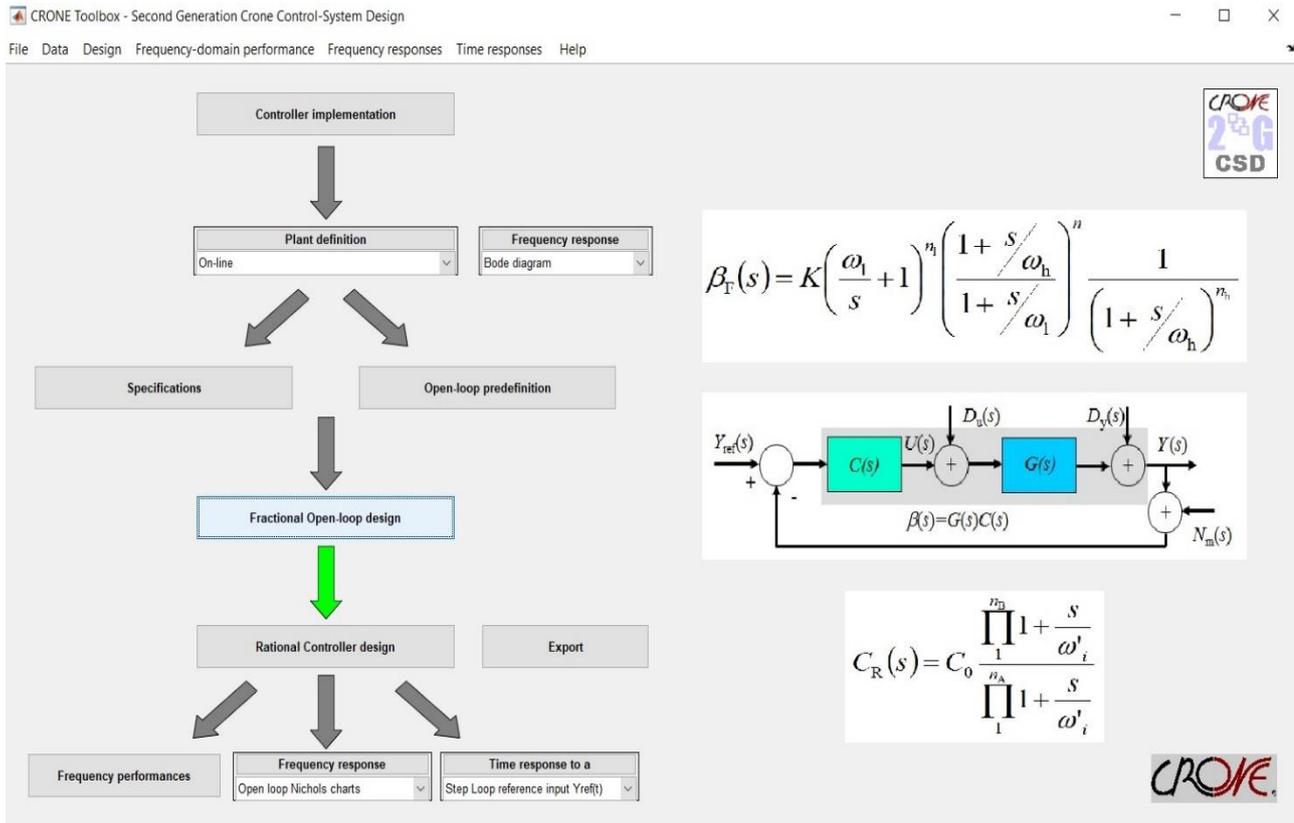


Figure 1.25 – Interface principale du module de synthèse de régulateur CRONE de 2<sup>ème</sup> génération de la CRONE CSD Toolbox

Pour simplifier encore l’utilisation de ce module, les pulsations  $\omega'_l$  et  $\omega'_h$  ont été arbitrairement et respectivement choisies égales à  $\omega_l$  et  $\omega_h$ . Si l’utilisateur a initialement indiqué que le régulateur devait disposer d’un effet intégrateur et/ou de filtrage, les ordres basse et haute fréquence de la fonction de transfert en boucle ouverte sont automatiquement déterminés en tenant compte des ordres basse et haute fréquences de la fonction de transfert du procédé nominal. La figure 1.26 présente les spécifications et les paramètres de la boucle ouverte fractionnaire initialisés pour le procédé incertain défini par la relation (1.10) et le cahier des charges illustré par la Figure 1.14.

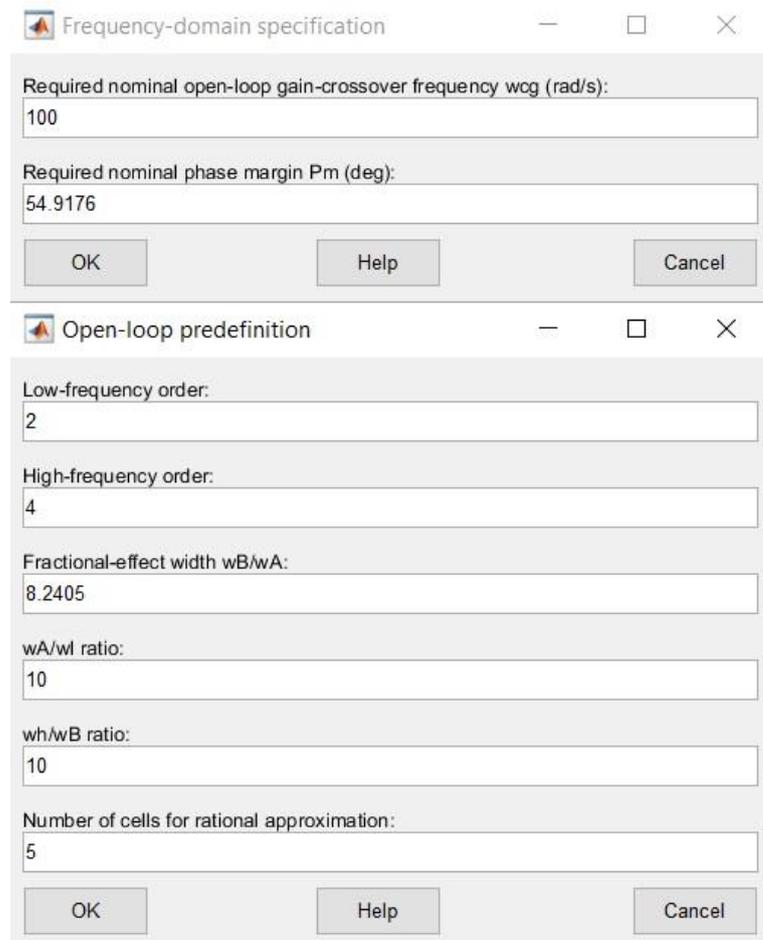


Figure 1.26 – Interfaces permettant de paramétrer la synthèse d'une boucle ouverte CRONE de 2<sup>ème</sup> génération

La figure 1.27 illustre la robustesse de la marge de phase obtenue que ce soit en utilisant la fonction de transfert fractionnaire ou le régulateur rationnel qui en est issu.

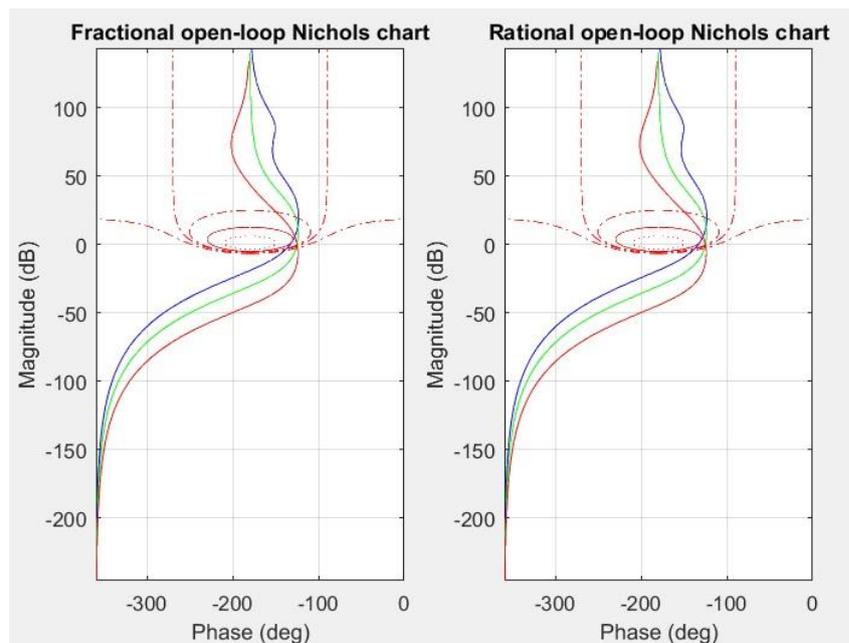


Figure 1.27 – Comparaison des lieux de Nichols des fonctions de transfert en boucle ouverte fractionnaire et résultant de son approximation rationnelle

La figure 1.28 permet de quantifier un certain nombre de performances. En comparant ces dernières (temps de réponse requis de 30ms) avec celles présentées par la figure 1.20 (temps de réponse requis de 0.4ms), l'utilisateur peut remarquer que ce nouveau régulateur a par défaut un très bon niveau de robustesse (variation faible du pic de résonance de  $T$ ), générera comme demandé une bande passante bien plus faible (division par 70 de  $\omega_{cg}$ ) et donc un rejet de perturbation d'entrée moins efficace (augmentation de près de 90dB du maximum de  $SG$ ) mais avec un actionneur beaucoup moins sollicité (réduction de 110dB du maximum de  $CS$ ).

	Fractional controller		Rational controller	
	min. value	max. value	min. value	max. value
Phase margin (°)	46.6741	54.8945	46.5438	54.7555
Gain margin (dB)	18.9361	43.6601	18.8672	43.9254
Gain crossover frequency	29.5455	270.9798	29.5476	271.1499
Resonant frequency	18.2553	237.156	18.2553	237.156
Peak mag. of T(s)	1.6226	2.2893	1.6295	2.3028
Peak mag. of S(s)	1.6461	3.5154	1.6516	3.5415
Modulus margin	0.79406	0.82737	0.66516	0.82684
Peak mag. of CS(s)	121.4466	121.4605	121.3538	121.3679
Peak mag. of GS(s)	-61.8469	-61.6894	-61.9177	-61.7722

Figure 1.28 – Comparaison des performances fréquentielles avant et après l'approximation rationnelle

Tout comme pour le module de 1<sup>ère</sup> génération, le modèle du régulateur CRONE de 2<sup>ème</sup> génération directement implantable dans un schéma de simulation est obtenu par une simple succession de validations. La figure 1.29 permet de constater que ce régulateur est dans le cas présent bien plus complexe qu'un régulateur CRONE de 1<sup>ère</sup> génération. Il présente en effet une phase non plus constante mais relativement linéaire (en fonction du logarithme de la fréquence) croissante dans la plage de fréquence où évolue  $\omega_{cg}$  (entre 30 et 300rad/s). Ce régulateur à phase variable a été déduit d'une fonction de transfert en boucle ouverte d'ordre fractionnaire réel assurant la robustesse et en tenant compte du procédé nominal et de l'incertitude de gain associée. La méthodologie CRONE de 3<sup>ème</sup> génération reprend cette logique si ce n'est qu'elle permet d'étendre l'approche à d'autres types d'incertitude. Après celui de 1<sup>ère</sup> génération, le module CRONE de 2<sup>ème</sup> génération est un très bon marchepied vers celui de 3<sup>ème</sup> génération.

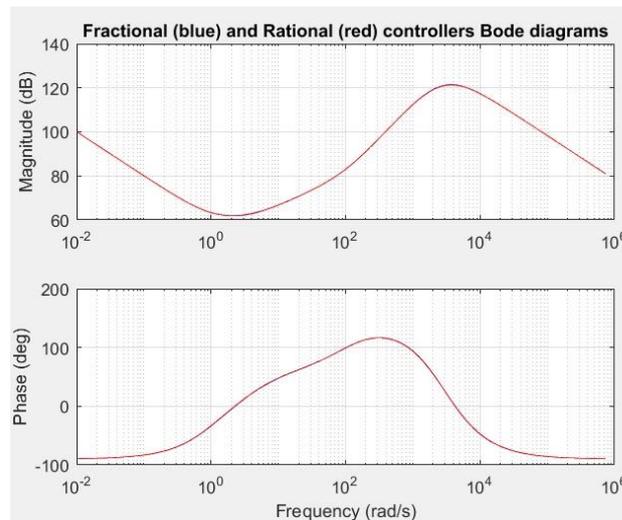


Figure 1.29 – Réponse fréquentielle du régulateur CRONE de 2<sup>ème</sup> génération obtenu

L'automaticien attentif aura tout de même remarqué que l'utilisation de la relation (1.18) conduirait naturellement à un régulateur instable, voire non causal, pour un procédé à non minimum de phase. De même le régulateur pourrait avoir tendance à compenser les modes instables ou peu amortis d'un procédé et donc n'assurerait pas une stabilité interne robuste ou un bon amortissement

vis-à-vis de perturbations particulières. Pour de tels procédés, la méthodologie CRONE de 2<sup>ème</sup> génération et le module associé ne peuvent être utilisés en l'état mais auraient pu être adaptés. Le module de 2<sup>ème</sup> génération ayant été conçu pour être le plus simple et le plus pédagogique possible, ces adaptations ont été réservées à la méthodologie et au module CRONE de 3<sup>ème</sup> génération destinés à des automaticiens un peu plus expérimentés.

### 1.5.3 – Commande CRONE de 3<sup>ème</sup> génération : le couteau suisse de la commande CRONE

La méthodologie CRONE de 3<sup>ème</sup> génération a été développée afin de pouvoir adresser tout procédé modélisable par un ensemble de modèles stationnaires linéaires et monovariables quelle que soit leur nature, quelles que soient les variations de la réponse fréquentielle qu'ils font apparaître et quelles que soient les performances dynamiques requises (évidemment dans le domaine de l'atteignable). Ainsi le procédé peut être à non minimum de phase, instable, peu amorti, retardé et posséder un gain et une phase incertains. La bande passante résulte d'objectif de rapidité en boucle fermée mais également de contraintes explicites relatives au rejet de perturbation, à la sensibilité du signal d'entrée et à la nature du procédé.

Pour des variations de la réponse fréquentielle du procédé autres que de gain, la constance de la phase de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale (1.17) n'est plus un objectif et l'intégrateur d'ordre  $\nu$  réel d'intégration ne permet plus d'obtenir un régulateur robuste. L'étude de la partie réelle de la fonction de transfert  $I_{a+ib}(s)$  d'un intégrateur d'ordre fractionnaire complexe d'ordre  $a+ib$  autour de sa pulsation au gain unité a permis d'obtenir les relations suivantes :

$$\arg \Re_{/i} \left\{ I_{a+ib}(j\omega) \right\} \Big|_{\omega=\omega_{cg}} = -a \frac{\pi}{2} \quad (1.20)$$

et

$$\frac{d \left( \left| \Re_{/i} \left\{ I_{a+ib}(j\omega) \right\} \right|_{dB} \right)}{d \left( \arg \Re_{/i} \left\{ I_{a+ib}(j\omega) \right\} \right)} \Big|_{\omega=\omega_{cg}} = \frac{-20a}{\ln(10)b \tanh \left( b \frac{\pi}{2} \right)} \quad (1.21)$$

On remarque que si seule la partie réelle  $a$  agit sur la phase de  $\Re_{/i} \{ I_{a+ib} \}$ , la partie imaginaire  $b$  permet d'agir sur sa dérivée. Substituer à l'ordre réel  $\nu$  un ordre complexe  $a+ib$  permet donc d'orienter différemment le lieu de Nichols de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale grâce à la partie imaginaire  $b$ , la partie réelle  $a$  plaçant comme  $\nu$  le lieu latéralement (figure 1.30). La fonction de transfert nominale peut être définie par :

$$\beta_{nom}(s) = K \left( 1 + \frac{\omega_1}{s} \right)^{n_1} \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_h}}{\frac{\omega_h}{s}} \right)^a \left( \Re_{/i} \left\{ \left( \alpha \frac{1 + s/\omega_h}{1 + s/\omega_1} \right)^{ib} \right\} \right)^{-\text{sign}(b)} \frac{1}{\left( 1 + \frac{s}{\omega_h} \right)^{n_h}}, \quad (1.22)$$

avec  $n_1, n_h, a$  et  $b \in \mathbb{R}$ ,  $\omega_1, \omega_h, \alpha$  et  $K \in \mathbb{R}^+$ . L'intégrateur ayant été borné en fréquence, le coefficient  $\alpha$  permet l'indépendance de la phase de  $\beta_{nom}(j\omega)$  vis-à-vis de l'ordre  $b$  à une fréquence donnée (à la pulsation de résonance  $\omega_r$  par exemple). Comme l'indique la relation (1.21), l'orientation du lieu de Nichols de  $\Re_{/i} \{ I_{a+ib} \}$  ne dépend pas du signe de l'ordre  $b$ . La mise à la puissance  $-\text{sign}(b)$  permet d'obtenir toutes les orientations du lieu de Nichols de  $\beta_{nom}(j\omega)$  requises.

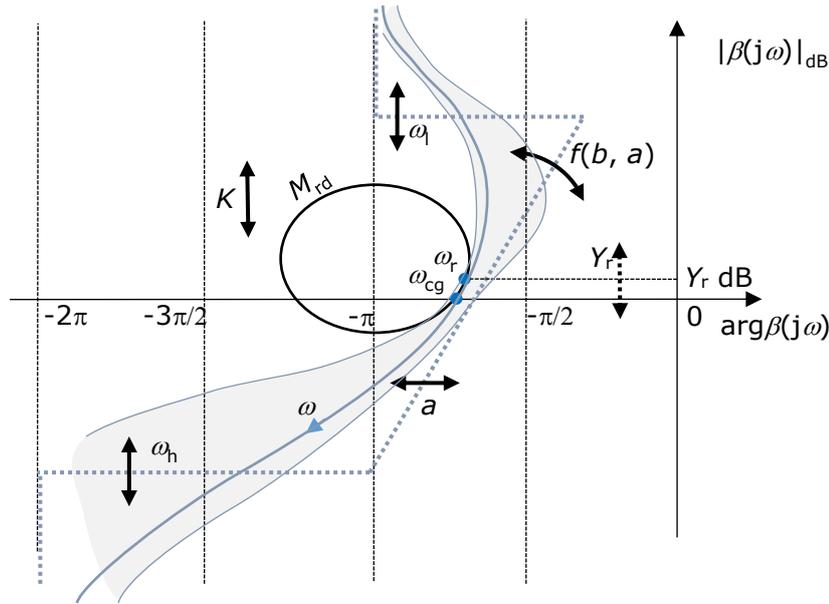


Figure 1.30 – Lieu de Nichols d’une fonction de transfert en boucle ouverte caractéristique d’une commande CRONE de 3<sup>ème</sup> génération : diagramme asymptotique (...) et réponse fréquentielle nominale (—)

La figure 1.30 montre l’effet de 5 paramètres ( $K$ ,  $a$ ,  $b$ ,  $\omega_l$  et  $\omega_h$ ) de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale  $\beta_{nom}(s)$  sur la forme de son lieu de Nichols.  $M_{rd}$  est le pic de résonance désiré de la fonction de sensibilité complémentaire  $T$  pour l’état nominal du procédé.  $Y_r$  est l’ordonnée du point de tangence du lieu de  $\beta_{nom}(j\omega)$  au contour associé à  $M_{rd}$ .

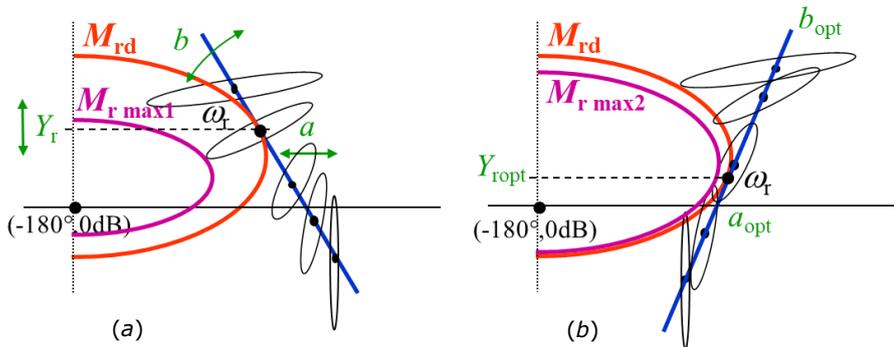


Figure 1.31 – Lieu de Nichols d’une fonction de transfert en boucle ouverte nominale et domaines d’incertitude fréquentielle : (a) réglage quelconque ( $b > 0$ ), (b) réglage robuste optimal ( $b < 0$ )

Comme l’illustre la figure 1.31, régler  $Y_r$  (et en déduire les valeurs de  $a$  et  $b$  assurant la tangence au contour) permet d’adapter la direction de tangence à la direction principale des domaines d’incertitude fréquentielle au voisinage de la pulsation de résonance. Ces domaines sont définis uniquement par l’incertitude portant sur le procédé, leurs formes dans le plan de Nichols étant indépendantes des paramètres de  $\beta_{nom}(s)$ . Optimiser leur placement dans le plan de Nichols permet de minimiser la variation du pic de résonance de  $T$  et donc de minimiser le critère de robustesse suivant :

$$J = \sup_{\omega, G} |T(j\omega)| - M_{rd} \tag{1.23}$$

Les performances apportées par un régulateur étant aussi importantes que la robustesse qu’il assure, la minimisation de  $J$  n’est pas suffisante. Pour gérer au mieux les performances, cette minimisation peut se faire sous un ensemble de contraintes relatives au suivi de consigne, au rejet de

perturbation et à la sensibilité du signal de commande, 5 contraintes fréquentielles portant sur les 4 fonctions de sensibilité et à respecter pour l'ensemble des états paramétriques possibles du procédé et sur la plage de fréquence d'étude sont donc définies par :

$$\inf_G |T(j\omega)| \geq T_l(\omega), \quad (1.24)$$

$$\sup_G |T(j\omega)| \leq T_u(\omega), \quad (1.25)$$

$$\sup_G |S(j\omega)| \leq S_u(\omega), \quad (1.26)$$

$$\sup_G |CS(j\omega)| \leq CS_u(\omega), \quad (1.27)$$

$$\sup_G |SG(j\omega)| \leq SG_u(\omega). \quad (1.28)$$

Contrairement à des approches de type sensibilité mixte, LQ (Linéaire Quadratique) voire MPC (Model Predictive Control), qui reposent sur la minimisation de critères faisant cohabiter des objectifs hétéroclites, voire contradictoires, grâce à des paramètres et des facteurs de pondération souvent délicats à définir, l'approche CRONE propose à l'utilisateur de définir précisément ses contraintes pratiques venant séparément compléter l'objectif de robustesse du degré de stabilité. Il y a ainsi d'un côté ce que l'on veut vraiment optimiser et par ailleurs les contraintes qui doivent être respectées.

En tenant compte de l'objectif de pic de résonance nominal de  $T(s)$ , la fonction de transfert en boucle ouverte définie par (1.22) offre 4 degrés de liberté ayant des effets relativement indépendants. Généralement,  $Y_r$  permet de gérer la robustesse,  $\omega_r$  permet de régler la rapidité globale de la boucle de commande,  $\omega_l$  fixe la fin du comportement basse-fréquence et  $\omega_h$  le début du comportement haute fréquence. La forme la plus générale de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale utilisée par la méthodologie CRONE de 3<sup>ème</sup> génération est de la forme suivante :

$$\beta_{\text{nom}}(s) = \beta_l(s) \beta_m(s) \beta_h(s) G_{\text{RHP-UND-TD}}(s). \quad (1.29)$$

Définie pour des procédés et des contraintes exigeants pour lesquels disposer de seulement 4 degrés de liberté n'est pas toujours suffisant, la fonction de transfert  $\beta_m(s)$  est composée d'une suite de  $(N^+ + N^- + 1)$  fonctions de transfert correspondant chacune à un intégrateur d'ordre fractionnaire complexe bornée en fréquence [Mathieu *et al.*, 1996 ; Mathieu 1997]:

$$\beta_m(s) = \prod_{k=-N^-}^{N^+} \beta_{mk}(s) \quad (1.30)$$

avec

$$\beta_{mk}(s) = \left( \frac{1+s/\omega_{k+1}}{1+s/\omega_k} \right)^{a_k} \left( \Re e_{/i} \left\{ \left( \alpha_k \frac{1+s/\omega_{k+1}}{1+s/\omega_k} \right)^{ib_{qk}} \right\} \right)^{-q_k \text{sign}(b_{qk})},$$

$$\alpha_0 = \left( 1 + \left( \frac{\omega_r}{\omega_0} \right)^2 \right) / \left( 1 + \left( \frac{\omega_r}{\omega_1} \right)^2 \right)^{1/2} \quad \text{et} \quad \alpha_k = (\omega_{k+1}/\omega_k)^{1/2} \quad \text{pour } k \neq 0.$$

L'ordre imaginaire d'intégration  $b_k$  qui permettrait d'orienter le lieu de Nichols est remplacé par le couple  $(b_{qk}, q_k)$  qui doit également permettre la stabilité en boucle fermée [Lanusse, 1994 ; Sutter, 1997 ; Lanusse *et al.*, 2010, 2012]. Par exemple pour  $k = 0$ ,  $(b_{q0}, q_0)$  doivent garantir l'égalité de pente de phase donnée par

$$q_0 \text{sign}(b_{q0}) b_{q0} \tanh(b_{q0}(\theta_1 - \theta_0)) = \text{sign}(b_0) b_0 \tanh(b_0(\theta_1 - \theta_0)) \quad (1.31)$$

où  $\theta_{0,1} = \text{atan}\left(\frac{\omega_r}{\omega_{0,1}}\right)$ ,  $b_{q0}$  devant simultanément respecter une condition de stabilité définie par :

$$|b_{q0}| < \min\left(\frac{\pi}{2 \ln(\alpha_0)}, \frac{\pi}{2 \left|\ln\left(\alpha_0 \frac{\omega_0}{\omega_1}\right)\right|}\right). \quad (1.32)$$

Plus la bande de fréquence sur laquelle s'étendrait l'intégrateur d'ordre fractionnaire complexe  $a_k + i b_k$  est grande, plus  $q_k$  doit être élevé afin de pouvoir utiliser un ordre  $b_{qk}$  faible respectant la contrainte (1.32). Pour de fortes valeurs de  $|b_{qk}(\theta_{k+1} - \theta_k)|$ ,  $b_{qk}$  est très proche de  $b_{qk}/q_k$ .

Il est à noter que la propriété de linéarité du lieu de Nichols ainsi obtenu a été également utiliser pour définir des contours d'iso-amortissement en boucle fermée [Lanusse 1994; Mathieu 1997] mais aussi les exploiter afin de synthétiser des commandes à amortissement donné [Pommier-Budinger 2002 ; Pommier-Budinger *et al.*, 2002, 2008 ; Oustaloup *et al.*, 2003].

En permettant d'utiliser  $N^+ + N^-$  intégrateurs supplémentaires,  $\beta_m(s)$  permet d'incurver le lieu de Nichols de la boucle ouverte entre la pulsation basse  $\omega_{N^-}$  et la pulsation haute  $\omega_{N^+ + 1}$ . En contrepartie,  $N^+ + N^-$  doivent être choisis aussi proches de zéro que possible afin de limiter le nombre de degrés de liberté à optimiser qui est alors de  $4 + 3 \times (N^+ + N^-)$ . La figure 1.32 compare les lieux de Nichols correspondant à une série d'intégrateurs bornés en fréquence ou à un seul.

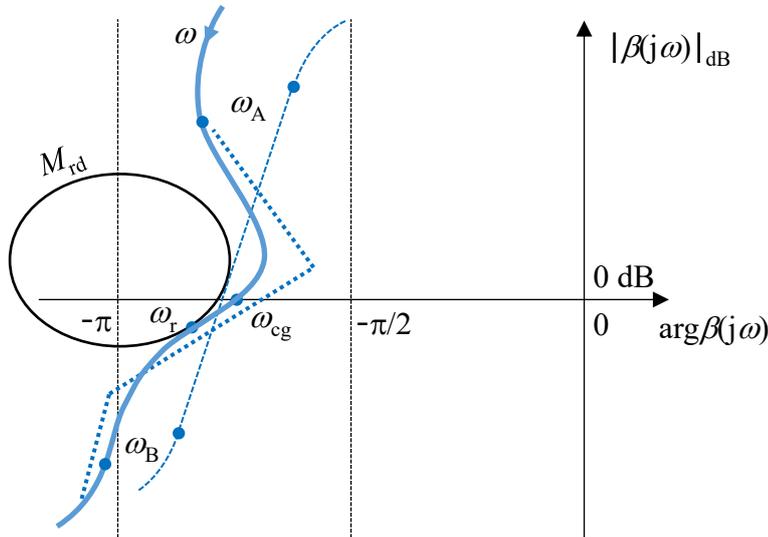


Figure 1.32 – Lieu de Nichols de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale utilisant 1 seul (---) intégrateur d'ordre fractionnaire complexe ou une série d'intégrateurs : diagramme asymptotique (...) et réponse fréquentielle nominale (—).

La fonction de transfert  $\beta_1(s)$  fixe le comportement basse fréquence de type intégrateur d'ordre  $n_1$  se terminant à la pulsation  $\omega_{N^-}$  :

$$\beta_1(s) = K \left( \frac{\omega_{N^-}}{s} + 1 \right)^{n_1}. \quad (1.33)$$

L'ordre  $n_1$  permet d'adapter la fonction de sensibilité  $SG$  au rejet des perturbations attendu.  $K$  est tel que le gain de  $\beta_{\text{nom}}(j\omega)$  à la pulsation  $\omega_{cg}$  est unitaire ou égal à  $Y_r$  à la pulsation  $\omega_r$ .

La fonction de transfert  $\beta_h(s)$  fixe le comportement haute fréquence de type passe bas d'ordre  $n_h$  se terminant à la pulsation  $\omega_{N^{++1}}$  :

$$\beta_h(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_{N^{++1}}} + 1\right)^{n_h}}. \quad (1.34)$$

L'ordre  $n_h$  permet d'adapter la fonction de sensibilité  $CS$  à la contrainte haute fréquence portant sur le signal de commande.

La fonction de transfert  $G_{\text{RHP-UND-TD}}(s)$  permet d'appliquer la méthodologie CRONE à tous types de procédés, qu'ils comportent des pôles et/ou des zéros à partie réelle positive, et/ou des modes peu amortis et/ou un retard entrée/sortie. Considérons la forme nominale d'un procédé où toutes ces particularités auraient été isolées :

$$G_{\text{nom}}(s) = G_{\text{LHP}}(s) \frac{\prod_{i=1}^{n_{z\text{und}}} \left(1 + 2\zeta_{z_i} \frac{s}{\omega_{nz_i}} + \frac{s^2}{\omega_{nz_i}^2}\right) \prod_{i=1}^{n_z} \left(1 - \frac{s}{z_i}\right)}{\prod_{i=1}^{n_{p\text{und}}} \left(1 + 2\zeta_{p_i} \frac{s}{\omega_{np_i}} + \frac{s^2}{\omega_{np_i}^2}\right) \prod_{i=1}^{n_p} \left(1 - \frac{s}{p_i}\right)} e^{-\tau s}. \quad (1.35)$$

$G_{\text{LHP}}(s)$  comporte tous les zéros et pôles de  $G_{\text{nom}}(s)$  correctement amortis et situés dans le demi-plan gauche du plan complexe. Les couples  $(\omega_{nz_i}, \zeta_{z_i})$  et  $(\omega_{np_i}, \zeta_{p_i})$  caractérisent les  $n_{z\text{und}}$  et  $n_{p\text{und}}$  modes peu amortis du numérateur et du dénominateur de  $G_{\text{nom}}(s)$ .  $z_i$  et  $p_i$  sont les  $n_z$  zéros et  $n_p$  pôles de  $G_{\text{nom}}(s)$  dans le demi-plan droit.  $\tau$  est le retard entrée/sortie de  $G_{\text{nom}}(s)$ .

Afin :

- d'éviter des compensations pôles/zéros peu amortis qui génèreraient des fonctions de sensibilité  $CS(s)$  and  $SG(s)$  peu amorties [Lanusse, 1994 ; Oustaloup *et al.*, 1995b ; Landau *et al.*, 1995; Sabatier *et al.*, 2004, Poullain *et al.*, 2005; Delavari *et al.*, 2013] ;
- d'atténuer les fonctions de sensibilité  $T(s)$  et  $S(s)$  à certaines fréquences [Mathieu, 1997 ; Lanusse *et al.*, 2004] ;
- que le régulateur soit stable, assure la stabilité interne de la boucle pour l'état nominal du procédé (stabilité de  $CS_{\text{nom}}(s)$ ) ainsi que la stabilité de la boucle fermée pour d'autres états paramétriques [Lanusse, 1994; Lanusse and Oustaloup, 2005b] ;
- que le régulateur assure la stabilité de  $T(s)$  et de  $S(s)$ , mais soit aussi à inverse stable et assure la stabilité de la fonction de sensibilité  $SG(s) = TC^{-1}(s)$  [Lanusse, 1994; Mathieu, 1997] ;
- le régulateur soit réalisable et ne comporte pas d'action prédictive pure [Lanusse *et al.* 2008] ;

la fonction de transfert  $G_{\text{RHP-UND-TD}}(s)$  intégrée à  $\beta_{\text{nom}}(s)$  doit comporter :

- des modes peu amortis du numérateur et du dénominateur de  $G_{\text{nom}}(s)$  ;
- des filtres de type notch (ou cloche) centrés sur les fréquences à traiter ;
- les zéros du demi-plan droit de  $G_{\text{nom}}(s)$  ;
- les pôles du demi-plan droit de  $G_{\text{nom}}(s)$  ainsi qu'un élément permettant de respecter simplement le critère de Nyquist ;
- le retard entrée/sortie de  $G_{\text{nom}}(s)$ .

Ainsi  $G_{\text{RHP-UND-TD}}(s)$  est défini par :

$$G_{\text{RHP-UND-TD}}(s) = \frac{\prod_{i=1}^{n'_{z \text{ und}}} \left( 1 + 2\zeta_{z_i} \frac{s}{\omega_{nz_i}} + \frac{s^2}{\omega_{nz_i}^2} \right)}{\prod_{i=1}^{n'_{p \text{ und}}} \left( 1 + 2\zeta_{p_i} \frac{s}{\omega_{np_i}} + \frac{s^2}{\omega_{np_i}^2} \right)} \prod_{i=1}^{n_N} \left( \frac{1 + 2\zeta'_{Ni} \frac{s}{\omega'_{nNi}} + \frac{s^2}{\omega'^2_{nNi}}}{1 + 2\zeta_{Ni} \frac{s}{\omega_{nNi}} + \frac{s^2}{\omega_{nNi}^2}} \right) \quad (1.36)$$

$$\prod_{i=1}^{n_z} \left( 1 - \frac{s}{z_i} \right) (e^{-j\pi})^{n_p} \prod_{i=1}^{n_p} \frac{\left( 1 + \frac{s}{p_i} \right)}{\left( 1 - \frac{s}{p_i} \right)} e^{-\tau s},$$

où  $n'_{z \text{ und}} \leq n_{z \text{ und}}$  et  $n'_{p \text{ und}} \leq n_{p \text{ und}}$  sont les nombres des modes de  $G_{\text{nom}}(s)$  non compensés (sous-ensembles des  $n_{z \text{ und}}$  et  $n_{p \text{ und}}$  modes peu amortis de  $G_{\text{nom}}(s)$ ), et où  $n_N$  est le nombre des filtres notch (ou cloche) caractérisés par les pulsations propres et les coefficients d'amortissement ( $\omega'_{nNi}$ ,  $\zeta'_{Ni}$ ,  $\omega_{nNi}$ ,  $\zeta_{Ni}$ ).

Bien que ce terme  $G_{\text{RHP-UND-TD}}(s)$  semble compliquer à l'extrême l'expression de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale  $\beta_{\text{nom}}(s)$ , il ne modifie que peu son lieu de Nichols dans la plage de fréquence où se jouent la robustesse et les performances et donc le potentiel des degrés de liberté qui en règlent la forme. En effet :

- les pulsations  $\omega_{cg}$  et  $\omega_r$  doivent être plus faibles que le plus petit module des zéros de  $G(s)$  situés dans le demi-plan droit [Francis and Zames, 1984; Freudenberg and Looze, 1985] mais aussi plus faibles que la bande de fréquence où le retard  $\tau$  a un effet significatif, soit  $\omega_{cg,r} \ll 1/\tau$  (risque de perte de marge de gain) ;

- les pulsations  $\omega_{cg}$  et  $\omega_r$  doivent être plus grandes que le plus grand module des pôles  $G(s)$  situés dans le demi-plan droit [Freudenberg and Looze, 1985] (risque de faible marge de gain traduisant l'impossibilité de stabiliser un mode instable avec une boucle lente) ;

- il est souvent délicat de choisir  $\omega_{cg}$  et  $\omega_r$  à proximité immédiates du module des modes peu amortis de  $G(s)$ , ceux-ci étant susceptibles de générer de très fortes variations de réponse fréquentielle.

Comme pour la commande CRONE de 2<sup>ème</sup> génération, le régulateur rationnel implémentable pourrait être obtenu en remplaçant dans  $\beta_{\text{nom}}(s)$  (1.29) chaque intégrateur fractionnaire borné en fréquence  $\beta_{mk}(s)$  de  $\beta_m(s)$  par son approximation rationnelle proposée par Oustaloup *et al.* [2000b] puis en utilisant l'expression (1.18). Néanmoins,  $\beta_{\text{nom}}(s)$  et  $G_{\text{nom}}(s)$  comportant des éléments proches voire communs et donc n'ayant qu'un faible apport sur la réponse fréquentielle du régulateur, un régulateur  $C(s)$  de complexité plus réduite peut être obtenu par l'approximation de sa réponse fréquentielle idéale

$$C(j\omega) = \beta_{\text{nom}}(j\omega) G_{\text{nom}}^{-1}(j\omega) \quad (1.37)$$

à l'aide de celle d'un filtre rationnel de structure donnée :

$$C_R(s) = C_0 s^{N_{\text{diff}}} \prod_{i=1}^n f(s, \omega_i, \zeta_i, o_i) \text{ avec } C_R(j\omega) \approx C(j\omega), \quad (1.38)$$

$C_0$  étant un gain,  $N_{\text{diff}}$ ,  $n$ , et  $o_i$  des ordres entiers,  $\omega_i$  des pulsations transitionnelles et  $\zeta_i$  des coefficients d'amortissement. La fonction  $f$  est définie par :

$$f(s, \omega_i, \zeta_i, o_i) = \left( 1 + \frac{s}{\omega_i} \right)^{o_i} \text{ si } o_i \neq \pm 2 \text{ et } f(s, \omega_i, \zeta_i, o_i) = \left( 1 + \frac{2\zeta_i s}{\omega_i} + \frac{s^2}{\omega_i^2} \right)^{\text{sign}(o_i)} \text{ si } o_i = \pm 2. \quad (1.39)$$

L'approche CRONE de 3<sup>ème</sup> génération étant destinée à des utilisateurs exigeants et pour traiter des cas difficiles, sauf besoin particulier [Pommier-Budinger *et al.*, 2002] c'est évidemment cette rationalisation du régulateur qui est préconisée.

**1.5.4 – Synthèse assistée et optimale d'un régulateur CRONE de 3<sup>ème</sup> génération**

Même si le module de synthèse d'un régulateur CRONE de 3<sup>ème</sup> génération reprend des fonctionnalités et des objectifs de celui de 2<sup>ème</sup> génération. La figure 1.32 présente l'interface permettant d'enchaîner les différentes étapes de la synthèse du régulateur tel qu'il apparait dès son ouverture. L'initialisation automatique de ses nombreux paramètres de réglage et des spécifications par le module d'analyse initial est extrêmement appréciable. Les performances sont ici définies relativement au suivi de consigne (rapidité, degré de stabilité, précision) et de rejet de perturbation (rapidité) tant dans le domaine temporel que fréquentiel, une relation bijective étant souvent établie entre les 2 domaines. Si toutes ces données sont prédéfinies, l'utilisateur peut préciser les caractéristiques des variations du signal de consigne, du bruit de mesure et du signal de commande. Les paramètres de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale sont également prédéfinis ainsi que les plages de variation de ceux qui seront à optimiser. L'exemple présenté ici s'appuie sur le procédé défini par la relation (1.10) et l'analyse du cahier des charges simplifié présentée par la figure 1.15. Comme le montre la figure 1.33, toutes ces informations peuvent être utilisées pour initialiser les 5 contraintes sur les fonctions de sensibilité présentes dans les relations 1.24 à 1.28.

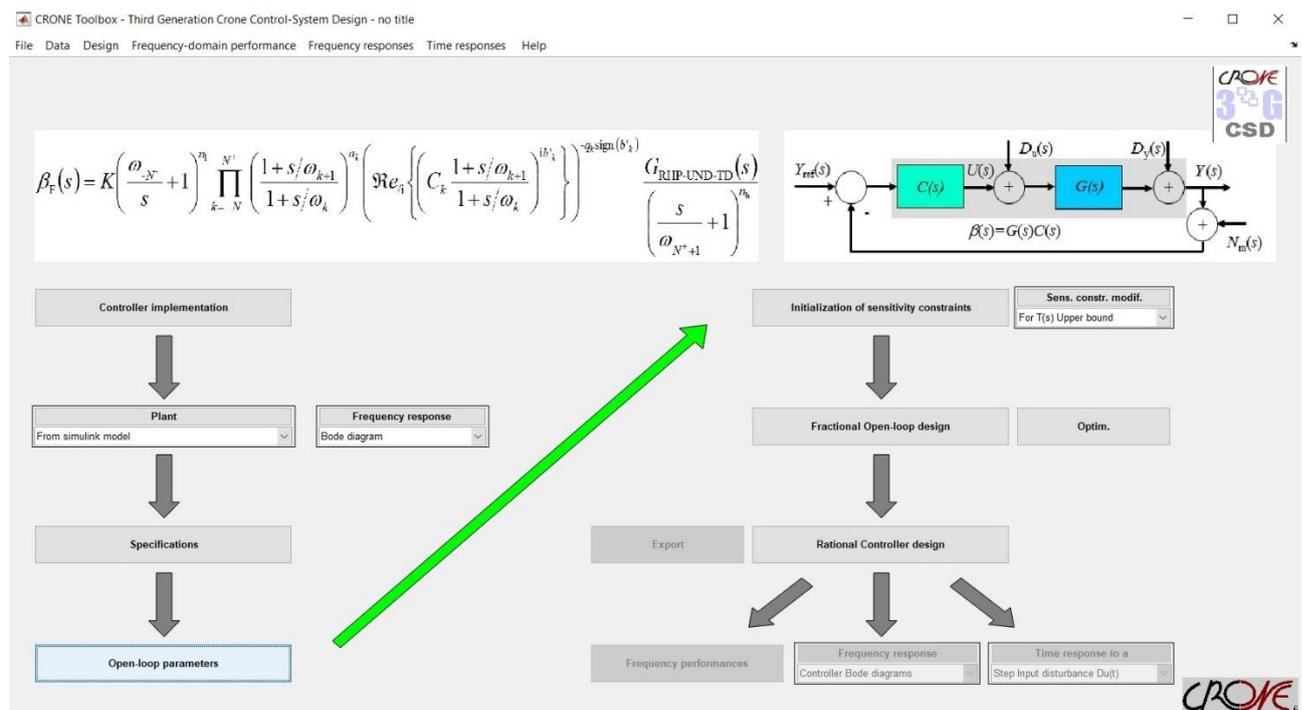


Figure 1.33 – Interface principale du module de synthèse de régulateur CRONE de 3<sup>ème</sup> génération de la CRONE CSD Toolbox

La figure 1.33 présente l'état initial du lieu de Nichols de la fonction de transfert en boucle ouverte. Les 4 degrés de liberté  $\omega_r$ ,  $Y_r$ ,  $\omega_0$  et  $\omega_1$  (et les ordres  $a_0$  et  $b_0$  qui en sont déduits) permettent de faire tangenter le lieu de Nichols de  $\beta_{nom}(s)$  au contour d'amplitude désiré (pic de résonance désiré de  $T_{nom}(s)$  de 1.74dB, un dépassement de 20% pour une réponse indicielle ayant été requis). Par contre, certains domaines d'incertitudes (verts) pénètrent très fortement dans ce contour et frôlent le point critique. La figure 1.35 montre les 4 fonctions de sensibilité et les compare aux contraintes définies à partir de l'ensemble des spécifications. L'utilisateur a bien confirmation que la robustesse n'est pas atteinte, les fonctions de sensibilité ayant des pics de résonance importants au voisinage de 5rad/s. Le pic de résonance maximum de  $T(j\omega)$  est ainsi de 14dB. L'utilisateur constate donc que les

4 degrés de liberté doivent être optimisés afin d'améliorer la robustesse du degré de stabilité. Il peut alors modifier manuellement ces paramètres et/ou s'en remettre à une optimisation automatique.

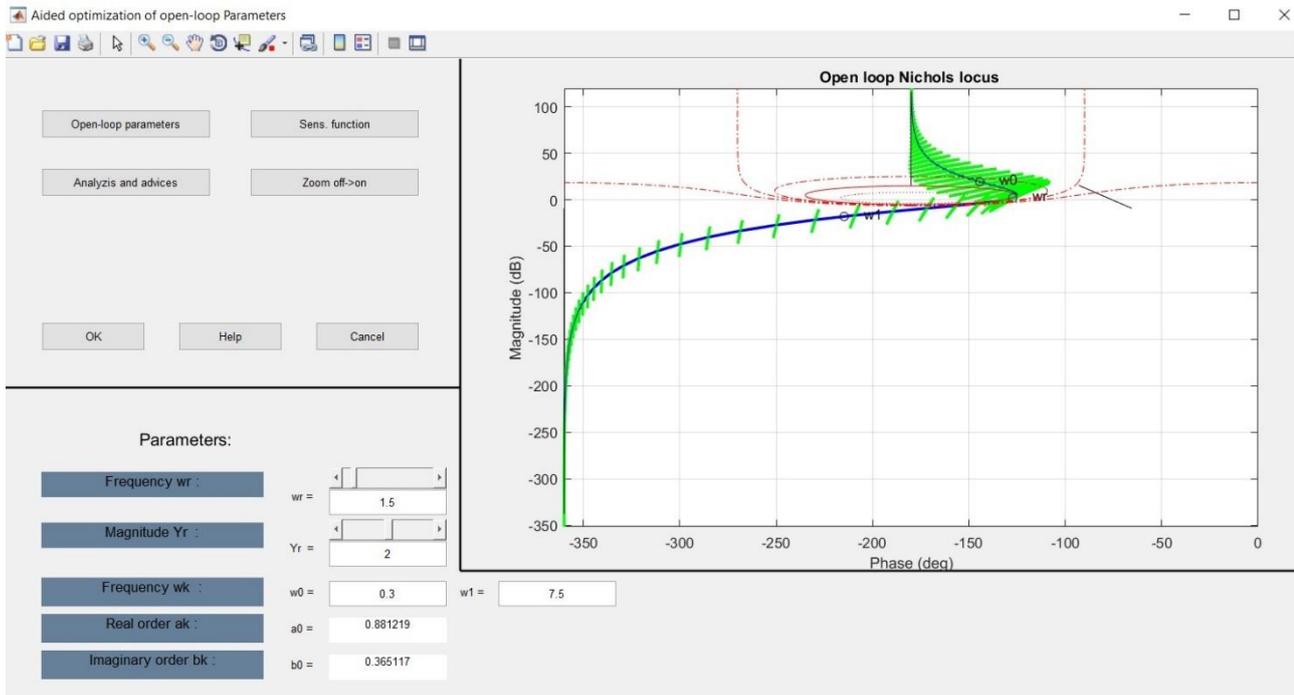


Figure 1.34 – Lieu de Nichols de la fonction de transfert en boucle ouverte initiale proposée à l'utilisateur

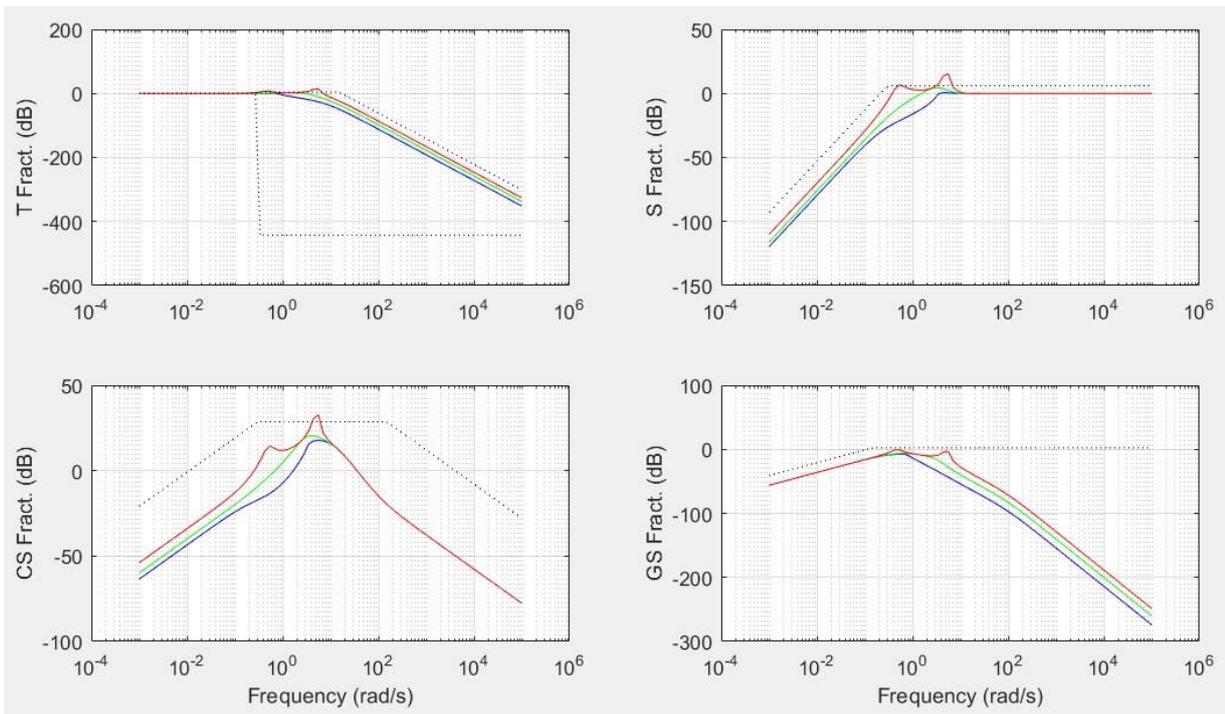


Figure 1.35 – Fonctions de sensibilité correspondant au réglage initial de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale

Le module permet alors à l'utilisateur de prendre la main quant à la définition précise de ses spécifications et plus particulièrement d'affiner les contraintes fréquentielles prises en compte lors de l'optimisation automatique des degrés de liberté de la fonction de transfert en boucle ouverte. L'interface proposée permet de définir chacune des 5 contraintes par une succession de segments de niveau, pente et pulsation de départ donnés. Par exemple, ici il pourrait être raisonnable de supprimer le segment de pente décroissante de  $T_u(\omega)$ , de réduire  $CS_u(\omega)$  à une valeur constante (par exemple

30dB qui pourrait correspondre à un gain admissible d'environ 30 d'un bruit de mesure vers la commande), de fixer  $SG_u(\omega)$  à 0dB à partir de 0.4rad/s (Figure 1.36).

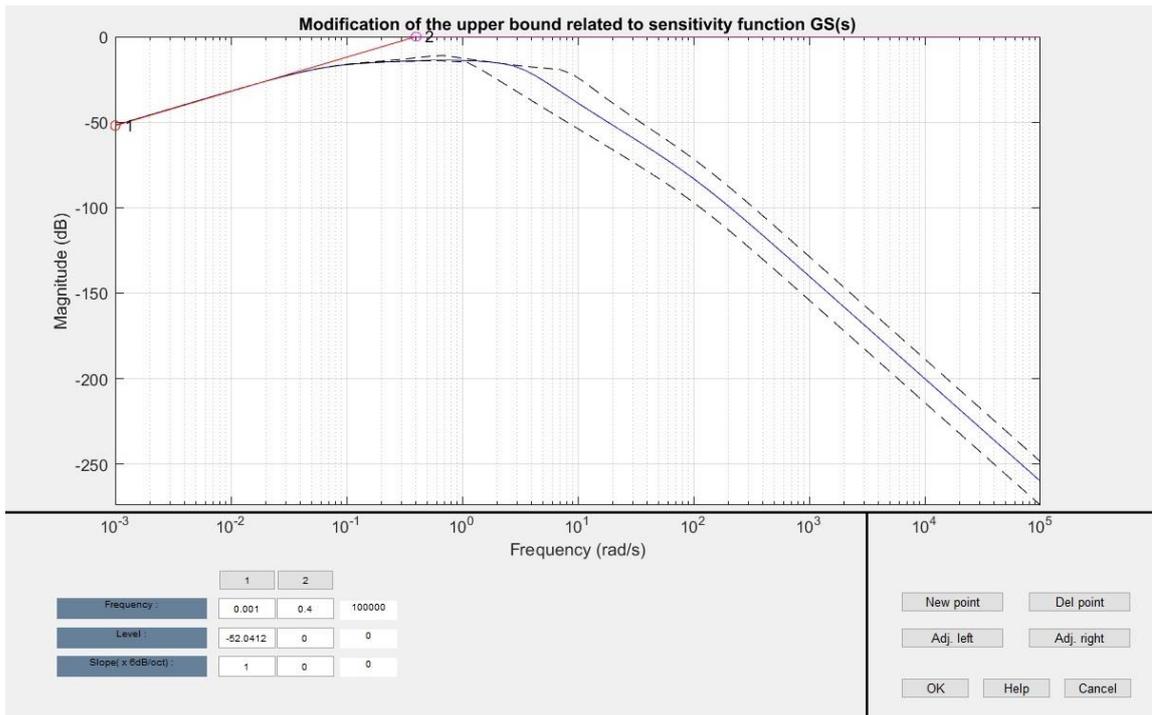


Figure 1.36 – Interface de définition des contraintes fréquentielles portant sur les fonctions de sensibilité : exemple de la contrainte  $SG_u(\omega)$  définie par 2 segments de droite et comparaison avec l'état actuel des modules de  $SG_u(j\omega)$  nominal et extrémaux

L'optimisation automatique du critère de robustesse défini par (1.23) sous l'ensemble des contraintes (1.24) à (1.28) permet d'obtenir le lieu de Nichols en boucle ouverte présenté par la figure 1.37. On peut remarquer que la pulsation de résonance  $\omega_r$  nominale a pu légèrement augmenter tout comme la position  $Y_r$  du point de tangence qui s'est élevée. D'autre part les pulsations  $\omega_0$  et  $\omega_1$  se sont écartées de  $\omega_r$ .

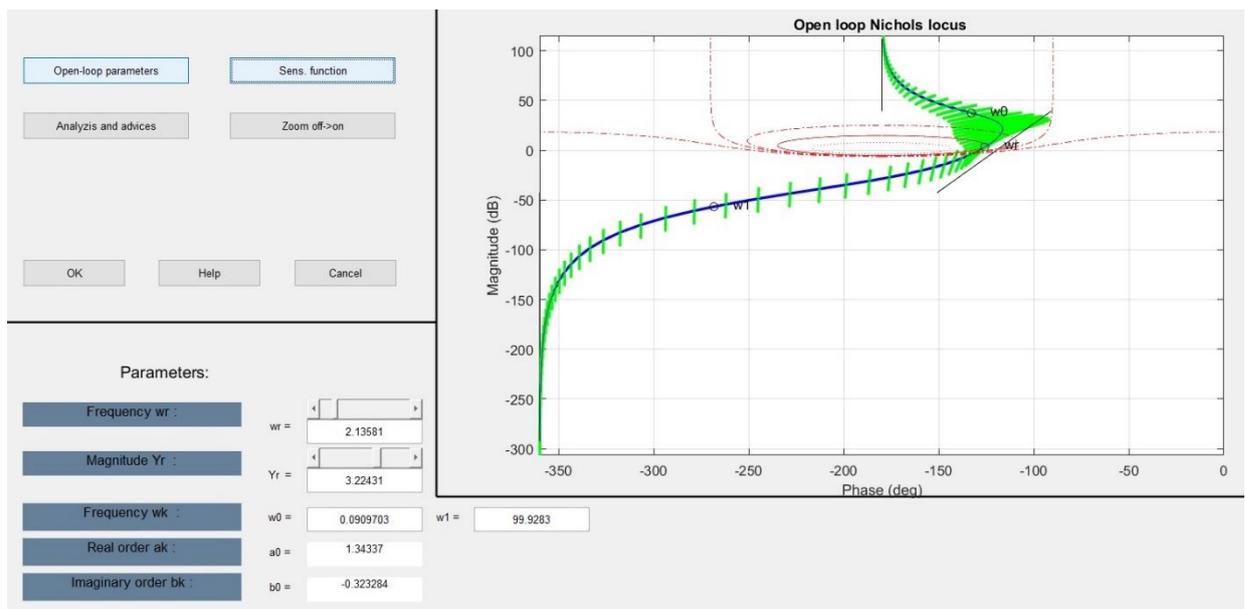


Figure 1.37 – Lieu de Nichols de la fonction de transfert en boucle ouverte optimisée

La figure 1.38 montre que les contraintes sur les 4 fonctions de sensibilité sont maintenant respectées, notamment grâce à la disparition des pics de résonance observés précédemment : le pic

de résonance maximum de  $T(j\omega)$  présent dans le critère (1.23) est maintenant limité à 3.3dB.

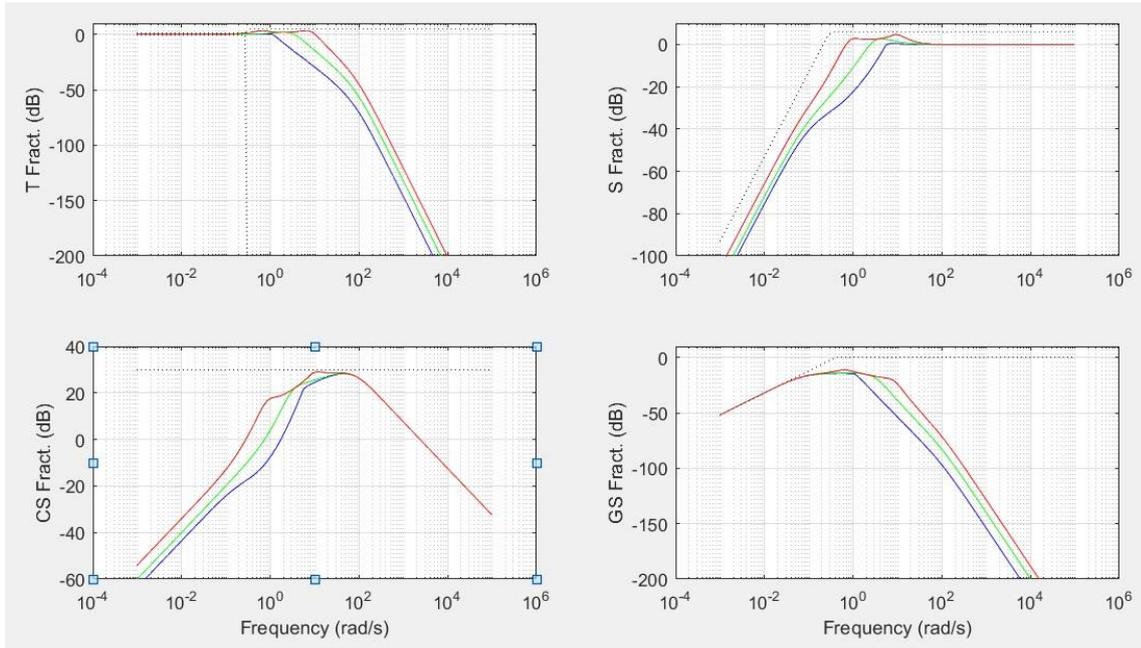


Figure 1.38 – Fonctions de sensibilité obtenues après optimisation des paramètres de la fonction de transfert en boucle ouverte

Sur la base des expressions (1.37) à (1.39), le module CRONE de 3<sup>ème</sup> génération intègre une fonctionnalité permettant alors de synthétiser le régulateur rationnel pour atteindre les performances attendues. Là aussi il a été choisi de proposer l’initialisation automatique de la structure et des paramètres du régulateur rationnel, la modification de cette structure et, les réglages manuel et optimal de ses paramètres. La figure 1.39 montre l’interface conviviale proposée.

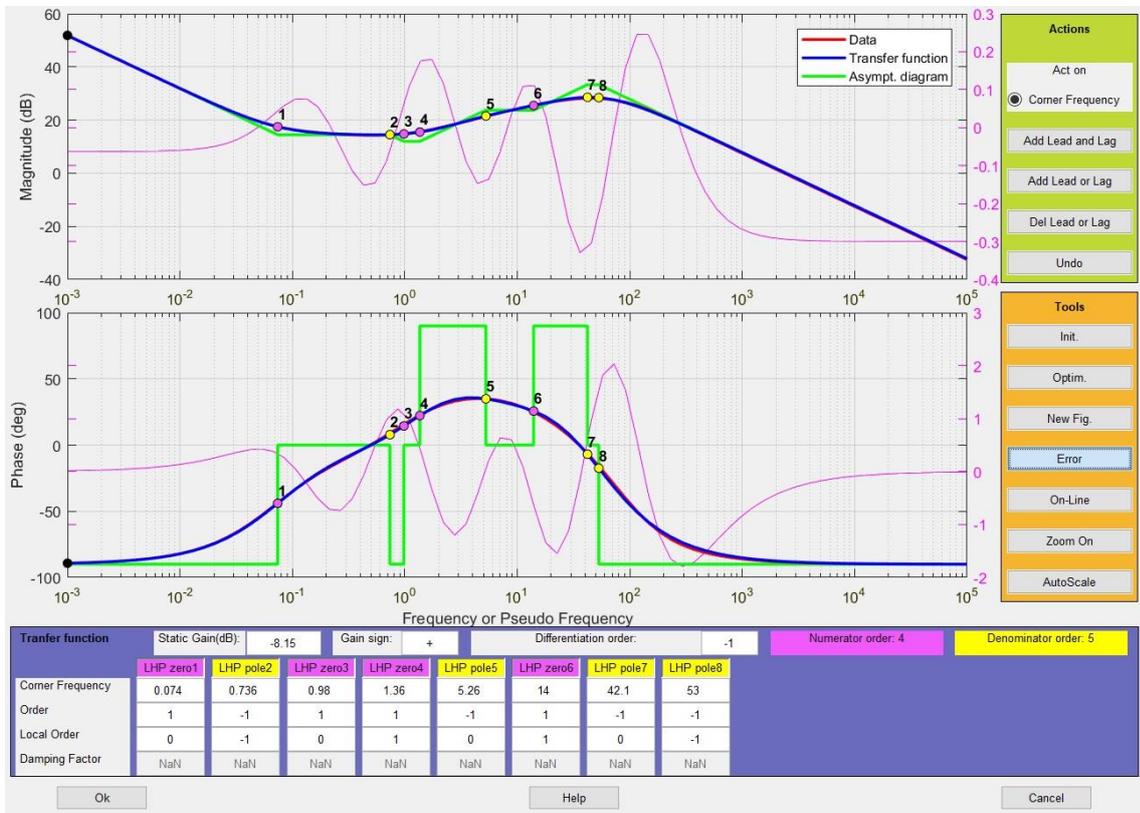


Figure 1.39 – Synthèse assistée et optimale du régulateur CRONE rationnel

L'interface permet d'augmenter/réduire l'ordre de la structure quand cela semble possible et/ou nécessaire compte tenu de la différence entre la réponse fréquentielle désirée ("Data") et celle de la fonction de transfert synthétisée ("Transfer function"). Chaque pulsation transitionnelle peut être déplacée ergonomiquement. Après l'optimisation automatique du gain et des pulsations transitionnelles de la fonction de transfert (minimisation de la différence cumulée de gain et/ou de phase sur toute ou partie de la plage de fréquence considérée), on peut remarquer qu'un régulateur d'ordre 5 suffit ici à approximer la réponse fréquentielle désirée avec une erreur bornée à 0.3 dB et à  $2^\circ$  sur l'ensemble de la plage fréquentielle d'étude. Les résultats proposés par la figure 1.40 montrent la faible influence de ces erreurs d'approximation sur les performances en boucle fermée.

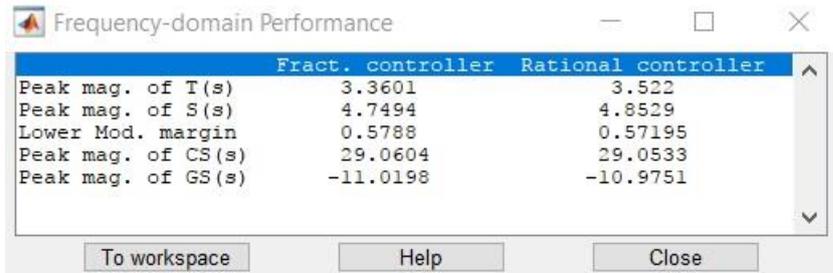


Figure 1.40 – Performances fréquentielles obtenues avant et après synthèse rationnelle

A travers quelques réponses indicielles, l'interface propose également une vérification rapide des performances temporelles générées par le régulateur (Figure 1.41).

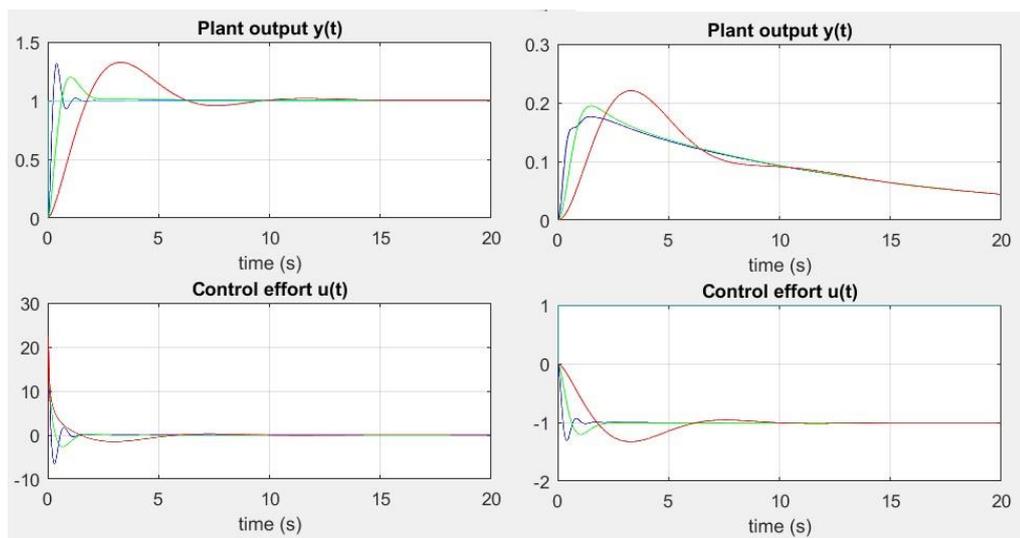


Figure 1.41 – Réponses indicielle relatives au suivi de consigne (colonne de gauche) et au rejet d'une perturbation d'entrée (colonne de droite)

Cet exemple d'utilisation du module de synthèse de commande CRONE de 3<sup>ème</sup> génération montre comment une interface conviviale permet à un automaticien non expert de synthétiser assez simplement un régulateur robuste de complexité relativement faible (ordre 5) et répondant à un cahier des charges néanmoins pointu (prise en compte de contraintes sur le suivi de consigne, le rejet de perturbation et la sollicitation de l'entrée de commande). Sans ce type d'interface, compte tenu de leur complexité calculatoire, il est à parier que ni la Commande CRONE ni n'importe laquelle des autres méthodologies de synthèse de commandes performantes puissent réellement lutter avec le traditionnel régulateur PI, voire avec les approches "miraculeuses" qui sont régulièrement proposées.

Parfois, compte tenu des habitudes prises par des automaticiens expérimentés mais confrontés à des problèmes qui leur résistent, il est indispensable d'aller encore plus loin pour qu'une nouvelle approche, et notamment la commande CRONE, soit testée puis acceptée. C'est un exemple de ce type que présente le paragraphe suivant.

### 1.5.5 – Exemple de développement d'un outil métier pour de la commande robuste de vannes automobiles

Afin de pouvoir répondre à des normes de pollution de plus en plus contraignantes tout en assurant des performances intéressantes, les moteurs à combustion interne des automobiles modernes sont équipés d'un ensemble de vannes permettant de contrôler précisément les flux d'alimentation en air, de recirculation des gaz brûlés, d'entraînement du turbo, etc..



Figure 1.42 – Ensemble d'actionneurs électromécaniques utilisés dans les systèmes d'air des moteurs à combustion interne

Ces vannes (figure 1.42) intègrent aujourd'hui souvent un moteur électrique à courant continu et à aimant permanent entraînant un organe mécanique dont l'orientation angulaire contrôle en temps réel le débit ou la direction des flux. Fin 2003, l'entreprise Robert Bosch GmbH, leader dans le secteur des équipements pour l'automobile, a confié à son service Métier une nouvelle vanne EGR (recirculation des gaz brûlés utilisée lors de modes de combustion particuliers) pour qu'il en règle la boucle locale de positionnement. Jusqu'à présent, ce service parvenait à régler en un mois environ les nombreux paramètres d'un régulateur PID associé à un ensemble de fonctionnalités complémentaires : gains préprogrammés, anti-windup, amplification non-linéaire de l'effet intégral, etc. Cette fois, l'actionneur ayant des comportements statiques et dynamiques trop différents des précédents et notamment dépendant fortement de la température susceptible d'évoluer entre  $-40^{\circ}\text{C}$  et  $+140^{\circ}\text{C}$  sous un capot, après de nombreux et longs essais infructueux, le service Métier fit appel au service Recherche et Développement Automatique de l'entreprise. Compte tenu de ses succès précédents (participations aux benchmarks internationaux proposés par le Professeur Landau et le Laboratoire d'Automatique de Grenoble [Landau *et al.*, 1995], traitement du banc d'essais électromécanique ALSTOM [Poullain *et al.*, 2005], etc.), l'équipe CRONE a alors été contactée afin d'essayer dans un premier temps de traiter le problème, de montrer la généricité de l'approche CRONE puis, finalement d'apporter son soutien pour transférer l'approche CRONE aux services Métier de Robert Bosch GmbH.

Après une campagne d'identification ayant permis de modéliser la vanne EGR pour différentes températures de fonctionnement, la Toolbox CRONE a été utilisée pour synthétiser une première commande robuste. Le cahier des charges consistait en 6 points majeurs :

- un dépassement nul pour de grandes rotations (jusqu'à  $90^{\circ}$ )
- un fonctionnement satisfaisant pour des températures allant de  $-40^{\circ}\text{C}$  à  $140^{\circ}\text{C}$
- un signal de commande compris entre  $\pm 13.5\text{V}$
- un temps de réponse à 90% inférieur à 100ms pour toute rotation
- un bruit de commande inférieur à 1V pour un bruit de mesure de 0.003rad (env. 0.2%)
- une période d'échantillonnage  $T_s$  égale ou supérieure à 1ms, valeur habituellement utilisée pour commander ce type d'actionneur.

Le comportement dynamique du système a été quantifié pour 5 températures différentes. Compte tenu du temps de réponse requis, il est apparu possible d'augmenter la période

d'échantillonnage jusqu'à 5ms, le régulateur discret devant alors être synthétisé avec une approche pseudo-continue afin de ne pas négliger le phénomène d'échantillonnage. La figure 1.43 montre les diagrammes de Bode et de Nichols de la réponse fréquentielle du système incertain associé au modèle d'un échantillonneur bloqueur d'ordre 0 et en utilisant le changement de variable  $z^{-1}=(1-w)/(1+w)$  avec  $w = j\nu$ , la pseudo-pulsation  $\nu$  correspondant à  $\omega = 2\arctan(\nu)/T_s$ . La plage de fréquence d'étude utilisée va de 0.04rad/s à 624rad/s.

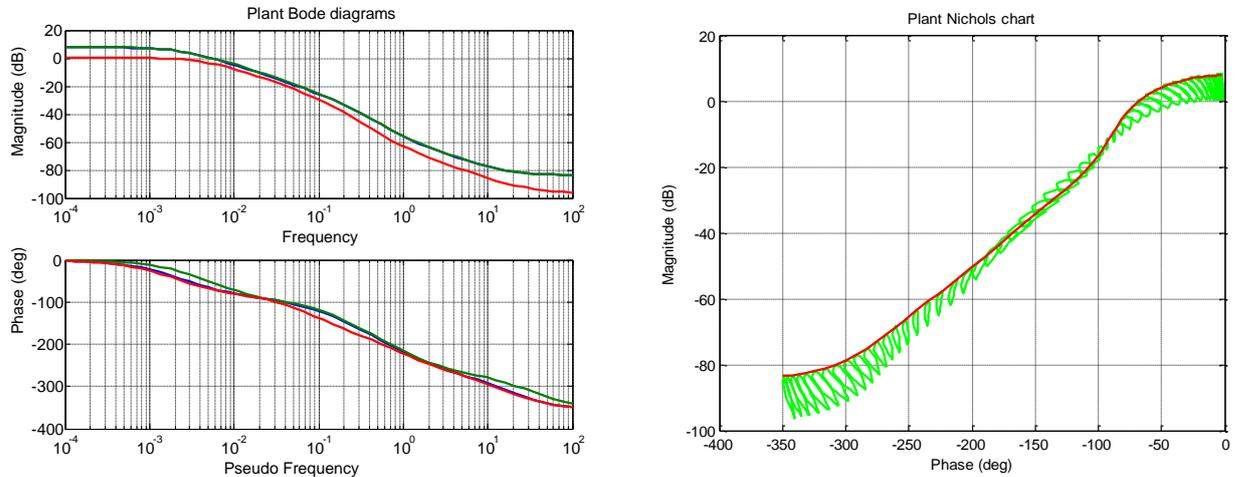


Figure 1.43 – Réponse fréquentielle incertaine de la vanne EGR

Compte tenu d'un ensemble d'objectifs de commande (bande passante, convergence sans trainage de la sortie vers la consigne, limitation du dépassement, amortissement, rejet d'une perturbation basse fréquence à l'entrée du procédé, immunité au bruit de mesure), les contraintes sur les fonctions de sensibilité ont été définies comme le présente la figure 1.44. Le pic de résonance nominal  $M_{rd}$  de  $T(w)$  est fixé à 3dB.

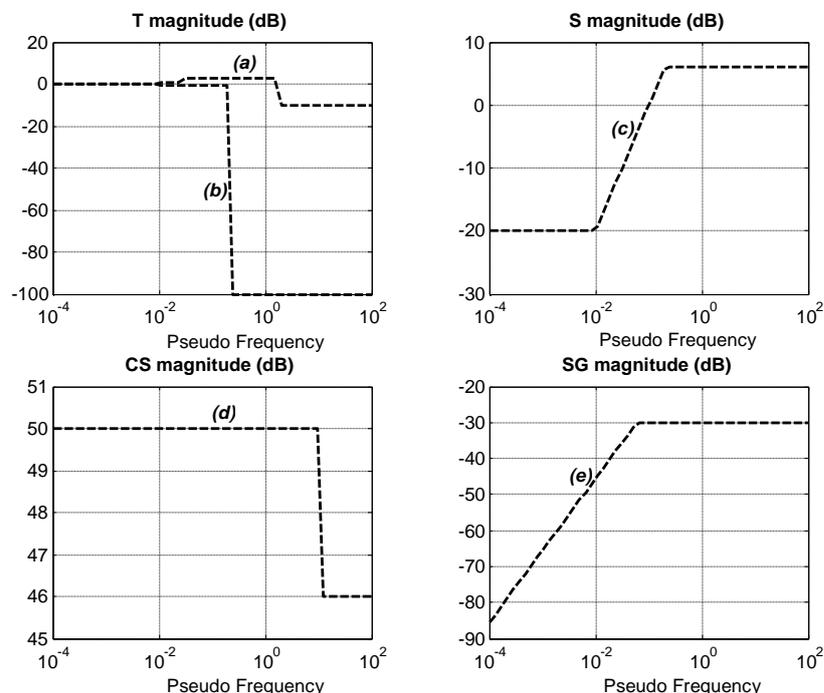


Figure 1.44 – Contraintes fréquentielles sur les fonctions de sensibilité

Compte tenu des comportements en basse et en haute fréquence du procédé nominal et de ses 2 zéros à partie réelle positive, la fonction de transfert en boucle ouverte optimisée est la suivante :

$$\beta_{\text{nom}}(w) = K \left( \frac{v_{-1}}{w} + 1 \right) \prod_{k=-1}^0 \left( \frac{1 + \frac{w}{v_{k+1}}}{1 + \frac{w}{v_k}} \right)^{a_k} \left( \Re_{/i} \left[ \left( \alpha_k \frac{1 + \frac{w}{v_{k+1}}}{1 + \frac{w}{v_k}} \right)^{ib_{qk}} \right] \right)^{-q_k \text{sign}(b_{qk})} \frac{(1-w)(1-w/17.39)}{\left(1 + \frac{w}{v_1}\right)^2} \quad (1.40)$$

La figure 1.45 présente le diagramme de Nichols de la fonction de transfert en boucle ouverte ainsi que les fonctions de sensibilité obtenues pour les 7 valeurs optimales :  $Y_r = -2.057\text{dB}$  ;  $v_r = 0.398$  ;  $v_{-1} = 0.0176$  ;  $v_0 = 0.414$  ;  $v_1 = 0.777$  ;  $a_{-1} = 0.902$  ;  $b_{-1} = 1.259$  ( $b_{q-1} = 0.783$  and  $q_{-1} = 2$ ). Les autres paramètres sont alors :  $K = 30.3\text{dB}$  ;  $\alpha_{-1} = 4.85$  ;  $a_0 = 5.99$  ;  $b_0 = 0.534$  ( $b_{q0} = 0.534$  and  $q_0 = 1$ ) ;  $\alpha_0 = 1.24$ .

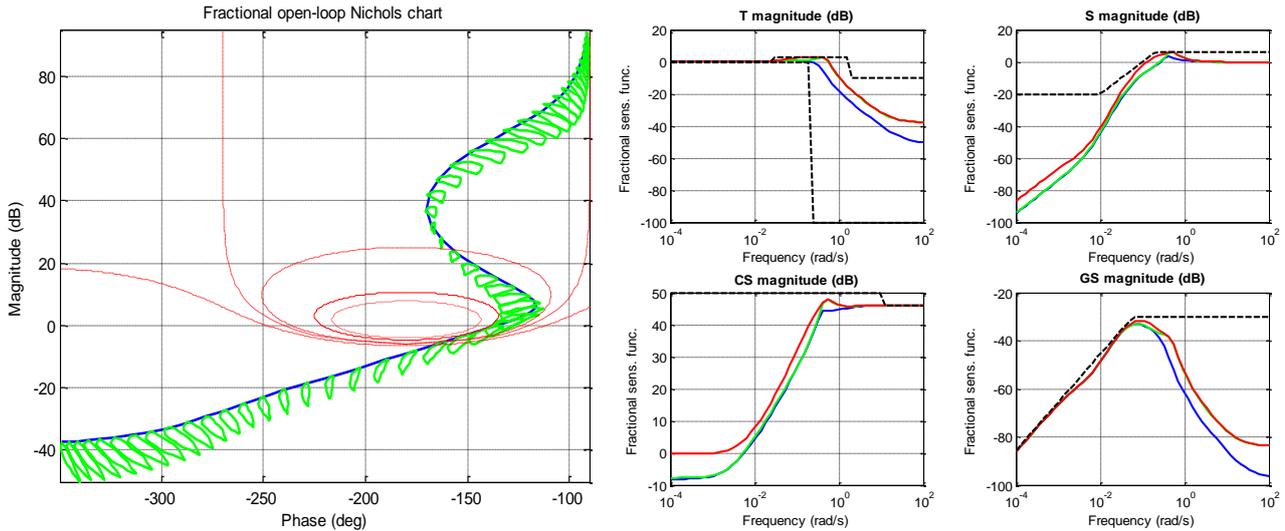


Figure 1.45 – Réponse fréquentielle de la fonction de transfert en boucle ouverte et fonctions de sensibilité

Ici, un régulateur rationnel d'ordre 5 permet d'approximer la réponse fréquentielle désirée avec des erreurs inférieures à 0.1 dB pour le gain et  $0.61^\circ$  pour la phase (figure 1.46).

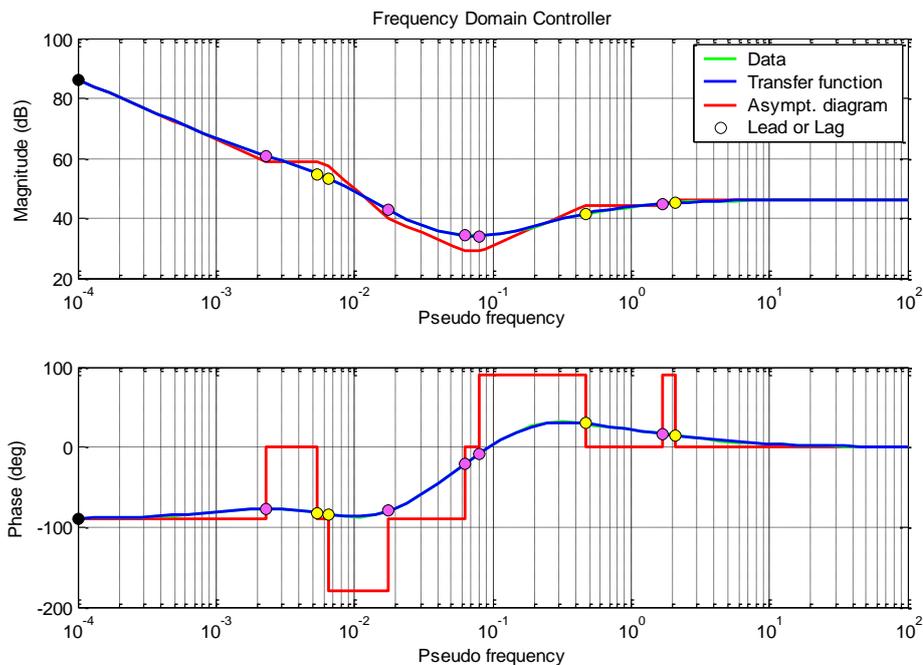


Figure 1.46 – Comparaison de la réponse fréquentielle désirée du régulateur CRONE avec celle du régulateur rationnel synthétisé

Le régulateur  $C(z)$  implémentable est alors simplement obtenu grâce au changement de variable inverse  $w = (1-z^{-1})/(1+z^{-1})$ . Comme le montre le schéma de la figure 1.47, afin de respecter les spécifications relatives à de grandes variations de la consigne, ce régulateur robuste  $C(z)$  a alors été associé à un filtre linéaire  $F(z)$  de la consigne permettant de contrer le dépassement qui pourrait apparaître sur la sortie  $y(t)$  et de limiter le niveau du signal de commande  $u(t)$  tel que proposé par Poty [2006]. Une mise en forme non linéaire  $SR$  (slew-rate) limitant la vitesse de variation de la consigne est également introduite.

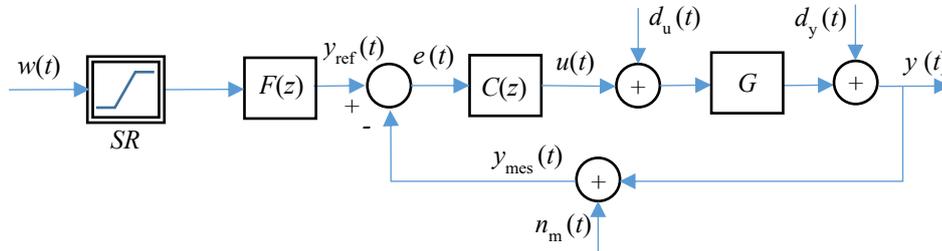


Figure 1.47 - Schéma de commande proposé pour la commande de la vanne EGR

La réponse fréquentielle du filtre  $F$  est déduite de celle du transfert nominal  $A_{nom}$  de suivi de consigne ( $Y/W$  sans tenir compte de la non-linéarité  $SR$ ) de type passe-bas d'ordre non entier sans pic de résonance et dont les paramètres sont optimisés pour assurer une réponse de la sortie aussi rapide que possible mais avec un signal de commande inférieur à son niveau de saturation. La forme rationnelle de  $F$  est alors issue de l'approximation de la réponse fréquentielle :

$$F(j\omega) = A_{nom}(j\omega) \frac{1 + G_{nom}(j\omega)C(j\omega)}{G_{nom}(j\omega)C(j\omega)}. \quad (1.41)$$

Un tel système de commande a permis de respecter toutes les spécifications. La figure 1.48 montre un exemple de vérification des performances du contrôle de la vanne.

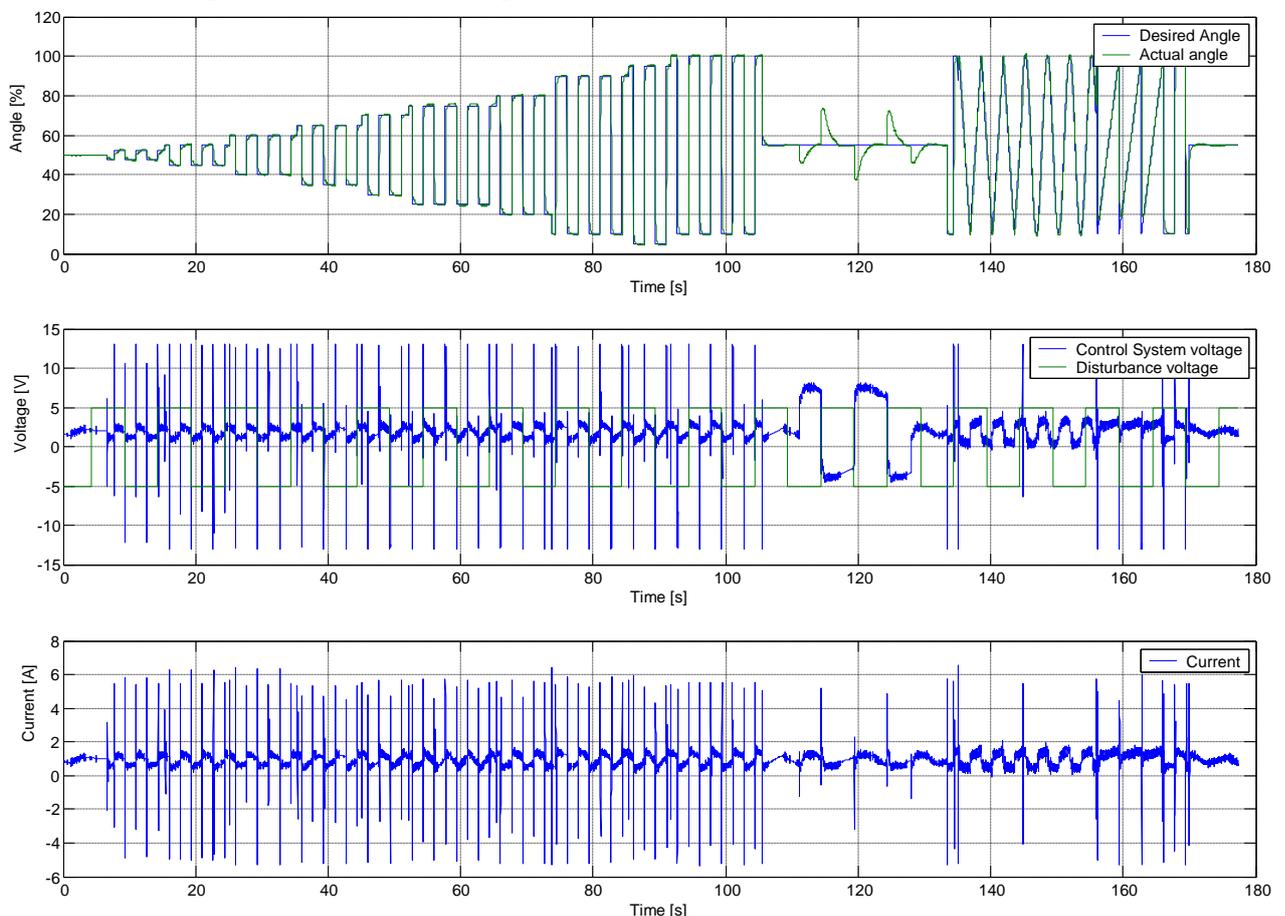


Figure 1.48 - Sollicitation de la vanne EGR contrôlée avec une régulation CRONE

Comme le montre la figure 1.46, les 2 premiers ainsi que le dernier couple zéro/pole du régulateur synthétisé ont un apport relativement faible à la loi de commande. Ainsi un régulateur du 2<sup>ème</sup> ordre s'est finalement avéré suffisant pour approximer la réponse fréquentielle désirée sans que l'erreur d'approximation ne dégrade significativement les performances. La vanne EGR ayant été développée pour le système d'air d'un véhicule qui devait être commercialisé rapidement (Mercedes CLS) et dont le calculateur avait déjà été développé et validé plusieurs mois à l'avance, cette approximation d'ordre réduit du régulateur CRONE synthétisé a alors été utilisée en lieu et place du PID à gains préprogrammés initialement prévu. Outre la forte réduction de la fréquence d'échantillonnage (division par 5) et donc de la charge processeur, comparativement à la loi de commande PID pré-programmé traditionnelle, la simplicité du régulateur CRONE proposé permet de réduire de 43% la capacité mémoire nécessaire au code de calcul.

Afin de démontrer la généralité de l'approche CRONE, elle a ensuite été appliquée à un ensemble d'actionneurs de positionnement provenant de divers fournisseurs pour des systèmes d'air conçus au sein de Robert Bosch GmbH. En parallèle une palette complète d'outils a été développée afin qu'une approche robuste et "model-based" (reposant sur un modèle de l'actionneur) soit adoptée par les services métiers. La figure 1.49 montre les 4 parties principales de cette palette d'outils. La première (ETC\_DQA) permet d'acquérir un ensemble de mesures pour caractériser l'actionneur à commander. La seconde (ETC\_ParEsTool) permet de déterminer les paramètres du modèle physique (statique et dynamique) du système. A partir des réponses fréquentielles de ce modèle pour l'ensemble des points de fonctionnement considérés, la troisième partie (ETC\_CSD) permet de mettre en œuvre l'approche CRONE pour la synthèse d'un régulateur robuste dont la quatrième partie (ETC\_Implement) automatise l'implémentation et l'évaluation.

## ETC Design Toolchain - Process overview

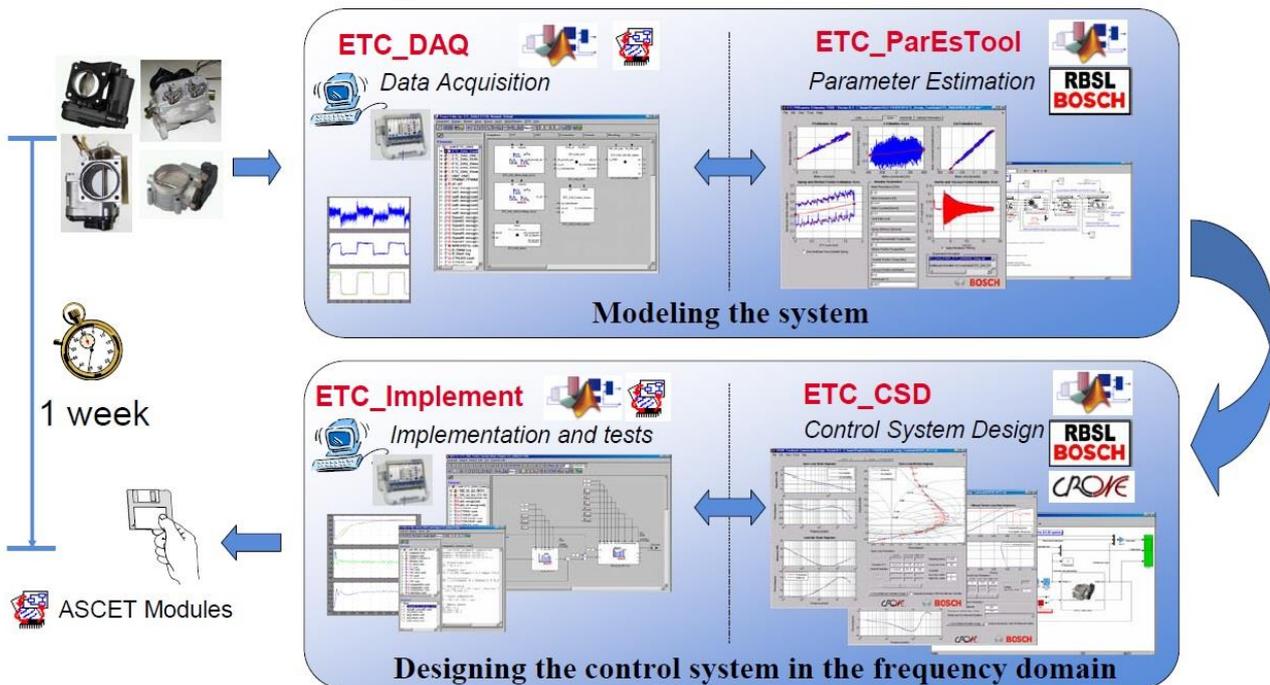


Figure 1.49 – Palette d'outils développée par la société Robert Bosch GmbH pour la mise en œuvre assistée de l'approche CRONE

4 étapes dans ETC\_CSD permettent successivement la détermination des paramètres de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale et assurant la robustesse de la commande, la synthèse du régulateur rationnel correspondant, la détermination des paramètres du préfiltre de consigne puis finalement son approximation rationnelle.

La figure 1.50 montre la première de ces étapes telle qu'elle est présentée lors des séances de formation organisées sur 2 journées complètes au sein de Robert Bosch GmbH. Le lieu de Nichols

de la fonction de transfert en boucle ouverte optimisée  $\beta_{nom}$  est présenté simultanément avec la réponse fréquentielle du régulateur  $C$  à laquelle il conduira.

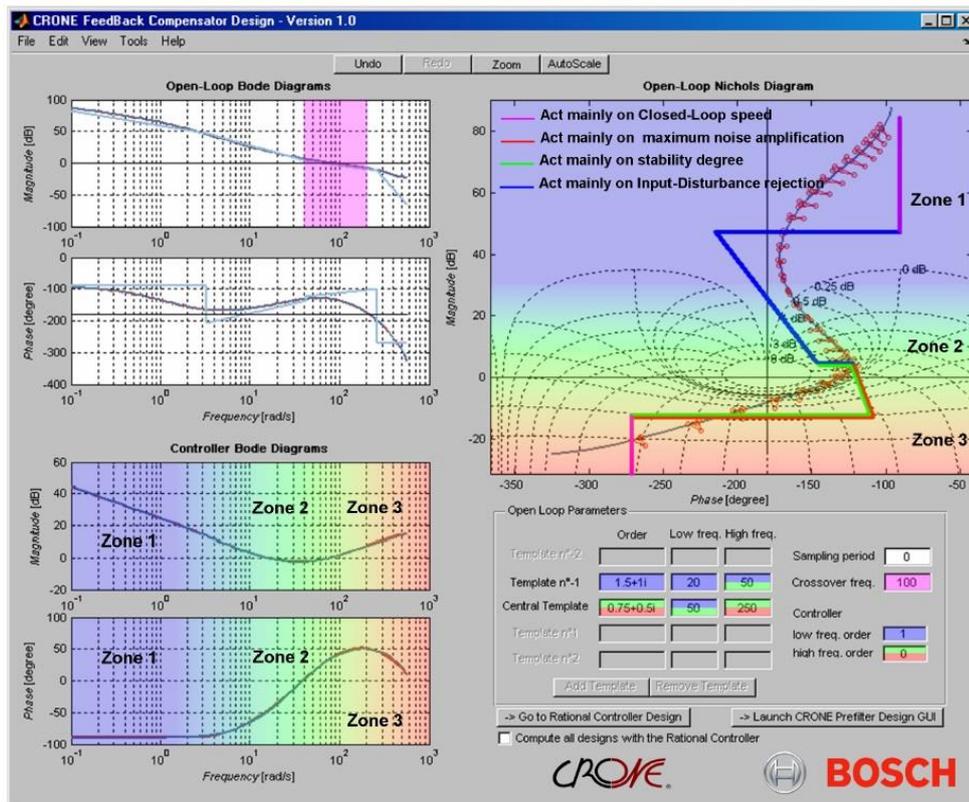


Figure 1.50 – Optimisation de la fonction de transfert en boucle ouverte telle que proposée dans la palette d'outils développée par la société Robert Bosch

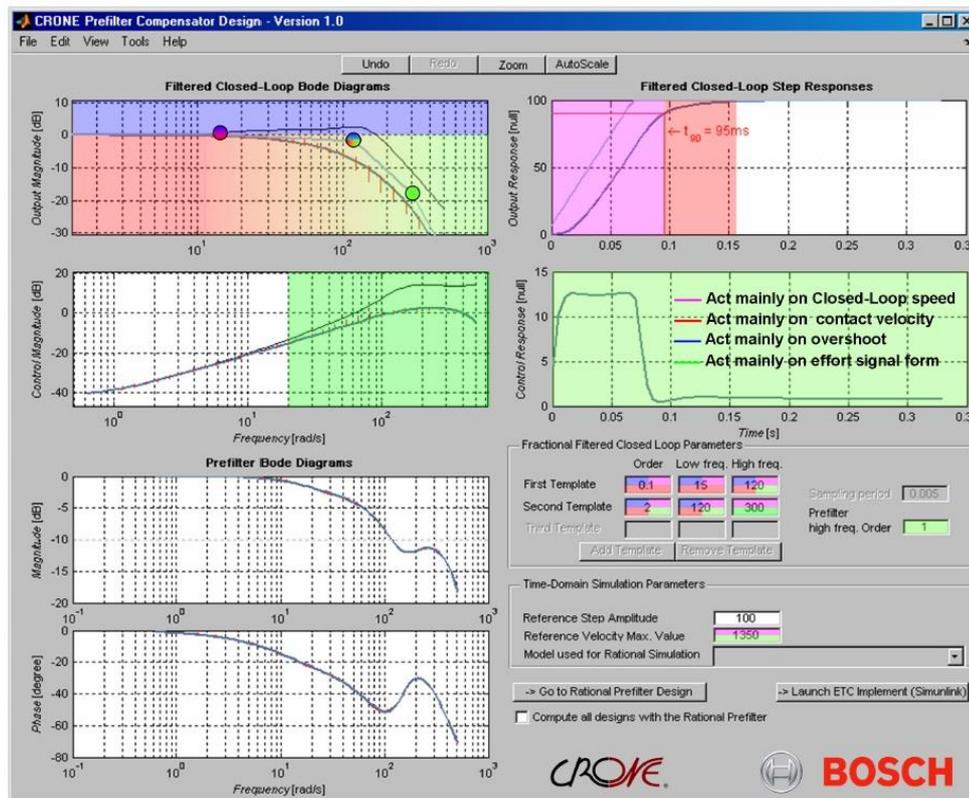


Figure 1.51 – Optimisation de la fonction de transfert en boucle fermée relative à la consigne telle que proposée dans la palette d'outils développée par la société Robert Bosch

La figure 1.51 montre l'interface du même type permettant cette fois l'optimisation des paramètres de la fonction de transfert  $A_{\text{nom}}(s)$  de suivi de consigne avec :

$$A_{\text{nom}}(j\omega) = \prod_{k=1}^N \left( \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_{kh}}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{kl}}} \right)^{n_k} . \quad (1.42)$$

Le préfiltre  $F$  qui en sera déduit (relation 1.41) est là aussi présenté. Les synthèses des formes rationnelles du régulateur  $C$  et du préfiltre  $F$  sont finalement obtenues grâce à l'interface directement issue de la toolbox CRONE telle que le présente la figure 1.39.

Compte tenu de l'ensemble de la palette d'outils proposés, le temps de développement et d'implémentation d'une loi de commande a été évalué à moins de 5 jours alors qu'au minimum 25 jours étaient jusque-là nécessaires. Le gain en temps de développement est donc de 80%.

Cette expérience avec Robert Bosch GmbH a montré qu'il était possible d'introduire une nouvelle approche de synthèse de commande robuste dans le monde industriel et donc d'aller au-delà du PID et de tous les compléments qui lui permettent de répondre aux cas difficiles. Si cela a été possible c'est très probablement :

- parce que le caractère fréquentiel de l'approche CRONE était compréhensible par les automaticiens de l'entreprise ;
- parce que l'approche proposée avait été développée pour être simple à mettre en œuvre, mise en œuvre encore simplifiée grâce au développement d'une palette d'outils allant de la caractérisation de l'actionneur jusqu'à l'implémentation de sa loi de commande ;
- parce que les services de l'entreprise se trouvaient dans l'impossibilité de résoudre un problème avec les outils habituels ;
- et surtout grâce à un ambassadeur de l'approche CRONE particulièrement motivé et présent au sein de l'entreprise.

## 1.6 – Propositions de simplification de la synthèse d'une commande CRONE de 3<sup>ème</sup> génération

### 1.6.1 – Simplification du choix du procédé nominal

Initialement, la pulsation au gain unité  $\omega_{cg}$  de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale  $\beta_{\text{nom}}$  était imposée dans l'approche CRONE de 3<sup>ème</sup> génération. Afin de permettre une adaptation automatique de la rapidité apportée par le régulateur aux contraintes fréquentielles portant notamment sur le maximum de la fonction de sensibilité  $CS$ , ce paramètre a été rapidement libéré, la pulsation de résonance  $\omega_r$  de la fonction de sensibilité complémentaire nominale  $T_{\text{nom}}$  étant alors optimisée. Seul le pic de résonance  $M_{rd}$  de  $T_{\text{nom}}$  est resté fixe lors de l'optimisation, pic dont se déduit les valeurs nécessaires des ordres fractionnaires  $a_0$  et  $b_0$ .

Un régulateur CRONE résulte certes d'une approche prenant en compte l'ensemble des réponses fréquentielles d'un système, malgré l'optimisation possible de la position du point de tangence du lieu de  $\beta_{\text{nom}}$  au contour relatif à  $M_{rd}$ , la robustesse et la valeur maximale du pic de résonance  $M_{r\text{max}}$  peuvent néanmoins dépendre du choix du procédé nominal  $G_{\text{nom}}$  effectué en début de processus par le concepteur. En effet, le choix d'un procédé nominal qui ne s'avère a posteriori pas "le pire" peut malgré la qualité de l'approche CRONE conduire à un pic de résonance de  $T$  important. Choisir judicieusement le pire procédé comme procédé nominal n'est par ailleurs pas toujours facile, ce

procédé "le pire" dépendant souvent du régulateur synthétisé. Ce problème apparaît généralement quand la réponse fréquentielle du procédé nominal n'appartient pas aux parties de plus forts gain et déphasage des domaines d'incertitude fréquentielle positionnés à proximité du point critique.

Comme le montre la figure 1.52, une solution consiste à réduire la valeur de  $M_{rd}$  (passage de  $M_{rd1}$  à  $M_{rd2}$ ) afin que le contour d'amplitude tangenté par le lieu de Nichols de  $\beta_{nom}$  éloigne naturellement l'ensemble des domaines d'incertitude du point critique. Au lieu de réduire  $M_{rd}$  entre des synthèses successives jusqu'à atteindre un résultat acceptable, comme pour  $\omega_r$  il est beaucoup plus simple de le laisser évoluer au cours du processus d'optimisation pour qu'il s'adapte aux domaines d'incertitude et au procédé nominal choisi [Lamara *et al.* 2014; Lamara, 2015]. Sachant que l'augmentation de  $M_{rd}$  augmente la valeur maximale  $M_{r\ max}$ , mais que sa diminution engendre l'augmentation des modules des fonctions de  $SG$  et  $CS$  (augmentation de l'avance de phase apportée par le régulateur) la valeur de  $M_{rd}$  converge alors naturellement pour exclure les domaines d'incertitude d'un contour d'amplitude correspondant à un pic de résonance de valeur trop importante voire interdite.

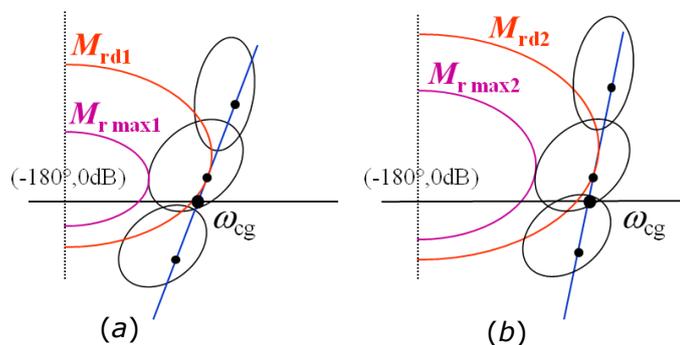


Figure 1.52 – De (a) à (b), réduction du pic de résonance nominal  $M_{rd}$  (passage de  $M_{rd1}$  à  $M_{rd2}$ ) afin de réduire le pic de résonance maximum  $M_{r\ max}$  (passage de  $M_{r\ max1}$  à  $M_{r\ max2}$ )

Quand un seul intégrateur d'ordre non entier complexe est utilisé ( $N^+ = N^- = 0$ ), 5 paramètres sont alors à optimiser ( $\omega_r$ ,  $M_{rd}$ ,  $Y_r$ ,  $\omega_0$  et  $\omega_1$ ), les 3 paramètres dépendants ( $K$ ,  $a_0$  et  $b_0$ ) étant alors déterminés analytiquement pour assurer la tangence au contour d'amplitude  $M_{rd}$  au point d'ordonnée  $Y_r$  et à la pulsation  $\omega_r$ .

### 1.6.2 – Simplification de la définition des contraintes portant sur les fonctions de sensibilité

Le critère d'optimisation (1.23) utilisé par l'approche CRONE standard ne portant que sur la robustesse, les performances en suivi de consigne, rejet de perturbation et sensibilité du signal de commande sont extrêmement conditionnées pas la définition des 5 contraintes fréquentielles  $T_u$ ,  $T_i$ ,  $S_u$ ,  $CS_u$  et  $SG_u$  portant sur les 4 fonctions de sensibilité. Ces 5 contraintes utilisées dans (1.24) à (1.28) doivent donc être définies très précisément afin que des régulateurs à la fois robustes et performants puissent être obtenus. Malheureusement, même aidé par un toolbox bien conçue, un concepteur de lois de commande ne maîtrisant pas le domaine fréquentiel aura très probablement beaucoup de difficultés pour traduire correctement ses objectifs temporels en spécifications fréquentielles. Il est donc à prévoir que les régulateurs qu'il synthétisera seront peu efficaces pour des applications particulièrement exigeantes.

Comme quand il s'est agi de libérer la pulsation de résonance  $\omega_{cg}$  et le pic de résonance  $M_{rd}$  nominaux, nous avons souhaité proposer une évolution de la méthodologie CRONE permettant la synthèse de régulateurs aux performances beaucoup moins sensibles au degré d'expertise du concepteur. La méthodologie de commande CRONE permettait la synthèse de régulateurs robustes aux incertitudes portant sur le procédé, l'objectif est maintenant de la rendre robuste à son utilisateur.

Trois nouveaux critères d'optimisation ont été évalués [Lanusse *et al.*, 2013, ]. Leur point commun est d'optimiser naturellement la bande passante qu'assure le régulateur sans qu'elle ait besoin

d'être contrainte par ailleurs. Ainsi, la définition des contraintes pourra être simplifiée, certaines contraintes pouvant même ne plus être utilisées.

Le premier critère de type "Integral Square Error" (ISE) [Naslin, 1969] repose sur l'énergie de l'écart entre une consigne de type échelon et la sortie correspondante du système. Les 2 autres critères sont basés sur la norme infini (le pic de résonance dans un cas monovarié) des transformées de Laplace  $S(s)/s$  et  $SG(s)/s$ .

### 1.6.2.1 – Minimisation de l'énergie de l'erreur

En l'absence de bruit de mesure, le signal d'erreur  $e(t)$  de la figure Fig. 1.1 est défini par :

$$e(t) = y_{\text{ref}}(t) - y(t). \quad (1.43)$$

Pour une consigne de type échelon, la minimisation de l'énergie de  $e(t)$  pour l'ensemble des états paramétriques du procédé  $G$  devrait permettre d'obtenir un régulateur à la fois performant et robuste, c'est à dire qui assure une décroissance à la fois rapide et bien amortie de l'erreur. Tant que la forme rationnelle du régulateur n'est pas synthétisée, il serait difficile d'utiliser l'expression temporelle  $e(t)$ , notamment par l'intermédiaire de la fonction de transfert de la boucle ouverte optimisée qui est d'ordre fractionnaire complexe. Le théorème de Parseval permet de contourner cette difficulté, le calcul de l'énergie de l'erreur pouvant alors être effectué dans le domaine fréquentiel :

$$\int_{-\infty}^{\infty} |e(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |e(j\omega)|^2 d\omega, \quad (1.44)$$

avec

$$e(j\omega) = \frac{Y_{\text{ref}}(j\omega)}{1 + G(j\omega)G_{\text{nom}}^{-1}(j\omega)\beta_{\text{nom}}(j\omega)} \quad \text{et} \quad Y_{\text{ref}}(j\omega) = \frac{1}{j\omega}. \quad (1.45)$$

Afin de mieux conditionner le problème d'optimisation (meilleure sensibilité du critère aux paramètres optimisés) mais aussi de prendre en compte l'incertitude portant sur le procédé  $G$  (objectif de robustesse), le premier nouveau critère d'optimisation est alors défini par :

$$J_{\text{ME}} = 10 \log_{10} \left( \int_{\omega_{\text{min}}}^{\omega_{\text{max}}} \max_G |e(j\omega)|^2 \frac{d\omega}{2\pi} \right), \quad (1.46)$$

$\omega_{\text{min}}$  et  $\omega_{\text{max}}$  étant les bornes de la plage fréquentielle d'étude répartie de part et d'autre de la bande passante envisageable. Le critère  $J_{\text{ME}}$  de type norme-2 correspondant à l'intégrale de l'erreur  $e(t)$  sur l'ensemble de son régime transitoire, les contraintes  $T_1$  (1.24) et  $T_u$  (1.25) n'ont plus pour rôle d'éviter le phénomène de trainage observé quand la sortie converge mollement vers la consigne. La transformée de Laplace de  $e(t)$  (pour une consigne échelon) étant définie par  $S(s)/s$ , la minimisation du critère  $J_{\text{ME}}$  a également tendance à étendre la plage fréquentielle basse fréquence pour laquelle la fonction de sensibilité  $S(j\omega)$  présente un module faible et donc celle où la fonction de sensibilité complémentaire  $T(j\omega)$  doit avoir un module proche de 1. Ainsi, les contraintes  $T_1$  (1.24),  $T_u$  (1.25) et  $S_u$  (1.26), n'ont alors plus à spécifier la bande passante minimale attendue, tout comme la contrainte  $SG_u$  (1.28) n'a plus à spécifier la bande de rejet d'une perturbation d'entrée. La définition des contraintes est alors beaucoup plus simple, certaines pouvant même devenir inutiles.

### 1.6.2.2 – Minimisation de la norme infini de $SG(s)/s$

Gude et Kahoraho [2009] ont proposé un critère d'optimisation de régulateur qui pourrait être une alternative au critère  $J_{\text{ME}}$  (1.46). Il repose sur la capacité du régulateur à rejeter une perturbation basse fréquence appliquée en entrée du procédé. Pour une perturbation échelon, la sortie du procédé est donnée par :

$$Y(j\omega) = \frac{G(j\omega)D_u(j\omega)}{1 + G(j\omega)G_{\text{nom}}^{-1}(j\omega)\beta_{\text{nom}}(j\omega)} \quad \text{avec } D_u(j\omega) = \frac{1}{j\omega}. \quad (1.47)$$

$Y(s)$  correspondant à la transformée de Laplace  $SG(s)/s$ , basée sur sa norme infini, un nouveau critère d'optimisation peut être défini par :

$$J_{SG} = \max_G \sup_{\omega} \left| \frac{S(j\omega)G(j\omega)}{j\omega} \right|_{\text{dB}}. \quad (1.48)$$

La minimisation de la norme infini de la fonction sensibilité  $SG(s)$  semblerait suffisante pour évaluer la bande passante de la boucle fermée et l'efficacité du rejet de perturbation. Pour le vérifier, considérons le cas simple d'un procédé  $G$  et différents régulateurs PID  $C_i$  assurant tous un degré de stabilité satisfaisant (marge de phase de l'ordre de  $60^\circ$ ) et définis par :

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{1}{s^2} \\ C_1(s) &= 0.2 \left( 1 + \frac{0.001}{s} \right) \left( \frac{1+5s}{1+0.2s} \right) \\ C_2(s) &= 0.2 \left( 1 + \frac{0.1}{s} \right) \left( \frac{1+5s}{1+0.2s} \right) \\ C_3(s) &= 20 \left( 1 + \frac{0.1}{s} \right) \left( \frac{1+0.5s}{1+0.02s} \right) \end{aligned} \quad (1.49)$$

Les régulateurs  $C_1$  et  $C_2$  assurent une bande passante de l'ordre de 1rad/s alors que  $C_3$  assure lui une bande passante de 10rad/s. Alors que  $C_1$  et  $C_3$  sont caractérisés par des constante de temps d'intégration de 10s,  $C_2$  est caractérisé par une constant de temps de 1000s et il est donc 100 fois plus lent pour rejeter une perturbation d'entrée. La figure 1.53 montre que si la norme infini de la fonction de sensibilité  $SG$  est plus faible pour le régulateur  $C_3$  (-26dB) que pour les régulateurs  $C_1$  et  $C_2$  (-13dB) et montre bien une bande passante plus importante, cette norme ne permet pas de différencier l'efficacité du rejet de perturbation obtenu par les régulateurs  $C_1$  et  $C_2$ . A l'opposé, la norme infini de  $SG/s$  permet à la fois de constater que le régulateur  $C_3$  (-6dB) conduit à une bande passante plus élevée que le régulateur  $C_1$  (+34dB) et que  $C_1$  est lui-même plus efficace en rejet de perturbation que le régulateur  $C_2$  (+74dB).

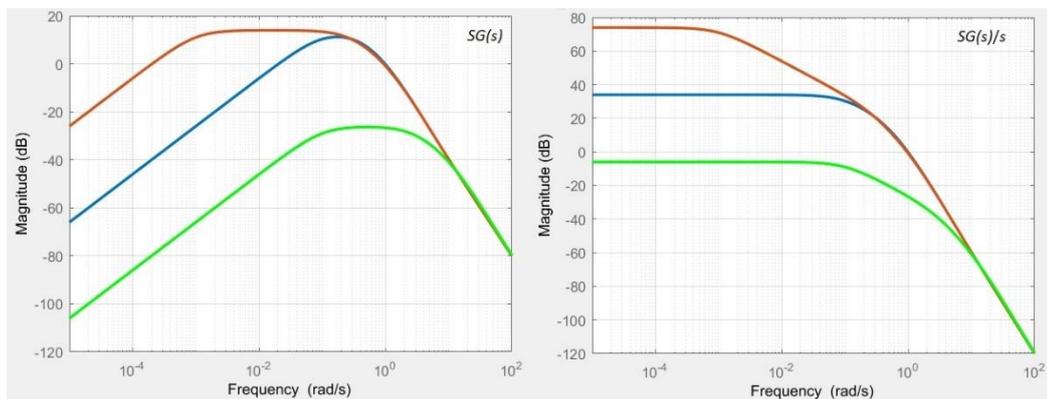


Figure 1.53 – Tracé de  $|SG(j\omega)|$  (à gauche) et de  $|SG(j\omega)/j\omega|$  (à droite) pour les régulateurs  $C_1$  (—),  $C_2$  (—) et  $C_3$  (—).

Cet exemple simple montre que c'est bien le critère  $J_{SG}$  tel que défini par (1.48) qui peut permettre d'optimiser simultanément la bande passante (en suivi de consigne) et l'efficacité du rejet de perturbation d'entrée. Les contraintes  $T_1$  (1.24),  $T_u$  (1.25),  $S_u$  (1.26) et  $SG_u$  (1.28) peuvent donc là aussi être définies beaucoup plus facilement.

1.6.2.3 – Minimisation de la norme infini de  $S(s)/s$ 

Kristiansson and Lennartson [2002] ont également proposé de minimiser la norme infini de la transformée de Laplace du signal d'erreur  $e(s)$  défini par (1.45) et donc par la transformée de Laplace  $S(s)/s$ . Ceci définit donc le critère d'optimisation suivant :

$$J_S = \max_G \sup_{\omega} \left| \frac{S(j\omega)}{j\omega} \right|_{\text{dB}}. \quad (1.50)$$

En reprenant l'exemple précédent, la figure 1.54 montre le tracé du module de  $S(s)/s$  et le compare avec celui de la fonction de sensibilité  $S(s)$ . Le degré de stabilité étant le même pour les 3 régulateurs, la norme infini de  $S(s)$  est sensiblement la même (+1.2dB). Par contre la norme infini de  $S(s)/s$  est plus faible pour le régulateur  $C_3$  (-19dB) que pour  $C_1$  et  $C_2$  (+1.2dB). L'analyse de la norme infini de  $S(s)/s$  permet donc bien de montrer que le régulateur  $C_3$  conduit à la bande passante la plus élevée. On peut remarquer que cette norme infini est mesurée au voisinage de la pulsation de coupure de la boucle fermée et qu'elle serait donc sensible à un pic de résonance élevée de la fonction de sensibilité  $S(s)$  relatif à un système mal amorti en boucle fermée.

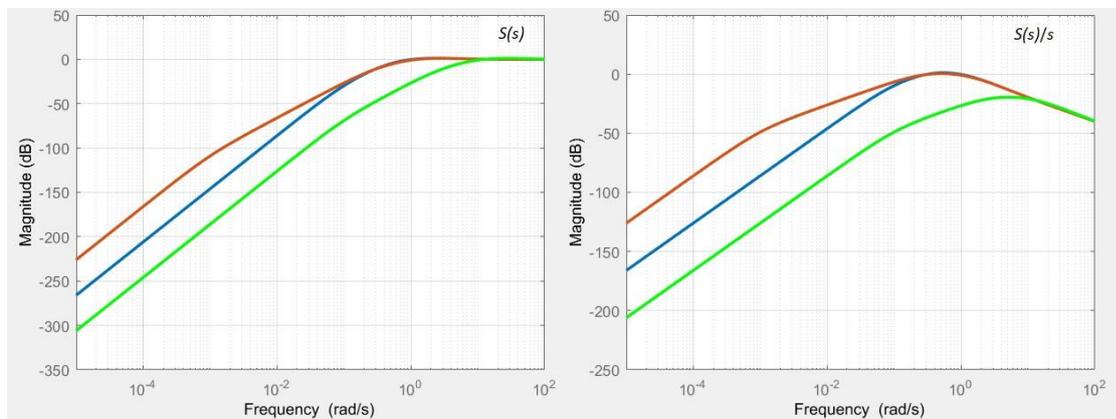


Figure 1.54 – Tracé de  $|S(j\omega)|$  (à gauche) et de  $|S(j\omega)/j\omega|$  (à droite) pour les régulateurs  $C_1$  (—),  $C_2$  (—) et  $C_3$  (—).

La minimisation du critère  $J_S$  permet donc bien de maximiser la bande passante de la boucle fermée mais aussi sa robustesse.

## 1.6.2.4 – Comparaison sur un exemple académique

Considérons un système  $G$  défini par

$$G(s) = \frac{\gamma}{s(0.01s+1)}, \quad (1.51)$$

avec  $1 \leq \gamma \leq 10$ , le procédé nominal étant défini par  $\gamma_{\text{nom}} = \sqrt{10}$ .

Le niveau de commande admissible  $u_{\text{nm}}(t)$  est de 4000 vis-à-vis d'un bruit de mesure  $n_m(t)$  de  $10^{-3}$ . Tel que spécifié traditionnellement, le pic de résonance nominal  $M_{\text{rd}}$  du critère d'optimisation habituel défini par (1.23) est fixé à 2.3dB. Afin d'obtenir un régulateur à la fois robuste et aussi performant que possible, les 5 contraintes fréquentielles (1.24) à (1.28) sur les 4 fonctions de sensibilités ont été affinées au terme d'un processus itératif exigeant. Elles sont alors définies par les valeurs suivantes :

- Jusqu'à  $\omega = 10^3$  rad/s, la contrainte basse  $T_1$  (1.24) est de -1dB, puis -280dB (une valeur suffisamment faible pour ne pas contraindre le problème d'optimisation).
- Jusqu'à  $\omega = 10^3$  rad/s, la contrainte haute  $T_u$  (1.25) est de +1dB, puis +5dB jusqu'à  $\omega = 200 \cdot 10^3$  rad/s et est finalement définie par une pente de -60dB/dec.

- Jusqu'à  $\omega = 10^3$  rad/s, la contrainte haute  $S_u$  (1.26) est définie par une pente de +40dB/dec et finalement par une valeur de +6dB.
- Jusqu'à  $\omega = 10^5$  rad/s, la contrainte haute  $CS_u$  (1.27) est de +132dB puis est ensuite définie par une pente de -20dB/dec.
- Jusqu'à  $\omega = 300$  rad/s, la contrainte haute  $SG_u$  (1.28) est définie par une pente de +20dB/dec et finalement par une valeur de -100dB.

Les paramètres prédéfinis de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale  $\beta_{nom}(s)$  (1.29) sont  $m_l = 2$  (le procédé comporte 1 intégrateur, 1 intégrateur supplémentaire sera apporté par le régulateur),  $m_h = 3$  (pour que le régulateur soit strictement propre) et  $N^+ = N^- = 1$  afin d'augmenter le potentiel d'optimalité du régulateur synthétisé. La figure 1.55 présente le lieu de Nichols de la fonction de transfert optimisée et ses paramètres tels que présenté par la Toolbox CRONE.

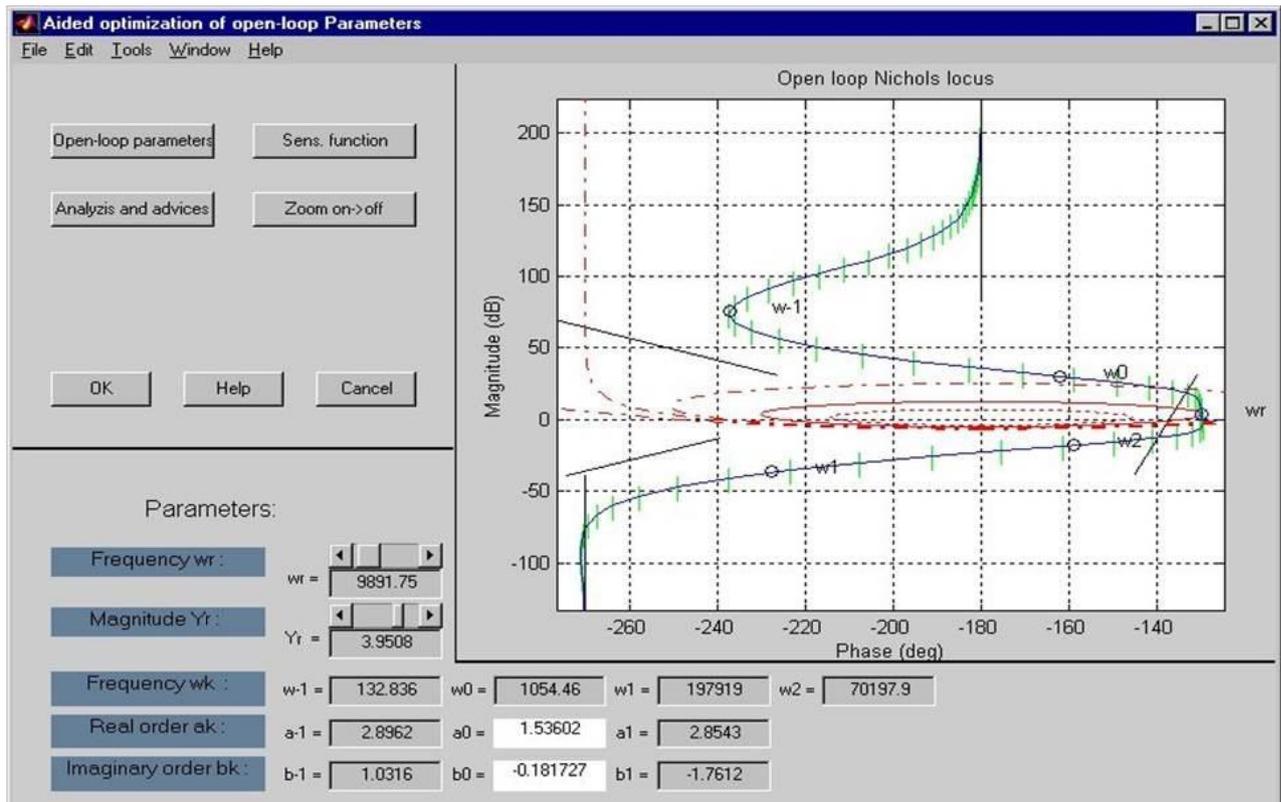


Figure 1.55 – Lieu de Nichols de la fonction de transfert en boucle ouverte optimisée

La figure 1.56 montre les valeurs nominales et extrêmes des gains des 4 fonctions de sensibilité ainsi que les 5 contraintes qui les ont conditionnées. Les contraintes  $T_l$ ,  $T_u$ ,  $S_u$  et  $SG_u$  relatives aux performances en suivi de consigne et en rejet de perturbations étant respectées et toutes atteintes, la robustesse du degré de stabilité étant assurée ( $M_r \leq 2.4$ dB), alors que la contrainte  $CS_u$  relative au signal de commande est elle aussi atteinte, on peut conclure que la définition des 4 contraintes de performance a permis d'obtenir un régulateur aussi performant que possible. Comme dit précédemment, la définition de ces 4 contraintes a néanmoins exigé un certain nombre d'itérations et une bonne maîtrise de la synthèse fréquentielle des régulateurs.

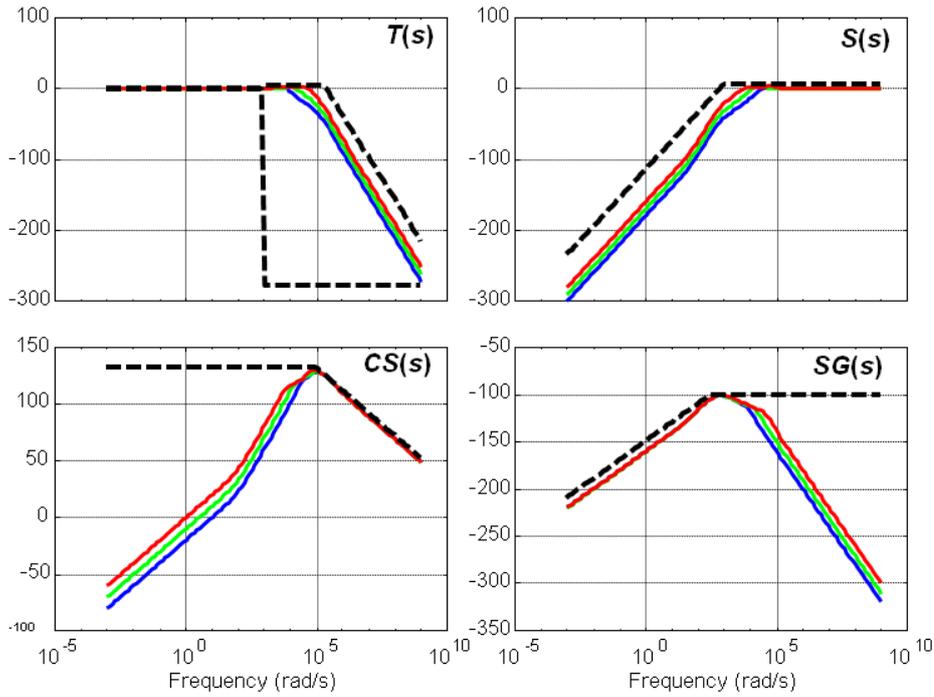


Figure 1.56 – Contraintes fréquentielles (---) sur les fonctions de sensibilité  $|T(j\omega)|$ ,  $|S(j\omega)|$ ,  $|CS(j\omega)|$  et  $|SG(j\omega)|$  nominales et extrémales

Afin de réduire le processus itératif de détermination des contraintes fréquentielles, les 3 nouveaux critères d'optimisation proposés  $J_{ME}$ ,  $J_{SG}$  et  $J_S$  sont alors utilisés en association avec des contraintes définies beaucoup plus facilement à partir d'objectifs simples. Les contraintes fréquentielles  $T_u$  (1.25),  $S_u$  (1.26) et  $CS_u$  (1.27) sont simplifiées :

- $T_u$  et  $S_u$  sont respectivement fixée à +5dB et +6dB sur toute la plage de fréquence afin de limiter le pic de résonance maximum.
- $CS_u$  reste fixée à +132dB jusqu'à  $\omega = 10^5$  rad/s puis définie par une pente de -20dB/dec pour limiter la sensibilité du signal de commande au bruit de mesure.

Outre la simplification de ces 3 contraintes, les 2 autres ( $T_l$  (1.24) et  $SG_u$  (1.28)), particulièrement délicates à définir, sont purement retirées. La figure 1.54 compare les contraintes initiales à celles qui sont définies maintenant.

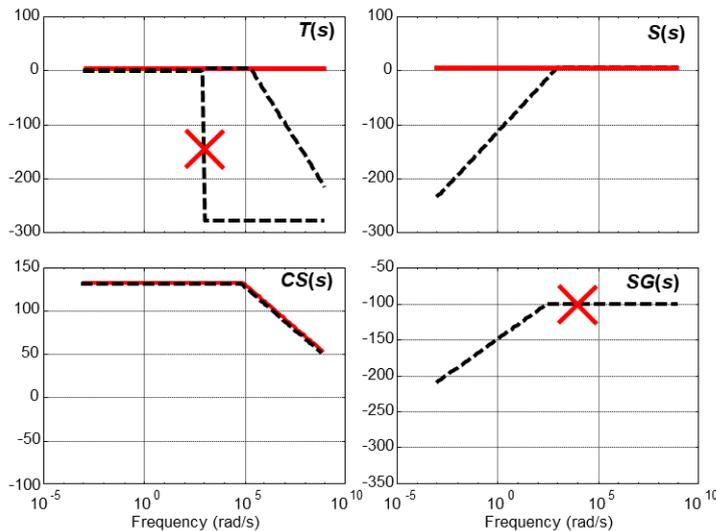


Figure 1.57 – Contraintes fréquentielles initiales (---), simplifiées (—) et supprimées X

3 régulateurs CRONE sont alors synthétisés en utilisant les 3 nouveaux critères et les contraintes simplifiées. La figure 1.58 permet de comparer les fonctions de sensibilité obtenues initialement avec le critère  $J$  puis avec les nouveaux critères  $J_{ME}$ ,  $J_{SG}$  et  $J_S$ .

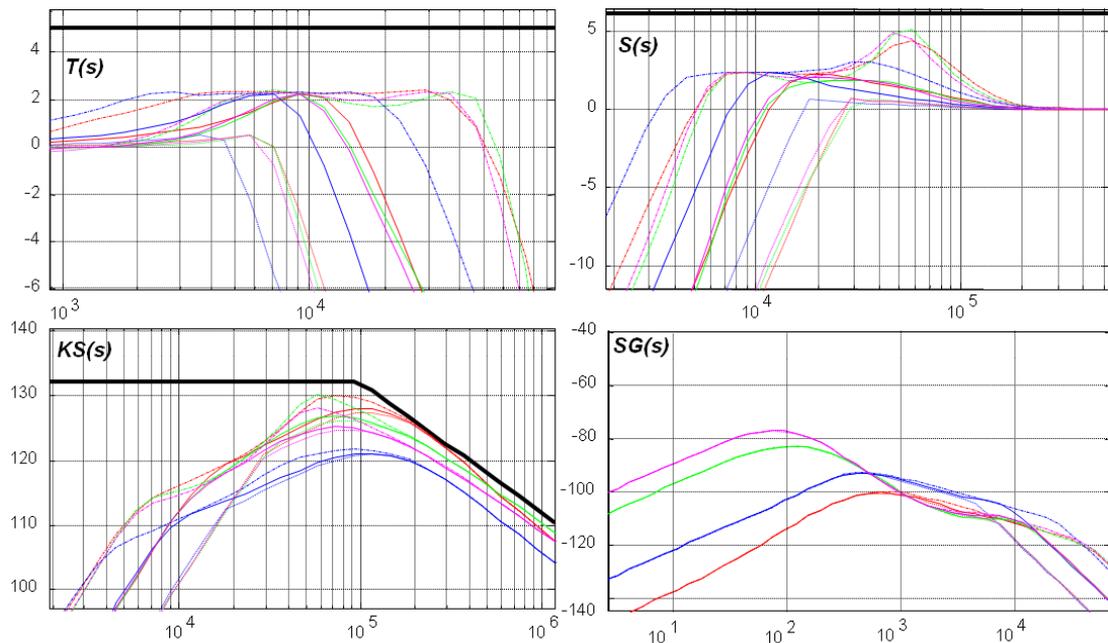


Figure 1.58 – Contraintes fréquentielles (—) portant sur les fonctions de sensibilité  $|T(j\omega)|$ ,  $|S(j\omega)|$ ,  $|CS(j\omega)|$  et  $|SG(j\omega)|$  obtenues à l'aide des critères d'optimisation  $J$  (—),  $J_{ME}$  (—),  $J_{SG}$  (—) et  $J_S$  (—)

Bien que la définition des contraintes fréquentielles ait été très allégée, les 3 nouveaux critères d'optimisation conduisent à des résultats assez proches. Le tableau 1.1 permet de comparer la performance (bandes passantes à -3dB relatives aux fonctions de transfert  $T(s)$  et  $S(s)$ ) et la robustesse (variation du pic de résonance  $M_r$  de  $T(s)$  vis-à-vis de la valeur désirée  $M_{rd}$ ) apportées par les 3 nouveaux régulateurs à celles du régulateur initial. Chaque valeur relative sur fond jaune correspond à une faible variation (différence inférieure à 10%) de la performance ou de la robustesse. Une valeur sur fond rouge ou vert correspond respectivement à une dégradation ou à une amélioration significative.

	$BW_{T(s)}$ (rad/s)	%	$BW_{S(s)}$ (rad/s)	%	$\Delta M_r$ (dB)	%
$J$	9270	100	3833	100	0,116	100
$J_S$	8876	95,7	4399	115	0,113	97,6
$J_{SG}$	6053	65,3	2496	65,1	0,105	90,5
$J_{ME}$	8436	91,0	4141	108	0,078	67,1

Tableau 1.1 – Comparaison des bandes passantes ( $BW_T$  and  $BW_S$ ) et de la robustesse ( $\Delta M_r$ ) assurées par les 4 régulateurs CRONE synthétisés

Le tableau comparatif montre que les 3 régulateurs obtenus avec les nouveaux critères sont aussi robustes que le régulateur robuste précédent (variations absolues de  $\Delta M_r$  faibles). Il montre également que l'utilisation des critères  $J_{ME}$  et  $J_S$  conduit à des bandes passantes proches (pour  $T$ ), voire meilleures (pour  $S$ ) que celles obtenues avec le critère  $J$  et ses 5 contraintes associées. Ce n'est pas le cas avec le critère  $J_{SG}$  qui néanmoins, comme le montre le tracé de  $SG(s)$  présenté par la figure 1.58, permet assez logiquement un bon rejet des perturbations d'entrée en basse fréquence. Le maximum de la fonction de sensibilité  $SG(s)$  est en effet assez proche de celui obtenu avec le critère  $J$  associé notamment à la contrainte implicite  $SG_u$ . Sachant que les 3 nouveaux critères permettent d'obtenir simplement des performances et une robustesse proches des valeurs optimales obtenues

itérativement avec le critère initial  $J$ , il est alors possible d'en utiliser les complémentarités. Pour cet exemple, il semblerait ainsi judicieux d'utiliser le critère  $J_S$  ou  $J_{ME}$  en lui associant une contrainte  $SG_u$  définie à partir de la valeur maximale du module  $|SG(j\omega)|$  obtenue au préalable avec le critère  $J_{SG}$  (ici -92dB).

### 1.6.2.5 – Application à une turbine éolienne

La simplification des objectifs de synthèse d'un régulateur CRONE robuste et performant est particulièrement intéressante quand l'outil de synthèse est confié à un utilisateur industriel. C'est d'ailleurs lors des travaux effectués en collaboration avec l'entreprise Valorem que cette simplification a été envisagée et développée. Opérateur en énergies vertes, Valorem a en effet souhaité gagner en connaissance sur les systèmes dont elle assure l'installation et l'exploitation, et dans le cadre de la Thèse réalisée par Benjamin Feytout [Feytout *et al.*, 2012, 2013; Feytout, 2013], il a été notamment décidé d'étudier le système de régulation permettant d'adapter la vitesse de rotation des pales d'une éolienne à la vitesse du vent afin d'en extraire une puissance maximale. Par souci d'efficacité et devant la difficulté à obtenir des données techniques des fournisseurs des différentes parties des éoliennes des parcs gérés par Valorem, d'un commun accord, il a été décidé d'étudier la commande d'un modèle du projet WindPact du progiciel FAST. Ce progiciel permet la simulation complète des éoliennes à axe horizontal, c'est-à-dire de leurs comportements aérodynamiques, mécaniques et électriques. Développé par le laboratoire Américain NREL et disponible sous Matlab-Simulink, l'ensemble des codes de FAST est considéré suffisamment exhaustif pour permettre d'estimer et d'évaluer le fonctionnement complet d'une éolienne.

L'éolienne considérée a une puissance nominale de 1.5 MW, une tour de 84m de haut au sommet de laquelle se situent une nacelle et un hub sur lequel sont fixées 3 pales constituant un rotor de 70m de diamètre. La nacelle (Figure 1.59a) abrite principalement un système de multiplication mécanique de la vitesse de rotation des pales (arbre lent) et une génératrice (arbre rapide) transformant la puissance mécanique extraite en puissance électrique, un système électronique de puissance modulant cette énergie électrique. Pour que l'éolienne ait un rendement optimal dans la plage de vent la plus fréquente, c'est-à-dire quand la puissance extractible ne dépasse pas la puissance nominale (zone I de la figure 1.59b), l'adaptation de la vitesse de rotation des pales à la vitesse du vent est obtenue en modulant le couple électromagnétique produit par la génératrice. Pour des vitesses de vent plus élevées (zone III de la figure 1.56b), les pales sont volontairement déventées en modifiant leur angle d'attaque (contrôle du pitch) afin de ne pas dégrader les composants mécaniques et électriques de l'éolienne.

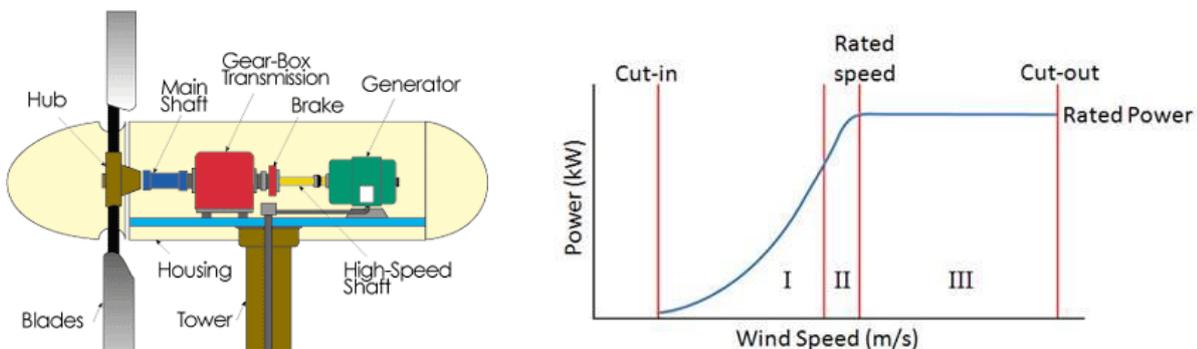


Figure 1.59 – Composants principaux aux abords de la nacelle d'une éolienne (a) et régimes de fonctionnement en fonction de la vitesse du vent (b)

La figure 1.60 présente l'intégration du modèle FAST dans un schéma de commande. Les entrées du modèle FAST ont ici l'angle de pitch de chaque pale, l'angle de yaw (et son taux de variation) de la nacelle ainsi que le couple électromagnétique du générateur. La variation du vent est à la fois une perturbation agissant sur les pales de l'éolienne et le signal permettant de déterminer la consigne de vitesse de l'arbre rapide. L'angle de pitch sera ici considéré constant.

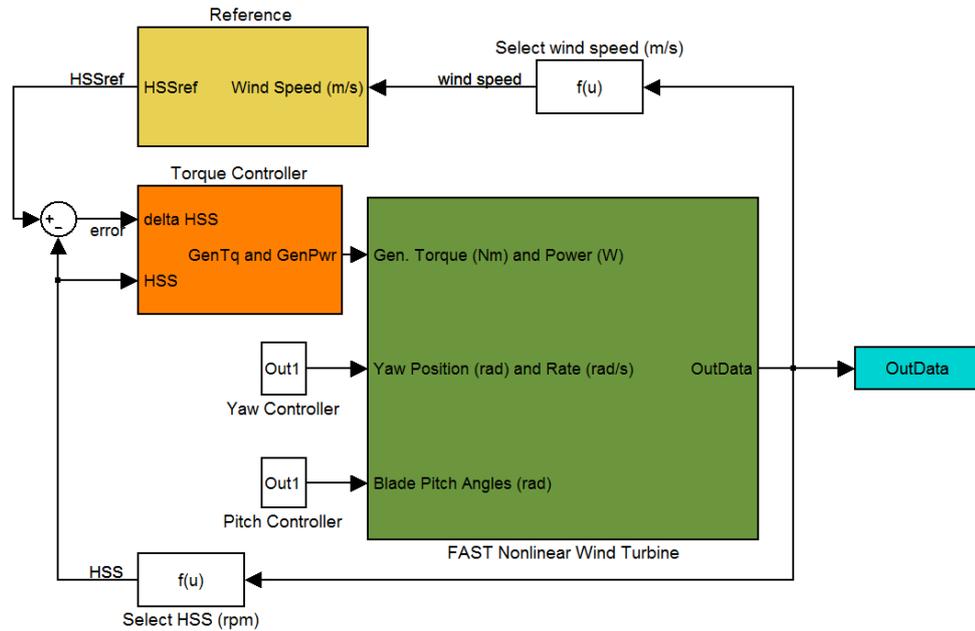


Figure 1.60 – Intégration du modèle FAST sous Matlab-Simulink pour le contrôle de la vitesse de rotation des pales en commandant le couple électromagnétique de la génératrice

Le système ayant un comportement dynamique non linéaire, le modèle linéaire liant la vitesse de rotation de l'arbre rapide vis-à-vis du couple électromagnétique généré est extrait pour des points de fonctionnement correspondant à différentes vitesses de vent (constant et selon la parallèle à l'axe de rotation des pales) : 4 m/s, 6 m/s, 8 m/s et 10 m/s. Cela correspond à des vitesses de rotation de l'arbre rapide d'environ 800 tr/min et 2100 tr/min.

La figure 1.61 présente les diagrammes de Bode issus des modèles linéaires obtenus. On peut constater la présence de 2 modes peu amortis, le premier à 20 rad/s correspondant au premier mode du battement des pales, le second vers 140 rad/s dû à la torsion de l'arbre mécanique.

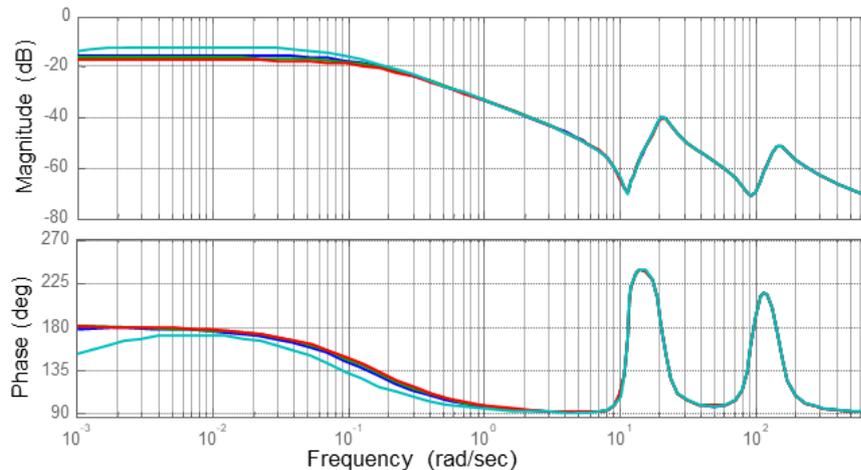


Figure 1.61 – Diagramme de Bode du procédé pour différentes vitesses de vent

Pour tous les états paramétriques, la loi de commande à développer doit satisfaire les spécifications suivantes :

- un degré de stabilité correspondant à un dépassement de la vitesse en sortie entre 15 et 25% lors de la réponse à une variation échelon de la vitesse de référence ;
- un bruit de commande limité à 500Nm pour un bruit de mesure de 5 tr/min (5% de la valeur maximale de la commande) ;
- une marge de module supérieure à 0.5.

En tenant compte d'un procédé nominal simplifié (abstraction des modes peu amortis) correspondant à une vitesse de vent de 8 m/s et de l'ensemble des procédés identifiés, des régulateurs sont synthétisés en utilisant chacun des critères d'optimalité  $J$ ,  $J_{ME}$ ,  $J_{SG}$  et  $J_S$  présentés précédemment. Les optimisations effectuées à l'aide des 3 critères alternatifs sont effectuées avec des contraintes simplifiées sur les fonctions de sensibilités.  $T_u$  (1.25) et  $S_u$  (1.26) sont respectivement fixées à +2dB et +6dB sur toute la plage de fréquence afin de limiter les pics de résonance.  $CS_u$  (1.27) est fixée à +40dB afin de limiter le bruit de commande.

Les fonctions de sensibilité obtenues avec les quatre critères d'optimisation sont présentées par la figure 1.62. Le tableau 1.2 permet de comparer la performance et la robustesse des régulateurs issus de l'utilisation des 3 nouveaux critères d'optimisation à celles du régulateur obtenu grâce au critère initial.

	$BW_{T(s)}$ (rad/s)	%	$BW_{S(s)}$ (rad/s)	%	$\Delta M_r$ (dB)	%
$J$	2,712	100,0	1,403	100,0	0,297	100,0
$J_S$	2,898	106,8	1,504	107,2	0,256	86,2
$J_{SG}$	2,725	100,5	1,067	76,1	0,392	132,0
$J_{ME}$	3,675	135,5	2,055	146,5	0,197	66,3

Tableau 1.2 – Comparaison des bandes passantes ( $BW_T$  and  $BW_S$ ) et de la robustesse ( $\Delta M_r$ ) assurées par les 4 régulateurs CRONE synthétisés

Outre la robustesse de  $M_r$  qui est garantie voire même meilleure, les bandes passantes obtenues avec les critères  $J_{ME}$  et  $J_S$  sont également mieux optimisées qu'avec le critère initial  $J$ . La figure 1.62 permet toutefois de remarquer que le régulateur correspondant au critère  $J_{ME}$  qui assure les meilleures performances conduit aussi à un léger dépassement de la contrainte  $CS_u$ . En optimisant essentiellement le module de la fonction de sensibilité  $SG$  aux très basses fréquences, comme précédemment, on peut remarquer que l'utilisation du critère  $J_{SG}$  n'est par contre pas vraiment satisfaisante, notamment quant à la robustesse obtenue.

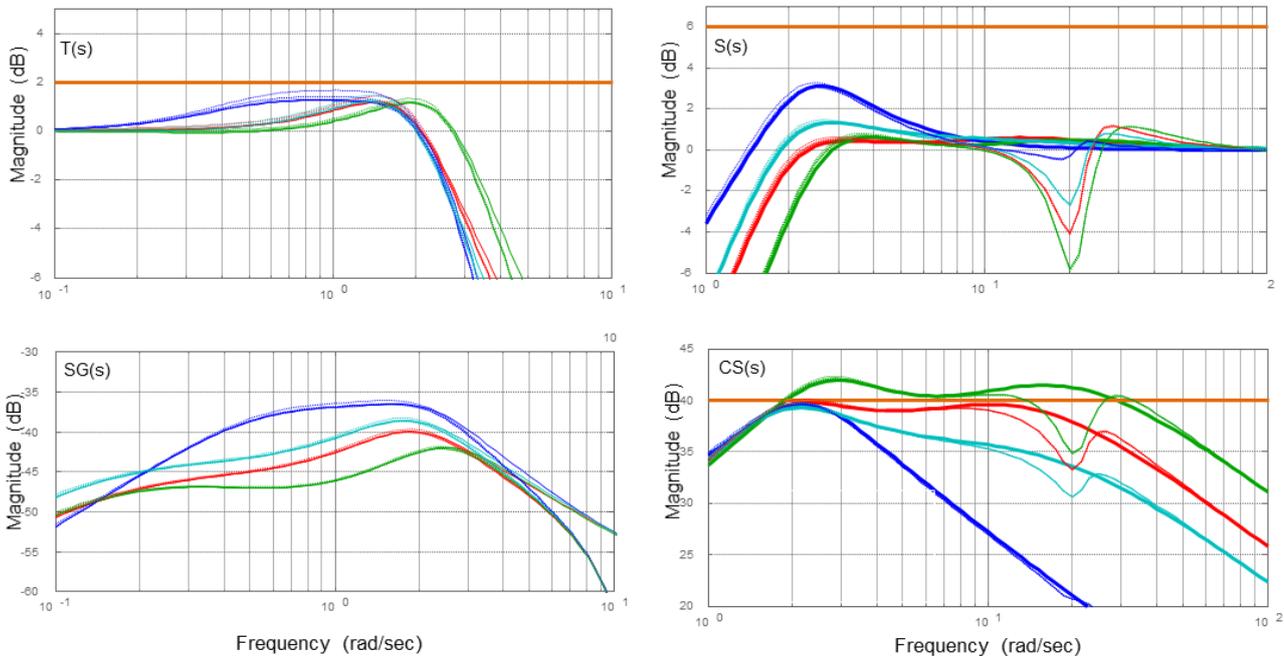


Figure 1.62 – Comparaison des fonctions de sensibilité  $|T(j\omega)|$ ,  $|S(j\omega)|$ ,  $|CS(j\omega)|$  et  $|SG(j\omega)|$  obtenues à l'aide du critère d'optimisation  $J$  (—) avec celles obtenues grâce aux critères  $J_{ME}$  (—),  $J_{SG}$  (—) et  $J_S$  (—) associées aux contraintes fréquentielles simplifiées  $T_u$ ,  $S_u$  et  $CS_u$  (—)

Bien qu'une éolienne réelle ne soit jamais soumise à une variation échelon de sa vitesse de rotation de référence, ce type de sollicitation doit permettre de confirmer les premières conclusions sur l'efficacité des lois de commandes générées et notamment leur capacité à gérer les régimes transitoires et donc a priori à permettre une bonne production énergétique. Les simulations présentées par les figures 1.63, 1.64 et 1.65 confirment la robustesse et les performances engendrées par les critères  $J_{ME}$  et  $J_S$ .

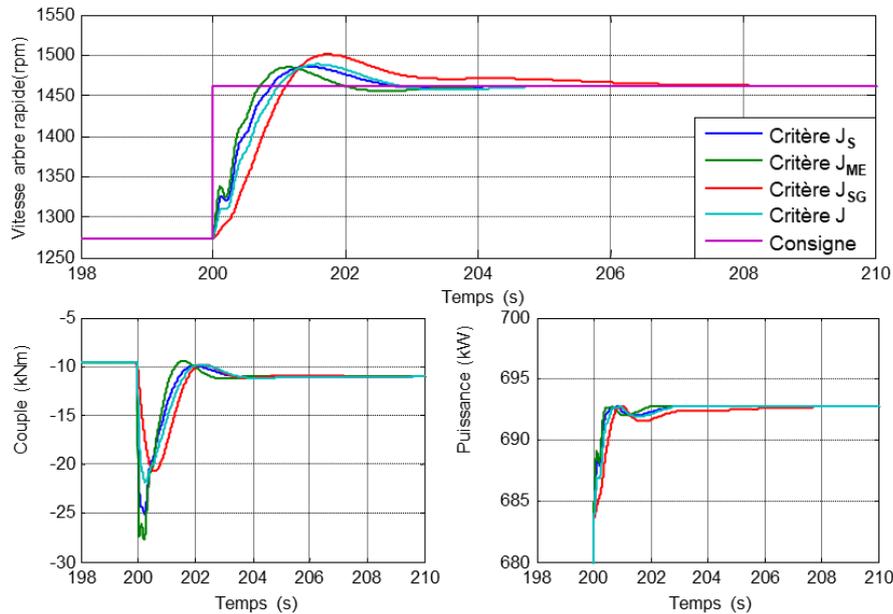


Figure 1.63 – Vitesse de rotation de l'arbre rapide, couple électromagnétique et puissance du générateur lors d'un échelon de vitesse de vent de 7 à 8 m/s

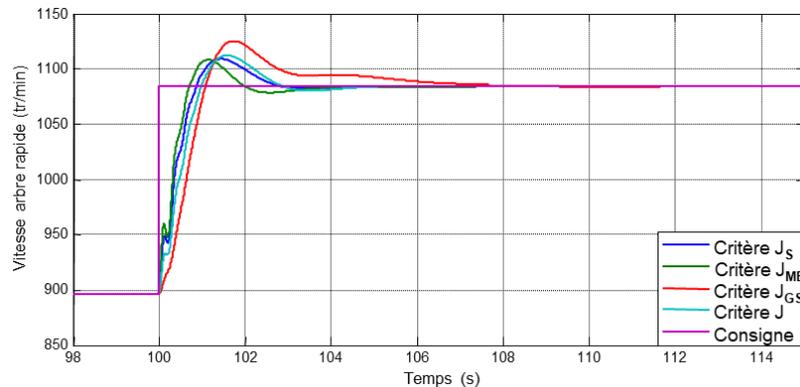


Figure 1.64 – Vitesse de rotation de l'arbre rapide d'un échelon de vitesse de vent de 5 à 6 m/s

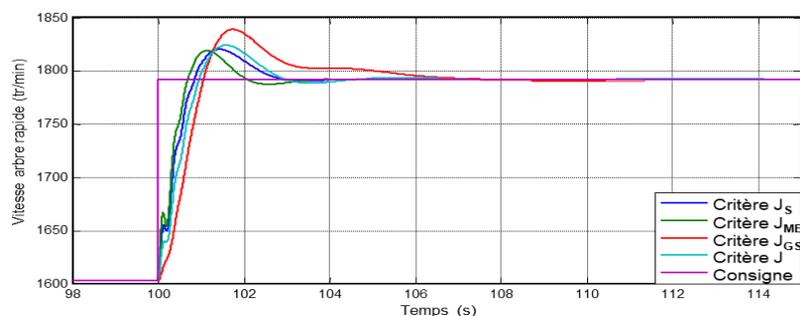


Figure 1.65 – Vitesse de rotation de l'arbre rapide d'un échelon de vitesse de vent de 9 à 10 m/s

Un modèle de vent turbulent développé par le NREL [Kelley *et al.*, 2011] ainsi qu'un générateur de consigne comportant un filtre passe-bas permettant de limiter les variations de couple indésirables [Boukhezzer *et al.*, 2006] et de tenir compte d'un phénomène de flux dynamique résultant d'une

interaction vent-turbine [Camblong, 2003; Petru, 2001] sont alors utilisés afin de solliciter notre modèle d'éolienne en situation réaliste. Compte tenu de la dynamique à suivre lente devant les bandes passantes obtenues (la constante de temps du filtre est de 6s), la figure 1.65 montre que si la vitesse de l'arbre rapide est un peu moins bien asservie pour le critère  $J_{SG}$  les puissances générées sont finalement très proches pour l'ensemble des régulateurs testés.

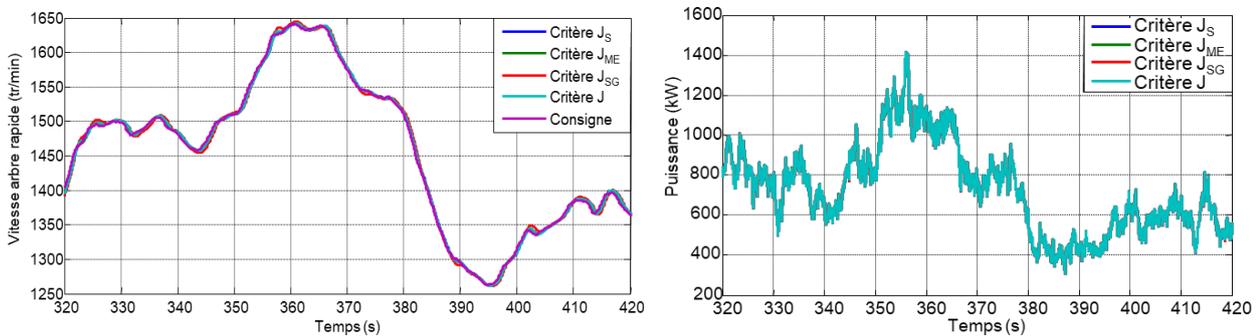


Figure 1.65 – Vitesse de l'arbre rapide et puissance électrique générée en présence d'un vent turbulent de vitesse moyenne 8 m/s

Si nous devons donc avouer que dans ce cas, l'ensemble des critères conduits à des régulateurs sensiblement aussi efficaces les uns que les autres, on peut conclure que les critères le plus intéressants sont ceux ayant permis de synthétiser le plus simplement le régulateur. A ce titre, compte tenu des performances potentielles estimées et des résultats obtenus lors de l'application des 3 nouveaux critères sur notre exemple académique, on peut conclure que les critères  $J_{ME}$  et  $J_{SG}$  sont réellement à favoriser.

## 1.7 - Conclusion

Dès la fin des années 1980, "La commande CRONE" a proposé de synthétiser des régulateurs robustes en utilisant l'opérateur de dérivation d'ordre fractionnaire. L'époque étant alors aux approches dites "modernes" (approches quadratiques, approches  $H_\infty$ , ...), il était important de se démarquer du régulateur PID considéré comme dépassé par la communauté académique. A contrario, d'autres ont su s'appuyer sur la reconnaissance acquise depuis des décennies par le PID pour promouvoir internationalement le PID fractionnaire [Podlubny, 1999]. Bien qu'ayant manqué ce coup de communication, la participation assidue aux réunions du GdR Automatique du CNRS nous a permis de développer l'approche CRONE en bénéficiant de la culture et des avancées des autres approches (sensibilité mixte, commande  $H_\infty$ , synthèse QFT, calibrage des fonctions de sensibilité, ...). Les développements de l'approche CRONE ont souvent été impulsés par des besoins extérieurs, notamment dans le cadre de collaborations contractuelles avec des partenaires industriels. Ainsi, on est assez vite passé de la commande CRONE dite aujourd'hui de 1<sup>ère</sup> génération à celle de 3<sup>ème</sup> génération capable de traiter de nombreux problèmes dans le cadre monovarié (SISO). La fréquentation régulière des élèves ingénieurs et étudiants de Master et surtout de nos partenaires industriels nous a conduit à développer des outils logiciels afin de faciliter la prise en main de l'outil CRONE. En complément, comme nous l'avons montré dans ce chapitre, il nous est apparu nécessaire de proposer quelques évolutions simplifiant encore l'utilisation de l'approche CRONE. S'il faut continuer à promouvoir les approches méthodologiques de synthèse de régulateurs et notamment de régulateurs robustes avec l'approche CRONE, la balle est maintenant dans le camp des utilisateurs. Le chapitre suivant présentera les développements effectués pour simplifier la synthèse de régulateurs robustes destinés cette fois à la commande de systèmes multivariables (MIMO).

## Chapitre 2

# Méthodologies MIMO de la commande CRONE : pour une synthèse abordable de régulateurs multivariables

### 2.1 - Introduction

Par soucis de simplicité, la synthèse des lois de commande des procédés multivariables (MIMO) modélisés par des matrices de transfert de dimension  $m \times n$  (c'est-à-dire comportant  $n$  entrées de commande pour  $m$  sorties à asservir) est le plus souvent faite sans que les phénomènes de couplage qui les caractérisent soient pris en compte explicitement. Pour des procédés MIMO à  $m$  sorties à réguler, les lois de commande sont alors composées d'ensembles de  $m$  lois de commande monovariables (SISO) déterminées chacune en ne tenant compte que du modèle dynamique liant une des sorties à un des signaux de commande, lequel est alors généré qu'en ne tenant compte de la mesure du signal de sortie considéré. Ces lois de commande peuvent alors être décentralisées au sens où chacun de leurs  $m$  termes de régulation peut être hébergé dans un organe indépendant, c'est-à-dire qui n'échange aucune information avec les autres organes hébergeant le reste de la loi de commande. Telles qu'elles sont synthétisées, ces lois de commande font également l'hypothèse que les phénomènes de couplage du système MIMO auront peu d'influence sur les performances du système de commande. On constate néanmoins parfois une réduction des degrés de stabilité escomptés et il est alors souvent nécessaire de revoir à la baisse le cahier des charges de ces lois de commande et notamment les bandes passantes recherchées. Tout comme chacune des différentes générations de l'approche CRONE SISO permettent la synthèse de régulateurs en prenant explicitement en compte un modèle linéaire nominal du procédé mais également l'ensemble de ses modèles linéaires potentiels, les approches CRONE MIMO ont été développées pour prendre en compte explicitement le caractère MIMO du procédé. Simultanément, deux approches ont été proposées, l'approche CRONE multi-SISO et l'approche CRONE pleinement MIMO.

Pour un procédé MIMO  $m \times m$ , l'approche CRONE pleinement MIMO conduit à des régulateurs  $m \times m$  non-diagonaux [Mathieu 1997, Pommier-Budinger *et al.*, 2004, 2005] issus de l'optimisation simultanée des paramètres de la matrice de transfert en boucle ouverte  $m \times m$  et diagonale pour l'état nominal du procédé. Il s'agit notamment de minimiser les variations des pics de résonance des éléments diagonaux de la matrice de transfert  $\mathbf{T}$  calculée pour l'ensemble des états paramétriques du procédé. Etendue aux procédés MIMO  $m \times n$ , cette approche pleinement MIMO conduit à des régulateurs CRONE MIMO  $n \times m$  [Nelson-Gruel, 2009; Lamara *et al.*, 2013]. Toujours avec l'objectif de simplification, quand le caractère MIMO du procédé le permet, un choix adéquat du procédé nominal permet d'obtenir un régulateur totalement ou partiellement décentralisé.

Pour des procédés MIMO  $m \times m$  montrant une assez forte dominance diagonale, il est parfois possible d'utiliser l'approche multi-SISO de la commande CRONE [Lanusse *et al.*, 1996; Sutter, 1997] qui peut être mise en œuvre avec la toolbox CRONE destinée initialement aux procédés SISO. En effet, cette approche multi-SISO résulte de la commande CRONE SISO de chacun des éléments

diagonaux du procédé, l'incertitude portant sur ces éléments étant augmentée en tenant compte des éléments non diagonaux relatifs aux effets de couplage. Le régulateur étant défini par une matrice de transfert diagonale, l'approche multi-SISO CRONE permet de concevoir uniquement des régulateurs décentralisés.

Les approches CRONE multi-SISO et pleinement MIMO sont complémentaires du point de vue de leur capacité à répondre à des effets de couplage et de leur facilité de mise en œuvre [Lanusse *et al.*, 2000]. Très proche de l'approche CRONE SISO, l'approche multi-SISO est facile à mettre en œuvre pour des procédés MIMO  $m \times m$  mais ne permet "que" la synthèse de régulateurs décentralisés. L'approche CRONE pleinement MIMO permet de davantage contrer/exploiter des effets de couplage mais est plus délicate à mettre en œuvre. Compte tenu de l'importance du caractère multivariable d'un procédé MIMO  $m \times m$ , choisir l'une ou l'autre des deux approches résulte donc d'une bonne gestion d'un compromis performances/facilité de mise en œuvre. Comme l'approche CRONE SISO, un effort important a été réalisé afin de rendre l'approche pleinement MIMO aussi simple que possible et elle est maintenant utilisable grâce à une toolbox Matlab.

## 2.2 – Principes de l'approche CRONE pleinement MIMO

Considérons un procédé MIMO modélisé par une matrice de transfert  $m \times n$   $\mathbf{G}(s)$  reliant la transformée de Laplace de l'entrée  $\mathbf{U}(s)$  à celle de la sortie  $\mathbf{Y}(s)$

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{G}(s)\mathbf{U}(s), \quad (2.1)$$

avec  $\mathbf{U}(s) = [U_1(s) \dots U_n(s)]^T$  et  $\mathbf{Y}(s) = [Y_1(s) \dots Y_m(s)]^T$ . La réponse fréquentielle de  $\mathbf{G}$  est alors définie par :

$$\mathbf{G}(j\omega) = [G_{ij}(j\omega)] \quad \text{avec} \quad G_{ij}(j\omega) = \frac{Y_i(j\omega)}{U_j(j\omega)}, 1 \leq i \leq m \text{ et } 1 \leq j \leq n. \quad (2.2)$$

Le principe de la méthodologie CRONE pleinement MIMO est de déterminer les paramètres optimaux d'une matrice de transfert en boucle ouverte nominale et diagonale dont chacun des  $m$  éléments diagonaux est défini par une fonction de transfert d'ordre fractionnaire :

$$\boldsymbol{\beta}_{\text{nom}}(s) = \mathbf{G}_{\text{nom}}(s)\mathbf{C}(s) = \text{diag} [\beta_{\text{nom} ii}(s)]_{1 \leq i \leq m}. \quad (2.3)$$

Cette matrice de transfert en boucle ouverte étant diagonale, la matrice de transfert en boucle fermée nominale reliant les consignes aux sorties du système est elle-même diagonale et donc un découplage parfait des sorties vis-à-vis de leur valeur de référence est assuré pour le procédé nominal :

$$\mathbf{T}_{\text{nom}}(s) = (\mathbf{I} + \boldsymbol{\beta}_{\text{nom}}(s))^{-1} \boldsymbol{\beta}_{\text{nom}}(s) = \text{diag} \left[ \frac{\beta_{\text{nom} ii}(s)}{1 + \beta_{\text{nom} ii}(s)} \right]_{1 \leq i \leq m} = \text{diag} [T_{\text{nom} ii}(s)]_{1 \leq i \leq m}. \quad (2.4)$$

L'ensemble des paramètres des  $m$  éléments diagonaux de la matrice de transfert en boucle ouverte nominale doivent alors être définis et optimisés pour permettre :

- un degré de stabilité donné du système en boucle fermée intégrant le procédé nominal,
- la minimisation des variations du degré de stabilité du système en boucle fermée quand le procédé est reparamétré,
- le respect de spécifications de précision pour les  $m$  sorties en basse fréquence,
- le respect de spécifications relatives à l'agitation des  $n$  entrées de commande en haute fréquence,
- la garantie de la stabilité interne du système en boucle fermée.

Chaque élément diagonal  $\beta_{0ii}(s)$  de  $\boldsymbol{\beta}_{\text{nom}}(s)$  est alors défini par une fonction de transfert directement issue de la méthodologie CRONE SISO et devant inclure une partie notée  $G_{\text{RHP-UND-TD}_i}(s)$

(zéros et pôles peu amortis ou à partie réelle positive et retard) cette fois-ci relative à des spécificités de la matrice de transfert  $\mathbf{G}_{\text{nom}}(s)$  :

$$\beta_{\text{nom}ii}(s) = K_i \left( \frac{\omega_{-N_i^-} + 1}{s} \right)^{n_{hi}} \prod_{k=-N_i^-}^{N_i^+} \left( \frac{1+s/\omega_{ik+1}}{1+s/\omega_{ik}} \right)^{a_{ik}} \left( \Re_{e/i} \left\{ \left( \alpha_{ik} \frac{1+s/\omega_{ik+1}}{1+s/\omega_{ik}} \right)^{ib_k} \right\} \right)^{-q_{ik} \text{sign}(b_{qik})} \frac{G_{\text{RHP-UND-TD } i}(s)}{\left( \frac{s}{\omega_{N_i^+} + 1} \right)^{n_{hi}}}, \quad (2.5)$$

$K_i$  et  $\alpha_{i0}$  étant directement liés à la résonance à la pulsation  $\omega_{\alpha i}$  de la réponse fréquentielle  $|T_{\text{nom}ii}(j\omega)|$ .

La variation du degré de stabilité du système en boucle fermée est estimée en considérant l'ensemble des variations du pic de résonance de chacune des réponse fréquentielle  $|T_{ii}(j\omega)|$  résultant du transfert entre une sortie du système et sa valeur de référence. Le degré de stabilité est alors robustifié en minimisant le critère suivant :

$$J = \sum_{i=1}^m \left( \sup_{\omega, G} |T_{ii}(j\omega)| - M_{\text{rd}i} \right). \quad (2.6)$$

Les paramètres d'une des fonctions de transfert  $\beta_{\text{nom}ii}(s)$  ayant une influence sur la réponse fréquentielle  $T_{ii}(j\omega)$  mais également sur l'ensemble des  $T_{jj}(j\omega)$  (avec  $j \neq i$ ), il est indispensable d'optimiser simultanément les paramètres de l'ensemble des fonctions de transfert  $\beta_{\text{nom}ii}(s)$  (avec  $1 \leq i \leq m$ ).

La matrice de transfert du régulateur est ensuite déduite de celle du procédé nominal et de la matrice de transfert nominale en boucle ouverte

$$\mathbf{C}(s) = \mathbf{G}_{\text{nom}}^*(s) \boldsymbol{\beta}_{\text{nom}}(s) = [C_{ij}(s)] \text{ avec } 1 \leq i \leq n \text{ et } 1 \leq j \leq m, \quad (2.7)$$

et où  $\mathbf{G}_{\text{nom}}^*(s)$  est, soit la matrice inverse  $\mathbf{G}_{\text{nom}}^{-1}(s)$  quand  $m = n$ , soit la matrice pseudo-inverse [Graybill, 1969]  $\mathbf{G}_{\text{nom}}^\dagger(s)$  quand  $m \neq n$ . Notons  $\mathbf{P}(s)$  cette matrice

$$\mathbf{P}(s) = \mathbf{G}_{\text{nom}}^*(s) = [P_{ij}(s)], \quad (2.8)$$

la matrice  $\boldsymbol{\beta}_{\text{nom}}(s)$  étant diagonale, chaque terme  $C_{ij}(s)$  découle naturellement de :

$$C_{ij}(s) = P_{ij}(s) \beta_{\text{nom}jj}(s) \text{ avec } 1 \leq i \leq n \text{ et } 1 \leq j \leq m. \quad (2.9)$$

Compte tenu du schéma de commande de la figure 1.1, les vecteurs de sortie et d'entrée du système commandé sont définis par :

$$\begin{cases} \mathbf{Y}(s) = (\mathbf{I} + \mathbf{G}(s)\mathbf{C}(s))^{-1} (\mathbf{G}(s)\mathbf{C}(s)(\mathbf{Y}_{\text{ref}}(s) - \mathbf{N}_m(s)) + \mathbf{G}(s)\mathbf{D}_u(s) + \mathbf{D}_y(s)) \\ \mathbf{U}(s) = \mathbf{C}(s)(\mathbf{I} + \mathbf{G}(s)\mathbf{C}(s))^{-1} (\mathbf{Y}_{\text{ref}}(s) - \mathbf{N}_m(s) - \mathbf{G}(s)\mathbf{D}_u(s) - \mathbf{D}_y(s)) \end{cases}. \quad (2.10)$$

Les spécifications de performance en boucle fermée peuvent alors être définies par un ensemble de contraintes dans le domaine fréquentiel telles que :

$$\inf_G |T_{ij}(j\omega)| \geq T_{lij}(\omega) \text{ avec } 1 \leq (i, j) \leq m \quad (2.11)$$

$$\sup_G |T_{ij}(j\omega)| \leq T_{uij}(\omega) \text{ avec } 1 \leq (i, j) \leq m \quad (2.12)$$

$$\sup_G |S_{ij}(j\omega)| \leq S_{uij}(\omega) \text{ avec } 1 \leq (i, j) \leq m \quad (2.13)$$

$$\sup_G |CS_{ij}(j\omega)| \leq CS_{uij}(\omega) \text{ avec } 1 \leq i \leq n \text{ and } 1 \leq j \leq m \quad (2.14)$$

$$\sup_G |SG_{ij}(j\omega)| \leq SG_{uij}(\omega) \text{ avec } 1 \leq i \leq m \text{ and } 1 \leq j \leq n \quad (2.15)$$

avec

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(s) &= (\mathbf{I} + \mathbf{G}(s)\mathbf{C}(s))^{-1} = [S_{ij}(s)] \\ \mathbf{T}(s) &= \mathbf{S}(s)\mathbf{G}(s)\mathbf{C}(s) = [T_{ij}(s)] \\ \mathbf{CS}(s) &= \mathbf{C}(s)\mathbf{S}(s) = [CS_{ij}(s)] \\ \mathbf{SG}(s) &= \mathbf{S}(s)\mathbf{G}(s) = [SG_{ij}(s)]. \end{aligned} \quad (2.16)$$

#### ■ Remarque

Malheureusement, les domaines d'incertitude fréquentielle invariables (utilisés lors de l'optimisation des paramètres de la matrice de transfert en boucle ouverte nominale de l'approche CRONE SISO) n'existent plus dans le cas MIMO et ne permettent donc pas de prévoir aussi facilement l'influence des paramètres optimisés sur les variations du degré de stabilité. Néanmoins, en considérant que chaque terme  $T_{ii}(s)$  correspond à une fonction de transfert en boucle ouverte équivalente  $\beta_{ii\_eq}(s)$ , le tracé du lieu de Nichols de l'ensemble des  $\beta_{ii\_eq}$  possibles permet de visualiser dans le plan de Nichols les variations du pic de résonance de l'ensemble des termes diagonaux  $T_{ii}$  de  $\mathbf{T}$  et donc de guider la recherche des paramètres minimisant le critère  $J$  (2.6). En considérant que chaque terme  $T_{ii}(s)$  peut s'écrire

$$T_{ii}(s) = \frac{\beta_{ii\_eq}(s)}{1 + \beta_{ii\_eq}(s)}, \quad (2.14)$$

il vient naturellement l'expression des réponses fréquentielles en boucle ouverte correspondantes :

$$\beta_{ii\_eq}(j\omega) = \frac{T_{ii}(j\omega)}{1 - T_{ii}(j\omega)}. \quad (2.15)$$

### 2.3 – Définition simplifiée des paramètres fixes de la matrices de transfert en boucle ouverte nominale

Alors que dans le cas SISO, l'analyse de la fonction de transfert nominale  $G_{nom}(s)$  du procédé permet de définir facilement les paramètres fixes ( $m_i, n_{hi}, G_{RHP-UND-TD}(s)$ ) de la fonction de transfert  $\beta_{nom}(s)$  à optimiser, le caractère MIMO du procédé considéré ici rend plus délicate la définition des paramètres fixes ( $m_i, n_{hi}, G_{RHP-UND-TD}(s)$ ) des éléments  $\beta_{nom\ ii}(s)$  composant la matrice de transfert  $\beta_{nom}(s)$ . Afin que cette définition ne soit pas rédhitoire pour l'utilisation de la méthodologie CRONE MIMO, il s'est avéré important de définir des règles simples et automatisables. Il a ainsi été montré que les éléments des lignes et des colonnes des matrices  $\mathbf{G}_{nom}(s)$  et  $\mathbf{P}_{nom}(s)$  caractérisant le procédé

nominal doivent être analysés et, comme précisé par la suite, la définition de ces règles conduit à l'expression suivante de  $G_{\text{RHP-UND-TD}_i}(s)$  :

$$G_{\text{RHP-UND-TD}_i}(s) = e^{-\tau_i s} \prod_{j=1}^{n_{zi}} \left(1 - \frac{s}{z_{ij}}\right) \left(e^{-j\pi}\right)^{n_{pi}} \prod_{j=1}^{n_{pi}} \frac{\left(1 + \frac{s}{p_{ij}}\right) \prod_{j=1}^{n'_{zi}} \left(1 + 2\zeta_{z_{ij}} \frac{s}{\omega_{nz_{ij}}} + \frac{s^2}{\omega_{nz_{ij}}^2}\right)}{\left(1 - \frac{s}{p_{ij}}\right) \prod_{j=1}^{n'_{pi}} \left(1 + 2\zeta_{p_{ij}} \frac{s}{\omega_{np_{ij}}} + \frac{s^2}{\omega_{np_{ij}}^2}\right)} N_i(s),$$

avec  $1 \leq i \leq n$ . (2.16)

### 2.3.1 Causalité du régulateur

Pour un procédé MIMO  $\mathbf{G}(s)$  comportant des retards entrée-sortie, chaque élément de la matrice  $\mathbf{P}(s)$  définie par (2.8) peut s'écrire :

$$P_{ij}(s) = p_{ij}(s) e^{\gamma_{ij}s} \quad \text{avec } 1 \leq i \leq n \text{ et } 1 \leq j \leq m, \quad (2.17)$$

où  $p_{ij}(s)$  est une fonction de transfert rationnelle et où  $\gamma_{ij}$  correspond à un terme retard factorisable, tout terme non factorisable de chaque  $P_{ij}(s)$  ayant, par exemple, été remplacé par une approximation de Padé. Sachant que l'utilisation de (2.7) conduit à

$$C_{ij}(s) = p_{ij}(s) e^{\gamma_{ij}s} \beta_{\text{nom } jj}(s), \quad (2.18)$$

pour que tous les termes de la matrice de transfert du régulateur soient causaux, il a pu être démontré que chaque retard  $\tau_j$  présent dans la partie fixe  $G_{\text{RHP-UND-TD}_j}(s)$  de  $\beta_{\text{nom } ii}(s)$  doit être tel que :

$$\tau_j \geq \max(\gamma_{ij}) \quad \text{avec } 1 \leq i \leq n \text{ et } 1 \leq j \leq m, \quad (2.19)$$

c'est à dire que la valeur du retard apparaissant dans  $G_{\text{RHP-UND-TD}_j}(s)$  soit simplement plus grand ou égal à la plus grande des valeurs des  $\gamma$  présents dans la  $j^{\text{th}}$  colonne of  $\mathbf{P}(s)$  [Nelson Gruel, 2009; Nelson Gruel *et al.*, 2008, 2009].

### 2.3.2 Stabilité et amortissement de la matrice de transfert $\mathbf{SG}(s)$ relative au rejet de perturbation d'entrée

En considérant que l'ensemble des éléments  $\beta_{\text{nom } ii}(s)$  de  $\beta_{\text{nom}}(s)$  permet de respecter le critère de Nyquist assurant la stabilité de chacun des termes des matrices de transfert  $\mathbf{T}(s)$  et  $\mathbf{S}(s)$ , on démontre que les éléments de la matrice de transfert  $\mathbf{SG}(s)$  sont stables si, pour l'état nominal

$$\eta_z \left( D_{\beta_{\text{nom } ii}}(s) \right) \geq -\eta_z \left( G_{\text{nom } ij}(s) \right) \quad \forall z \in \mathbf{C}^+ \quad \text{avec } 1 \leq i \leq m \text{ et } 1 \leq j \leq n \quad (2.20)$$

où  $\eta_z(a(s))$  mesure le nombre de zéro d'une fonction de transfert  $a(s)$  en  $z$  et est défini par le nombre entier  $\xi$  tel que  $\lim_{s \rightarrow z} \frac{a(s)}{(s-z)^\xi}$  existe et est non nul, et où  $D_{\beta_{\text{nom } ii}}(s)$  est le dénominateur de  $\beta_{\text{nom } ii}(s)$ .

Ceci indique que chaque terme  $\beta_{\text{nom } ii}(s)$  doit comporter l'ensemble des pôles à partie réelle positive de la  $i^{\text{ème}}$  ligne de  $\mathbf{G}_{\text{nom}}(s)$ . Ces pôles définissent alors les  $n_{pi}$  pôles à partie réelle positive de  $G_{\text{RHP-UND-TD}_i}(s)$ . De la même façon, on montre que si les termes de  $\mathbf{S}(s)$  sont bien amortis, les termes de  $\mathbf{SG}(s)$  peuvent également l'être si  $G_{\text{RHP-UND-TD}_i}(s)$  contient au moins tous les pôles peu amortis de la  $i^{\text{ème}}$  ligne de  $\mathbf{G}_{\text{nom}}(s)$  [Pommier-Budinger *et al.*, 2006; Nelson Gruel *et al.*, 2007, 2009]. Comme dans le cas SISO, ce résultat relativement simple correspond à la règle très générale de non compensation pôle/zéro qui doit être respectée pour des systèmes naturellement instables ou peu amortis.

### 2.3.3 Stabilité et amortissement de la matrice de transfert $\mathbf{CS}(s)$ relative au signal de commande

Comme précédemment, en considérant que  $\beta_{\text{nom}}(s)$  permet d'assurer la stabilité de  $\mathbf{T}(s)$  et  $\mathbf{S}(s)$ , on démontre que les éléments de la matrice de transfert  $\mathbf{CS}(s)$  sont stables si

$$\eta_z \left( N_{\beta_{\text{nom}} jj}(s) \right) \geq -\eta_z \left( P_{ij}(s) \right) \quad \forall z \in \mathbf{C}^+ \text{ avec } 1 \leq i \leq n \text{ et } 1 \leq j \leq m, \quad (2.21)$$

où  $N_{\beta_{\text{nom}} jj}(s)$  est le numérateur de  $\beta_{\text{nom}}(s)$ . Ceci indique que chaque terme  $\beta_{\text{nom}}(s)$  doit comporter en tant que zéros l'ensemble des pôles à partie réelle positive de la  $j^{\text{ème}}$  colonne de  $\mathbf{P}(s)$ . Ces zéros correspondent aux  $n_{zi}$  zéros à partie réelle positive de  $G_{\text{RHP-UND-TD}_j}(s)$ . On montre également que si le réglage de la boucle ouverte garantit l'amortissement des termes de  $\mathbf{S}(s)$ , alors les termes de  $\mathbf{CS}(s)$  peuvent également être bien amortis si chaque  $G_{\text{RHP-UND-TD}_j}(s)$  a comme zéros l'ensemble des pôles peu amortis de la  $j^{\text{ème}}$  colonne de  $\mathbf{P}(s)$ .

### 2.3.4 Spécifications de précision en basse fréquence

Les signaux de sorties peuvent être asservis précisément sur des valeurs de référence et indépendamment de la présence de perturbations d'entrée ou de sortie si pour l'état nominal :

- chaque élément  $T_{\text{nom} ii}(s)$  de  $\mathbf{T}_{\text{nom}}(s)$  tend vers 1 quand  $s$  tend vers 0,
- chaque élément  $SG_{\text{nom} ij}(s)$  de  $\mathbf{SG}_{\text{nom}}(s)$  tend vers 0 quand  $s$  tend vers 0.

On démontre que ces objectifs sont atteints si :

$$\eta_0 \left( \beta_{\text{nom} ii}(s) \right) < 0 \quad \text{avec } 1 \leq i \leq m, \quad (2.22)$$

et

$$\eta_0 \left( \beta_{\text{nom} ii}(s) \right) < \eta_0 \left( G_{\text{nom} ij}(s) \right) \quad \forall z \in \mathbf{C}^+ \text{ avec } 1 \leq i \leq m \text{ et } 1 \leq j \leq n. \quad (2.23)$$

Sachant que  $\eta_0(\beta_{\text{nom} ii}(s)) = -n_{li}$ , les conditions (2.22) et (2.23) indiquent que l'ordre basse-fréquence  $n_{li}$  doit être choisi pour respecter :

$$n_{li} > \max \left( 0, -\eta_0 \left( G_{\text{nom} ij}(s) \right) \right) \quad \forall z \in \mathbf{C}^+ \text{ avec } 1 \leq i \leq m \text{ et } 1 \leq j \leq n, \quad (2.24)$$

ce qui indique que chaque terme  $\beta_{\text{nom}}(s)$  doit comporter un nombre  $n_{li}$  d'intégrateurs strictement supérieur à 0 et plus grand que le plus grand nombre d'intégrateurs présents dans chacun des éléments de la  $i^{\text{ème}}$  ligne de  $\mathbf{G}_{\text{nom}}(s)$ .

### 2.3.5 Limitation des efforts de commande haute fréquence

Les efforts de commande en haute fréquence sont limités si chacun des éléments du régulateur MIMO est propre, voire strictement propre. En utilisant le nombre de zéros à l'infini de  $C_{ij}(s)$ , cette condition peut s'écrire :

$$\eta_\infty \left( C_{ij}(s) \right) \leq 0 \quad \text{avec } 1 \leq i \leq n \text{ et } 1 \leq j \leq m. \quad (2.25)$$

Compte tenu des modes à non minimum de phase et peu amortis introduits dans chaque terme  $G_{\text{RHP-UND-TD}_j}(s)$ , la condition (2.25) conduit à :

$$n_{hj} \geq \eta_\infty \left( P_{ij}(s) \right) + n_{zj} + 2 \left( n'_{zj} - n'_{pj} \right) \quad \text{avec } 1 \leq i \leq n \text{ et } 1 \leq j \leq m. \quad (2.26)$$

L'ordre haute fréquence  $n_{hj}$  de chaque  $\beta_{\text{nom}}(s)$  doit donc être supérieur au plus grand nombre de zéros à l'infini de chaque élément de la  $j^{\text{ème}}$  colonne de  $\mathbf{P}(s)$  augmenté des  $n_{hj}$  zéros à partie réelle positive et des  $2(n'_{zj} - n'_{pj})$  zéros et pôles peu amortis introduits dans  $G_{\text{RHP-UND-TD}_j}(s)$ .

### 2.3.6 Application de la commande CRONE MIMO a un cas académique

Considérons un système MIMO 2x2 où la deuxième entrée agit sur les sorties à travers un zéro à partie réelle positive et où la première sortie est affectée d'une dynamique instable [Sabatier *et al.*, 2015]. Il est défini par sa matrice de transfert incertaine :

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} \frac{10}{(1+s)(1-s/\omega_h)} & \frac{k(1-s/100)}{(1+s/10)(1+s)(1-s/\omega_h)} \\ \frac{1}{(1+s)s} & \frac{5k(1-s/100)}{(1+s/10)s} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

avec  $0.007 \leq \omega_h \leq 0.014$  et  $1/2 \leq k \leq 2$ . Le modèle nominal model  $\mathbf{G}_{\text{nom}}$  du système correspond à  $\omega_h = 0.01$  rad/s and  $k = 1$ . La matrice inverse  $\mathbf{P}(s)$  de la matrice de transfert nominale  $\mathbf{G}_{\text{nom}}(s)$  est donnée par:

$$\mathbf{P}(s) = \begin{bmatrix} \frac{-10(s-0.01)(1+s)^2}{(s+0.98)} & \frac{-0.02s(s+1)}{(s+0.98)} \\ \frac{-20(s-0.01)(s+1)(s+10)}{(s-100)(s+0.98)} & \frac{-2s(s+1)(s+10)}{(s-100)(s+0.98)} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Compte tenu des 2 sorties à réguler, la matrice de transfert en boucle ouverte nominale est définie par :

$$\beta_{\text{nom}}(s) = \begin{bmatrix} \beta_{\text{nom}11}(s) & 0 \\ 0 & \beta_{\text{nom}22}(s) \end{bmatrix}, \quad (2.29)$$

où les fonctions de transfert  $\beta_{\text{nom}11}(s)$  et  $\beta_{\text{nom}22}(s)$  sont définies par (2.5). Les résultats présentés aux paragraphes suivants permettent de définir les parties fixes  $G_{\text{RHP-UND-TD}i}(s)$ , les ordres basse fréquence  $n_{li}$ , puis les ordres haute fréquence  $n_{hi}$  :

- Compte tenu de la définition de  $\mathbf{G}_{\text{nom}}(s)$  qui comporte 1 pôle en  $s = +0.01$  sur sa 1<sup>ère</sup> ligne, la condition (2.20) permet la stabilité des termes de la matrice de transfert  $\mathbf{S}\mathbf{G}(s)$  si  $s = +0.01$  est un pôle de  $G_{\text{RHP-UND-TD}1}(s)$ . Par contre, aucun pôle à partie réelle positive ne doit être inclus à  $G_{\text{RHP-UND-TD}2}(s)$ .
- Compte tenu de la définition de  $\mathbf{P}(s)$  qui comporte un pôle en  $s = +100$  sur chacune de ses colonnes, la condition (2.21) permet la stabilité des termes de la matrice de transfert  $\mathbf{C}\mathbf{S}(s)$  si  $s = +100$  est un zéro de  $G_{\text{RHP-UND-TD}1}(s)$  et de  $G_{\text{RHP-UND-TD}2}(s)$  ce qui conduit à  $n_{z1} = n_{z2} = 1$ .
- Compte tenu de la définition de  $\mathbf{G}_{\text{nom}}(s)$  qui possède un pôle  $s = \omega_h$  très bas en fréquence sur sa première ligne (et donc qui peut être considéré comme une intégration) et une intégration pure sur sa 2<sup>ème</sup> ligne, la condition (2.24) indique que le régulateur sera en mesure d'assurer une précision efficace (relativement rapidement) si les ordres basse fréquence de  $\beta_{\text{nom}11}(s)$  et  $\beta_{\text{nom}22}(s)$  sont respectivement tels que  $n_{l1} > 1$  et  $n_{l2} > 1$ .
- Compte tenu de la définition de  $\mathbf{P}(s)$  qui comporte au maximum 2 zéros à l'infini sur sa 1<sup>ère</sup> colonne et 1 sur sa 2<sup>ème</sup> colonne, sachant que  $n_{z1} = n_{z2} = 1$ , la condition (2.26) permet de garantir un régulateur  $\mathbf{C}(s)$  propre si les ordres haute fréquence de  $\beta_{\text{nom}11}(s)$  et  $\beta_{\text{nom}22}(s)$  sont respectivement tels que  $n_{h1} \geq 3$  et  $n_{h2} \geq 2$ .

Tout ceci considéré et en prenant  $N_2 = 1$  pour améliorer le potentiel de réglage de  $\beta_{\text{nom}22}(s)$ , les éléments de la matrice de transfert en boucle ouverte nominale sont de la forme :

$$\beta_{\text{nom}11}(s) = -K_1 \left( \frac{\omega_{10}}{s} + 1 \right)^2 \left( \frac{1+s/\omega_{11}}{1+s/\omega_{10}} \right)^{a_{10}} \left( \Re_{e/i} \left\{ \left( \alpha_{10} \frac{1+s/\omega_{11}}{1+s/\omega_{10}} \right)^{ib_{10}} \right\} \right)^{-q_{10} \text{sign}(b_{q10})} \frac{\left( 1 + \frac{s}{0.01} \right) \left( 1 - \frac{s}{100} \right)}{\left( 1 - \frac{s}{0.01} \right) \left( \frac{s}{\omega_{11}} + 1 \right)^4} \quad (2.30)$$

$$\beta_{022}(s) = K_2 \left( \frac{\omega_{2-1}}{s} + 1 \right)^2 \left( \frac{1+s/\omega_{20}}{1+s/\omega_{2-1}} \right)^{a_{2-1}} \left( \Re_{e/i} \left\{ \left( \alpha_{20} \frac{1+s/\omega_{20}}{1+s/\omega_{2-1}} \right)^{ib_{2-1}} \right\} \right)^{-q_{2-1} \text{sign}(b_{q2-1})} \frac{\left( \frac{1+s/\omega_{21}}{1+s/\omega_{20}} \right)^{a_{20}} \left( \Re_{e/i} \left\{ \left( \alpha_{20} \frac{1+s/\omega_{21}}{1+s/\omega_{20}} \right)^{ib_{20}} \right\} \right)^{-q_{20} \text{sign}(b_{q20})}}{\left( 1 - \frac{s}{100} \right) \left( \frac{s}{\omega_{21}} + 1 \right)^3} \quad (2.31)$$

Les pics de résonance nominaux désirés  $M_{rdi}$  des fonctions de transfert  $y_i/y_{ref\ i}$  ( $T_{\text{nom}11}(s)$  et  $T_{\text{nom}22}(s)$ ) sont respectivement fixés à  $M_{rd1} = 1\text{dB}$  et  $M_{rd2} = 0.7\text{dB}$ . Les contraintes  $T_{uii}$  et  $S_{uii}$  limitent respectivement à 4.5dB et 6dB les pics de résonance des éléments diagonaux de  $\mathbf{T}(s)$  et  $\mathbf{S}(s)$ . Les contraintes relatives au rejet des perturbations d'entrée sont fixées à -20dB pour  $SG_{u11}$  et 0dB pour  $SG_{u22}$ . Les contraintes limitant l'effort de commande sont 50dB et 20dB pour  $CS_{11}$  et  $CS_{22}$ .

Les paramètres des fonctions de transfert  $\beta_{\text{nom}11}(s)$  et  $\beta_{\text{nom}22}(s)$  sont alors optimisés simultanément pour minimiser le critère de robustesse (2.6) tout en respectant les contraintes (2.11) à (2.16) considérées. Concernant  $\beta_{\text{nom}11}(s)$ , les 4 valeurs optimales sont :  $Y_{r1} = 7\text{ dB}$ ,  $\omega_{r1} = 1\text{ rad/s}$ ,  $\omega_{10} = 0.1\text{ rad/s}$ ,  $\omega_{11} = 40\text{ rad/s}$ . Alors,  $a_{10} = 1.184$ ,  $b_{q10} = -0.088$ ,  $q_{10} = 1$  et  $K_1 = 10.047$ . Les valeurs optimales des 7 paramètres de  $\beta_{\text{nom}22}(s)$  sont :  $Y_{r2} = 8.3\text{ dB}$ ,  $\omega_{r2} = 5\text{ rad/s}$ ,  $\omega_{2-1} = 0.1\text{ rad/s}$ ,  $\omega_{20} = 2.5\text{ rad/s}$ ,  $\omega_{21} = 80\text{ rad/s}$ ,  $a_{2-1} = 1.23$  et  $b_{q2-1} = 0.3$  (avec  $q_{2-1} = 1$ ). Alors  $a_{20} = 1.156$ ,  $b_{q20} = 0.463$ ,  $q_{20} = 1$  et  $K_2 = 2.232$ . La valeur minimisée du critère (2.6) est  $J = 1\text{dB}$  (0.4dB pour  $T_{11}$  et 0.6dB pour  $T_{22}$ ). La figure 2.1 présente le lieu de Nichols des fonctions de transfert nominales  $\beta_{\text{nom}\ ii}(s)$  ainsi que l'ensemble des réponses fréquentielles en boucle ouverte équivalentes  $\beta_{ii\_eq}(s)$  définies par (2.15). Les figures 2.2 à 2.5 montrent les réponses fréquentielles des fonctions de sensibilité et permettent notamment de comparer leurs termes diagonaux aux contraintes fréquentielles définies pour spécifier les performances. On constate ici que la robustesse du degré de stabilité a bien été obtenue (faibles variations des pics de résonance des termes diagonaux de  $\mathbf{T}(s)$  et  $\mathbf{S}(s)$ ) tout en atteignant des performances proches de l'optimum, notamment quant aux bandes passantes du suivi de consigne (bandes fréquentielles où les modules de  $\mathbf{T}(s)$  sont proches de 1 pour les termes diagonaux et faibles en dehors de la diagonale) et du rejet de perturbation (bandes fréquentielles où les modules de  $\mathbf{S}(s)$  et de  $\mathbf{SG}(s)$  sont faibles), mais également quant à l'efficacité du rejet de perturbation d'entrée (rapide diminution de  $\mathbf{SG}(s)$  pour les fréquences décroissantes), tout ceci avec une modération du niveau de sollicitation des efforts de commande (limitation des gains haute fréquence de  $\mathbf{CS}(s)$ ).

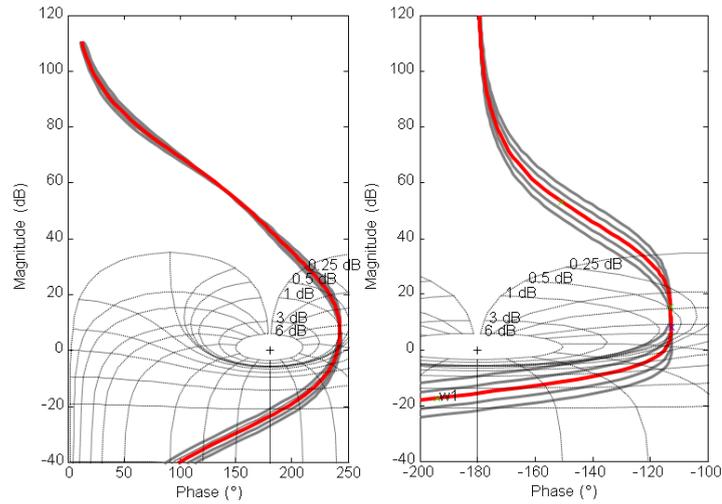


Figure 2.1 – Lieu de Nichols des fonctions de transfert  $\beta_{11}$  (gauche) and  $\beta_{22}$  (droite) : nominale  $\beta_{nom\ ii}(j\omega)$  ( — ); équivalente  $\beta_{ii\_eq}(j\omega)$  ( — )

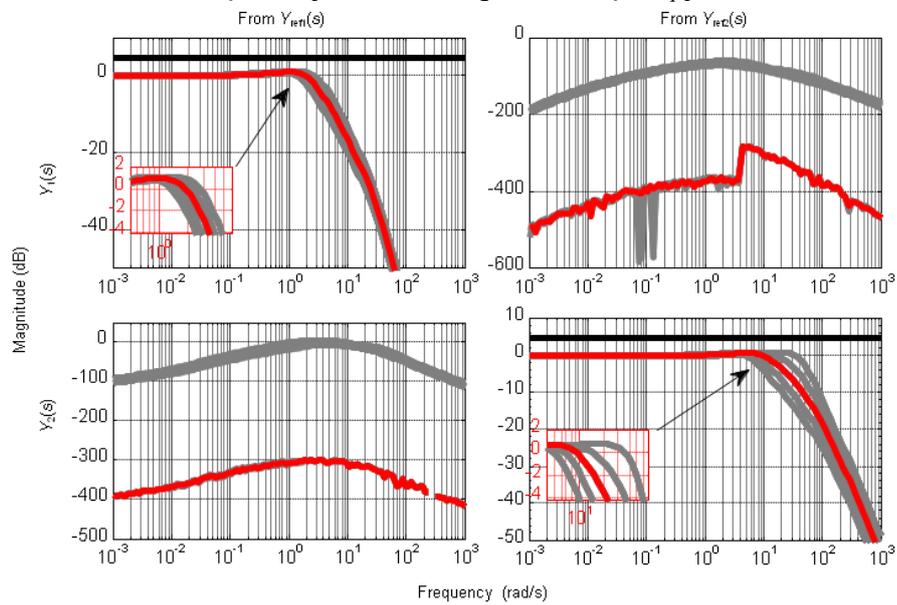


Figure 2.2 – Module des éléments de la matrice de transfert  $\mathbf{T}(s)$  : procédé nominal ( — ); procédés reparamétrés ( — ); contrainte ( — )

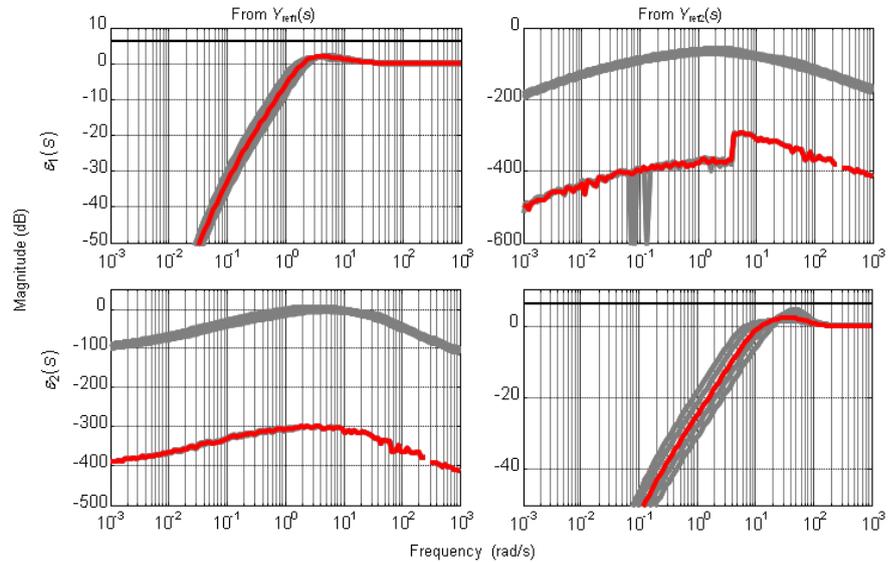


Figure 2.3 – Module des éléments de la matrice de transfert  $\mathbf{S}(s)$  : procédé nominal ( — ); procédés reparamétrés ( — ); contrainte ( — )

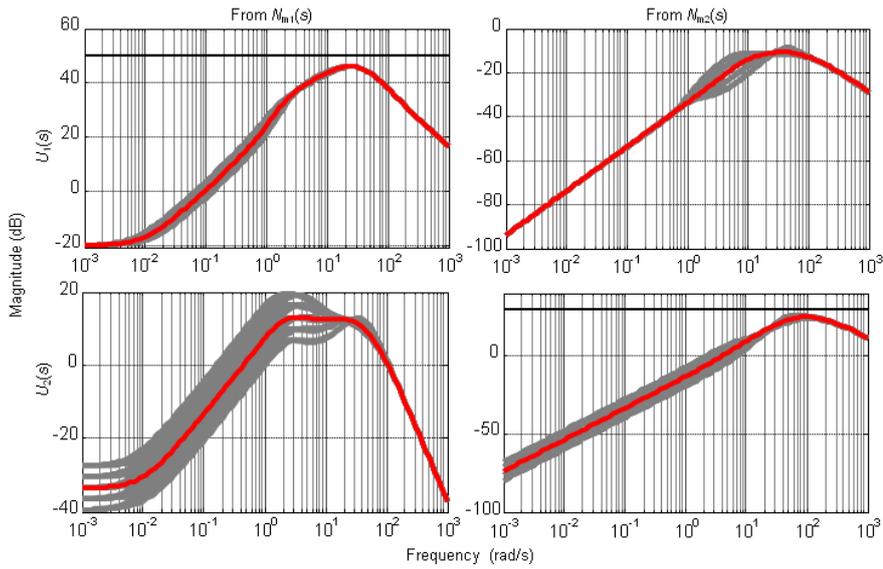


Figure 2.4 – Module des éléments de la matrice de transfert  $CS(s)$  : procédé nominal ( — ) ; procédés reparamétrés ( — ) ; contrainte ( — )

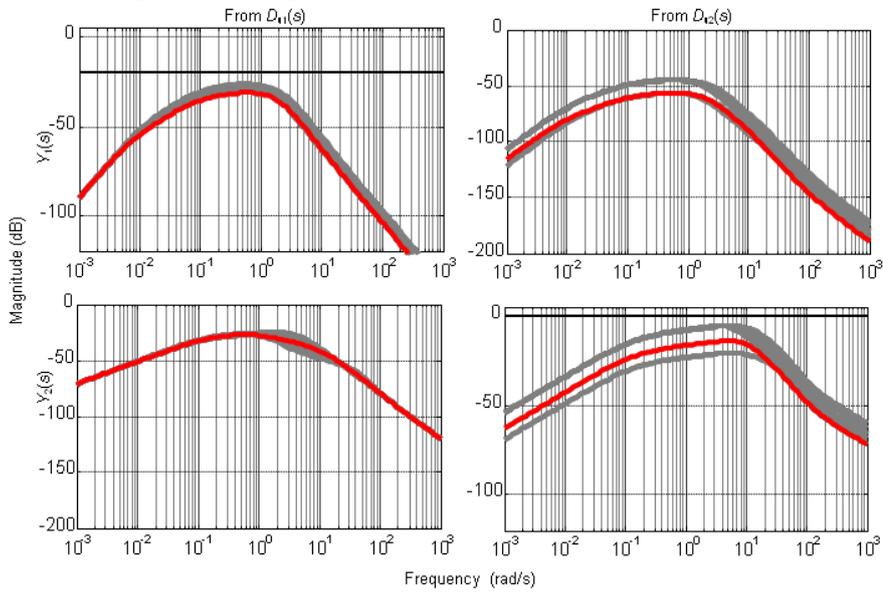


Figure 2.5 – Module des éléments de la matrice de transfert  $SG(s)$  : procédé nominal ( — ) ; procédés reparamétrés ( — ) ; contrainte ( — )

Les figures 2.2 et 2.3 confirment également que l'objectif de découplage de l'approche CRONE MIMO pour l'état nominal du procédé est bien atteint. Les valeurs néanmoins non nulles des gains des termes non diagonaux nominaux des matrices de transfert de  $T(s)$  et  $S(s)$  s'expliquent par l'effet d'arrondis numériques. L'approximation rationnelle  $C_R(s)$  de  $C(s)$  montre que les règles utilisées pour déterminer les éléments  $\beta_{nom\ ii}(s)$  de la matrice de transfert en boucle ouverte nominale  $\beta_{nom}(s)$  conduisent bien à un régulateur avec des effets intégrateurs, strictement propre et stable :

$$C_R(s) = \begin{bmatrix} \frac{8024.89(s-100)(s+1.51)(s+0.15)(s+0.008)}{s^2(s+64.3)(s+47)(s+14.2)} & \frac{17682.14(s+11.2)(s+1.54)(s+0.131)(s+0.0099)}{s^2(s+59.8)(s+45.7)(s+18.4)(s+1.06)} \\ \frac{39.08(s-100)(s+7.18)(s+1.21)(s+0.155)}{s(s+141)(s+124)(s+5.18)(s+0.766)} & \frac{3604.44(s+25.3)(s+9.31)(s+3.86)(s+0.17)}{s(s+169)(s+72.5)(s+35.1)(s+1.76)} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

La figure 2.6 montre les réponses temporelles du système régulé à un ensemble de variations échelon de consigne  $y_{ref\ i}(t)$  et de perturbation d'entrée  $d_{u\ i}(t)$ . La robustesse du degré de stabilité, le découplage, le rejet de perturbation et la limitation des signaux de commande sont bien vérifiés.

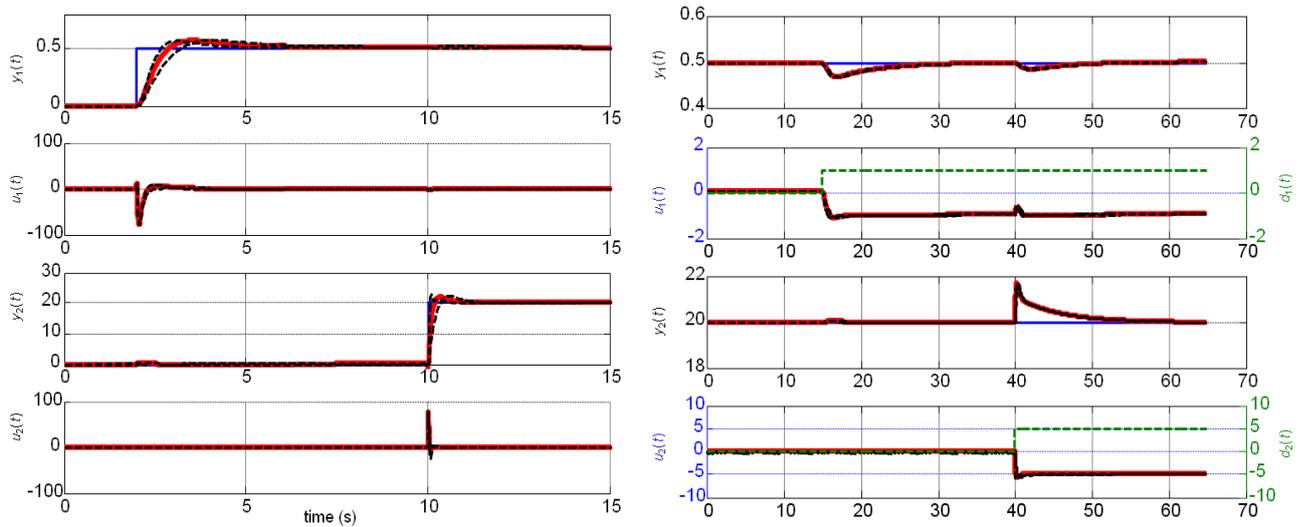


Figure 2.6 – Signaux de sortie et de commande en réponse à des variations de consigne (—) et de perturbation (---) pour le procédé nominal (—) et reparamétré (---)

### 2.3.7 Développement d'un outil métier pour la commande CRONE MIMO de bancs d'essais haute dynamique

Alors que longtemps les moteurs destinés aux véhicules automobiles ont été essentiellement mis au point et évalués une fois implantés au sein de prototypes roulants quasi-définitifs et donc en bout de chaîne de développement, ils le sont maintenant sur bancs en parallèle du développement des autres organes des véhicules. Ces bancs doivent permettre de faire fonctionner le moteur à un régime donné vis-à-vis d'une charge résistante donnée. Traditionnellement stationnaires, c'est-à-dire uniquement capable d'associer des régimes et des couples en régime stabilisé, aujourd'hui ces bancs deviennent dynamiques afin de pouvoir simuler des profils de conduite réalistes comme des phases d'accélération, de freinage, de changement de rapport de vitesse et d'embrayage, etc. Outre le développement, ces bancs doivent aujourd'hui permettre, sinon une homologation, en tout cas une pré-validation afin de réduire le risque de développements en urgence délicats voire l'utilisation de subterfuges flirtant dangereusement avec les règles internationales relatives aux émissions polluantes ... Les machines de charges étaient traditionnellement des freins hydrauliques ou à courant de Foucault. Ces freins ne sont ni très dynamiques ni ne permettent d'assurer la phase d'entraînement du moteur sous test. Ils sont donc progressivement remplacés par des machines électriques qui, quand elles sont bien commandées, permettent la simulation de roulages véhicules complets et relativement réalistes.

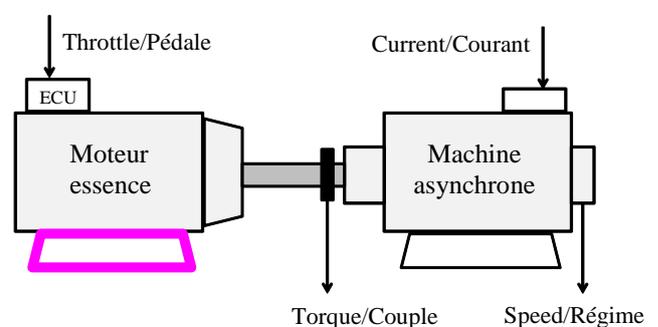


Figure 2.7 – Banc d'essais haute dynamique installé au laboratoire Prisme de l'Université d'Orléans

Comme le montre la figure 2.7, un tel banc comporte 2 signaux de commande majeurs, la commande "Throttle" correspondant à la demande de couple moteur faite par le conducteur grâce à la pédale d'accélération, la commande "Current" gérant l'action de la machine de charge. Ces 2

signaux de commande ayant évidemment des actions simultanées sur le régime et sur le couple mesuré, un contrôle MIMO s'avère a priori nécessaire pour suivre précisément des consignes données. De plus, le comportement dynamique du moteur pouvant être incertain suivant l'exemplaire testé et surtout s'avérant particulièrement dépendant du point {régime-couple} autour duquel il fonctionne pour les moteurs à combustion interne qu'ils soient de type Essence ou Diesel, une commande robuste est souvent nécessaire. Une collaboration avec l'entreprise D2T-FEV, leader Français d'équipement de bancs d'essais moteur, et avec le laboratoire PRISME de l'Université d'Orléans a permis de mettre en œuvre l'approche CRONE MIMO ainsi que le développement d'outils métier permettant l'identification du modèle incertain MIMO du banc, la synthèse de sa commande robuste puis l'implantation du régulateur [Lamara, 2015]. La figure 2.8 présente le schéma de commande utilisé.

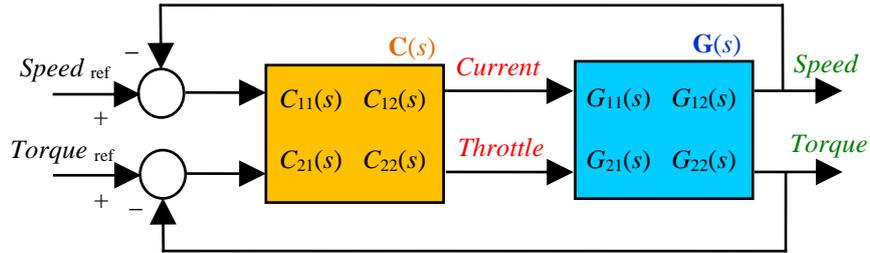


Figure 2.8 – Schéma de commande MIMO du banc haute dynamique

Le banc d'essais considéré ici comporte une machine asynchrone MDA 250 kW de ABB technology et un moteur Peugeot S.A. EB2, 1.2 litre essence, 3-cylindres avec une puissance maximale de 60 kW, un couple maximum de 116 Nm et un régime maximum de 4500 tour/min. La plateforme informatique utilisée permet une commande temps réel avec un échantillonnage à 1 ms. Compte tenu du comportement non linéaire significatif du moteur thermique considéré, un nombre important de points de fonctionnement a dû être considéré. L'identification autour des points de fonctionnement nécessitant à la fois du temps et générant de nombreux traitements, 2 outils métiers ont été développés afin d'enchaîner automatiquement l'étude autour de chacun des points. Le premier permet de déterminer les plages de variation précises du régime et du couple, détermine les points de fonctionnement, permet de s'y stabiliser en boucle fermée, y applique en boucle ouverte une succession de signaux de type multi-sinus [Hoagg *et al.*, 2006] de 0.1 à 20Hz, enregistre et traite les signaux recueillis puis procède à une première analyse. Le deuxième outil calcule les spectres entrée-sortie sur la base des données pré-traitées, détermine les paramètres de fonctions de transfert de structure prédéfinie à partir de l'expérience acquise lors du projet au sein de l'entreprise

$$G_{ij}(s) = k_{ij} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{1ij}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{2ij}}\right) \left(1 + 2\zeta_{1ij} \frac{s}{\omega_{3ij}} + \frac{s^2}{\omega_{3ij}^2}\right) e^{-r_{ij}s}}{\left(1 + \frac{s}{\omega'_{1ij}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega'_{2ij}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega'_{3ij}}\right) \left(1 + 2\zeta_{2ij} \frac{s}{\omega'_{4ij}} + \frac{s^2}{\omega'_{4ij}^2}\right)}, \quad (2.33)$$

puis génère toutes les informations nécessaires à la synthèse d'une commande CRONE MIMO. La figure 2.9 présente les interfaces d'accueil des outils logiciels développés ainsi que le paramétrage des identifications réalisées. La figure 2.10 présente les points de fonctionnement sélectionnés pour identifier le comportement linéaire du banc ainsi qu'un exemple de signaux obtenus autour du point de fonctionnement (2590 tr/min, 52Nm) considéré arbitrairement comme état nominal. La Figure 2.11 présente l'ensemble des 80 (20x2x2) réponses fréquentielles mesurées et celles des 80 fonctions de transfert identifiées correspondantes dont la structure est définie par (2.33).



Figure 2.9 – Outils logiciels automatisant l’identification du comportement linéaire du banc

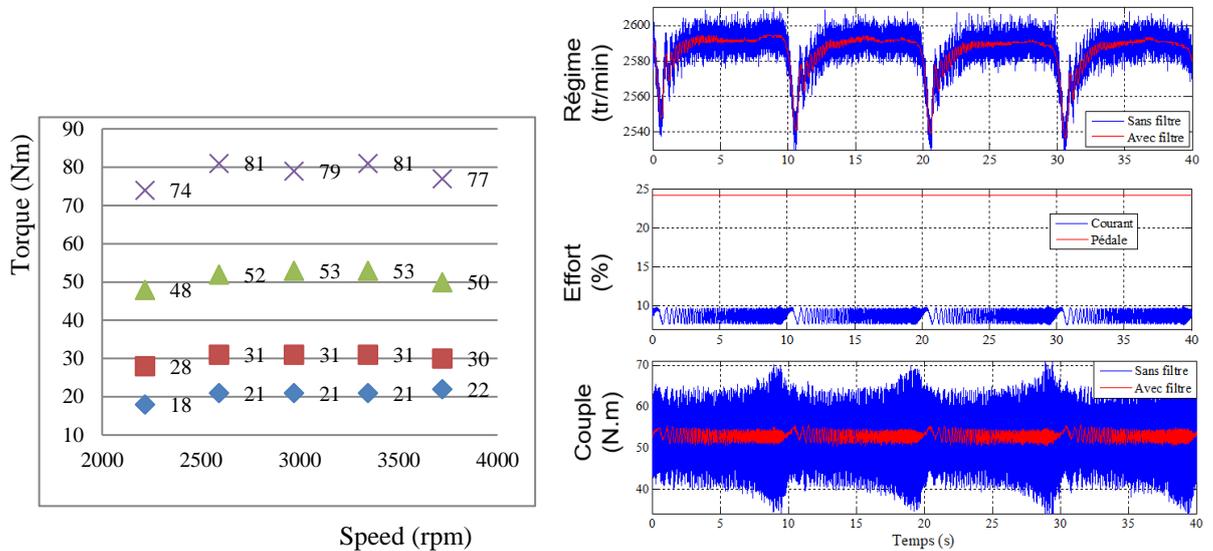


Figure 2.10 – Points de fonctionnement sélectionnés et signaux entrée-sortie enregistrés autour de (2590 tr/min, 52Nm) pour l’identification des fonctions de transfert  $G_{11}(s)$  et  $G_{21}(s)$

Afin de simplifier la synthèse CRONE MIMO sans pour autant en modifier les performances, l’approximation de Padé est utilisée pour modéliser les retards identifiés. Le procédé nominal  $G_{nom}(s)$  est alors défini par :

$$G_{11}(s) = \frac{193.27(s - 174.1)(s + 62.66)(s + 1.98)(s^2 + 12.41s + 8228)}{(s + 174.1)(s + 77.71)(s + 1.99)(s + 0.44)(s^2 + 25.05s + 1.1e4)}$$

$$G_{12}(s) = \frac{-1.4(s + 6484)(s + 332.7)(s - 335)(s^2 + 34.31s + 1.14e4)}{(s + 335)(s + 158.1)(s + 14.45)(s + 0.57)(s^2 + 25.05s + 1.1e4)}$$

$$G_{21}(s) = \frac{-31.93(s - 28.37)(s + 7.11)(s + 7.01)(s^2 + 32.14s + 1.04e4)}{(s + 28.37)(s + 2.71)(s + 2.68)(s + 1.72)(s^2 + 25.05s + 1.1e4)}$$

$$G_{22}(s) = \frac{-31.22(s + 36.01)(s - 20)(s + 0.15)(s^2 + 45.04s + 5633)}{(s + 62.37)(s + 20)(s + 1.77)(s + 1.77)(s^2 + 25.05s + 1.1e4)} \quad (2.34)$$

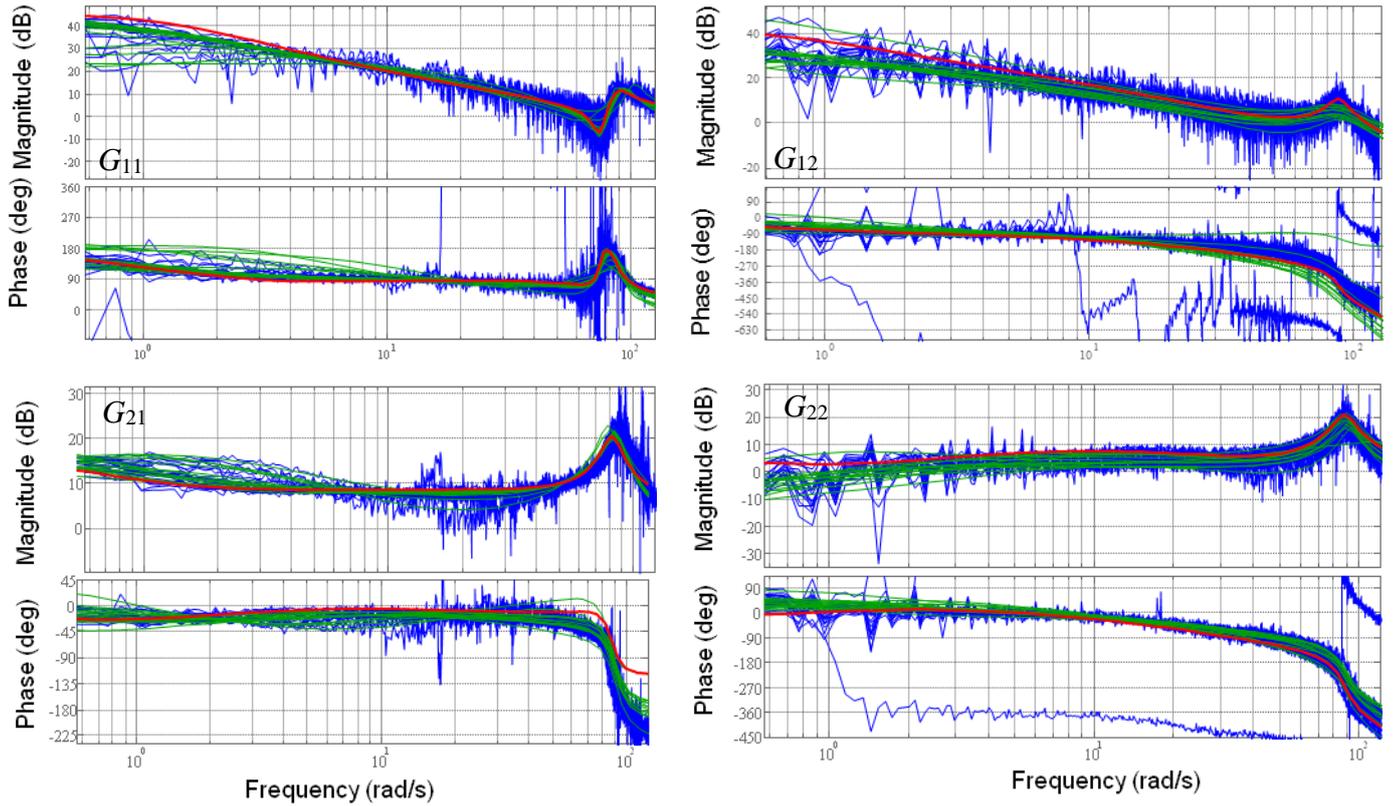


Figure 2.11 – Diagramme de Bode du système 2X2 autour des 20 points de fonctionnement : réponses fréquentielles mesurées (—), modèles identifiés (—) et modèle nominal (—)

La matrice de transfert inverse  $\mathbf{P}(s)$  est alors :

$$\begin{aligned}
 P_{11}(s) &= \frac{0.00513(s+77.71)(s+158.1)(s+174.1)(s+335)(s+36.01)(s+28.37)(s+14.45)(s-20)(s+2.71)}{(s+335.4)(s+150.8)(s+62.55)(s+14.35)(s-24.19)(s-205.1)(s+3.59)(s+2.19)} \\
 &\quad (s+1.97)(s+1.72)(s+0.67)(s+0.34)(s^2+43.69s+539)(s^2+145.6s+9727)(s^2+21.01s+1.03e4) \\
 P_{12}(s) &= \frac{-0.000231(s+77.71)(s+62.37)(s+28.37)(s+20)(s+14.95)(s+174.1)(s+332.7)(s-335)(s+2.71)}{(s+335.4)(s+150.8)(s+62.55)(s+14.35)(s-24.19)(s-205.1)(s+3.59)(s+2.19)} \\
 &\quad (s+1.97)(s+1.72)(s+0.67)(s+0.34)(s^2+43.69s+539)(s^2+145.6s+9727)(s^2+21.01s+1.03e4) \\
 P_{21}(s) &= \frac{-0.00525(s+77.71)(s+62.37)(s+158.1)(s+174.1)(s+335)(s+20)(s+14.45)(s+7.11)(s+7.01)}{(s+335.4)(s+150.8)(s+62.55)(s+14.35)(s-24.19)(s-205.1)(s+3.59)(s+2.19)(s+1.97)} \\
 &\quad (s+1.72)(s+0.67)(s+0.34)(s^2+43.69s+539)(s^2+145.6s+9727)(s^2+21.01s+1.03e4) \\
 P_{22}(s) &= \frac{-0.03178(s+62.66)(s+62.37)(s+28.37)(s+20)(s+14.45)(s+158.1)(s+335)(s-174.1)(s+2.71)}{(s+335.4)(s+150.8)(s+62.55)(s+14.35)(s-24.19)(s-205.1)(s+3.59)(s+2.19)(s+1.97)} \\
 &\quad (s+1.72)(s+0.67)(s+0.34)(s^2+43.69s+539)(s^2+145.6s+9727)(s^2+21.01s+1.03e4)
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

Une analyse rapide de  $\mathbf{P}(s)$  montre que pour assurer la stabilité de  $\mathbf{CS}(s)$  les zéros +24.19 et +205.1 doivent être tous deux intégrés à la fois à  $G_{\text{RHP-UND-TD } 1}(s)$  et à  $G_{\text{RHP-UND-TD } 2}(s)$ , et donc à  $\beta_{\text{nom}11}(s)$  et  $\beta_{\text{nom}22}(s)$ . En conséquence, les bandes passantes atteignables pour les boucles de régime et de couple seront du même ordre car sont toutes les deux contraintes par le plus petit de ces zéros à partie réelle positive (Freudenberg and Looze, 1985). Ceci est par contre en contradiction avec les réglages des bancs où généralement la boucle de vitesse est plus grande que celle de couple. Comme

ce mémoire le présente par la suite, sans pour autant modifier la méthodologie CRONE mise en œuvre, le choix de la structure du modèle nominal conditionne la structure du régulateur obtenu. Ici, faire disparaître le terme  $G_{21}$  et utiliser le nouveau procédé nominal  $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{nom}}(s)$  tel que

$$\tilde{\mathbf{G}}_{\text{nom}}(s) = \begin{bmatrix} G_{\text{nom}11}(s) & G_{\text{nom}12}(s) \\ 0 & G_{\text{nom}22}(s) \end{bmatrix}, \quad (2.36)$$

conduit à

$$\mathbf{P}(s) = \tilde{\mathbf{G}}_{\text{nom}}^{-1}(s) = \begin{bmatrix} G_{\text{nom}11}^{-1}(s) & -\frac{G_{\text{nom}12}(s)}{G_{\text{nom}11}G_{\text{nom}22}} \\ 0 & G_{\text{nom}22}^{-1}(s) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

et donc maintenant à une boucle de régime uniquement contrainte par un zéro en +174.1. Le régulateur qui en découle est de la forme

$$\mathbf{C}(s) = \mathbf{P}(s)\boldsymbol{\beta}_{\text{nom}}(s) = \begin{bmatrix} G_{\text{nom}11}^{-1}(s)\beta_{\text{nom}11}(s) & -\frac{G_{\text{nom}12}(s)}{G_{\text{nom}11}G_{\text{nom}22}}\beta_{\text{nom}22}(s) \\ 0 & G_{\text{nom}22}^{-1}(s)\beta_{\text{nom}22}(s) \end{bmatrix}. \quad (2.38)$$

Ce régulateur CRONE MIMO découple parfaitement le procédé nominal simplifié  $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{nom}}(s)$  mais partiellement le procédé nominal initial  $\mathbf{G}_{\text{nom}}(s)$ . La matrice  $\mathbf{P}(s)$  est alors définie par :

$$\begin{aligned} P_{11}(s) &= \frac{(s+174.1)(s+77.71)(s+1.99)(s+0.44)(s^2+25.05s+1.1e4)}{193.27(s-174.1)(s+62.66)(s+1.98)(s^2+12.41s+8228)} \\ P_{12}(s) &= -\frac{2.32e-4(s+174.1)(s+77.71)(s+1.99)(s+0.44)(s+6484)(s+332.7)(s-335)}{(s-174.1)(s+62.66)(s+1.98)(s^2+12.41s+8228)(s+335)(s+158.1)(s+14.45)} \\ &\quad \frac{(s^2+34.31s+1.14e4)(s+62.37)(s+20)(s+1.77)(s+1.77)(s^2+25.05s+1.1e4)}{(s+0.57)(s+36.01)(s-20)(s+0.15)(s^2+45.04s+5633)} \\ P_{21}(s) &= 0 \\ P_{22}(s) &= -\frac{(s+62.37)(s+20)(s+1.77)(s+1.77)(s^2+25.05s+1.1e4)}{31.22(s+36.01)(s-20)(s+0.15)(s^2+45.04s+5633)} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Chacune des lignes de  $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{nom}}(s)$  comporte une paire de pôles complexes peu amortis  $-12.52 \pm 104.46i$ . D'autre part,  $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{nom}}(s)$  ne comporte pas d'intégrateur. Chaque colonne de  $\mathbf{P}(s)$  comporte également une paire de pôles complexes peu amortis en  $-6.205 \pm 90.50i$ . Comme indiqué, la première colonne de  $\mathbf{P}(s)$  a un pôle à partie réelle positive en +174.1 alors que la seconde colonne de  $\mathbf{P}(s)$  a 2 pôles à partie réelle positive en +20 et +174.1. Le nombre de zéros à l'infini de chaque colonne de  $\mathbf{P}(s)$  est 1. En conséquence :

- les spécifications de précision conduisent à  $n_{11} = n_{12} = 1$  pour  $\beta_{\text{nom}11}(s)$  et  $\beta_{\text{nom}22}(s)$  ;
- $G_{\text{RHP-UND-TD}1}(s)$  doit comporter la paire de pôles peu amortis  $-12.52 \pm 104.46i$  ( $n'_{p1} = 1$ ), le zéro à partie réelle positive +174.1 ( $n_{z1} = 1$ ) ainsi que la paire de zéros peu amortis  $-6.205 \pm 90.50i$  ( $n'_{z1} = 1$ ) ;
- $G_{\text{RHP-UND-TD}2}(s)$  doit comporter la paire de pôles peu amortis  $-12.52 \pm 104.46i$  ( $n'_{p2} = 1$ ); les zéros à partie réelle positive +20 et +174.1 ( $n_{z2} = 2$ ); ainsi que la paire de zéros peu amortis  $-6.205 \pm 90.50i$  ( $n'_{z2} = 1$ ) ;
- les efforts de commande en haute fréquence sont limités avec  $n_{h1} = 3$  ( $3 > 1 + 1 + 2(1 - 1)$ ) et  $n_{h2} = 4$  ( $4 > 1 + 2 + 2(1 - 1)$ ) pour  $\beta_{\text{nom}11}(s)$  et  $\beta_{\text{nom}22}(s)$ .

Volontairement, un ensemble de contraintes extrêmement simples ont été définies :

- $T_{11u}(\omega) = T_{22u}(\omega) = +5\text{dB}$
- $S_{11u}(\omega) = S_{22u}(\omega) = +6\text{dB}$
- $KS_{u11}(\omega) = -23\text{dB}$  (à partir de 5rad/s) afin qu'un bruit de mesure du régime de 15 tr/min génère un courant de commande inférieur à 1% de sa plage de fonctionnement
- $KS_{u22}(\omega) = -3\text{dB}$  (à partir de 5rad/s) afin qu'un bruit de mesure du couple de 3 Nm génère une commande pédale inférieure à 2% de sa plage de fonctionnement

Le critère de robustesse peut alors être minimisé sous contraintes, en tenant compte du procédé nominal simplifié et de l'ensemble des 20 procédés identifiés initialement. Les paramètres de  $\beta_{\text{nom}11}(s)$  relatif à la boucle de régime sont alors :  $\omega_{r1} = 25$  rad/s,  $Y_{r1} = 0$  dB,  $M_{rd1} = 1$  dB,  $\omega_{10} = 3$  rad/s,  $\omega_{11} = 150$  rad/s. Les ordres d'intégration qui en sont déduits sont  $a_{10} = 0.95$  et  $b_{10} = 0.52$ . Pour la boucle de couple et donc  $\beta_{\text{nom}22}(s)$  :  $\omega_{r2} = 6$  rad/s,  $Y_{r2} = 0$  dB,  $M_{rd2} = 2.5$  dB,  $\omega_{2-1} = 0.3$  rad/s,  $\omega_{20} = 4$  rad/s,  $\omega_{21} = 40$  rad/s,  $\omega_{21} = 100$  rad/s,  $a_{2-1} = 0.75$  et  $b_{2-1} = -1$ ,  $a_{21} = -0.5$  et  $b_{21} = 1$ . En sont déduits  $a_{20} = 0.89$  et  $b_{20} = -0.62$ . En comparant les deux pulsations de résonance, on constate que conformément à l'objectif recherché, la bande-passante de la boucle de régime a pu être supérieure à celle de couple. La figure 2.12 montre les réponses en boucle ouverte obtenues.

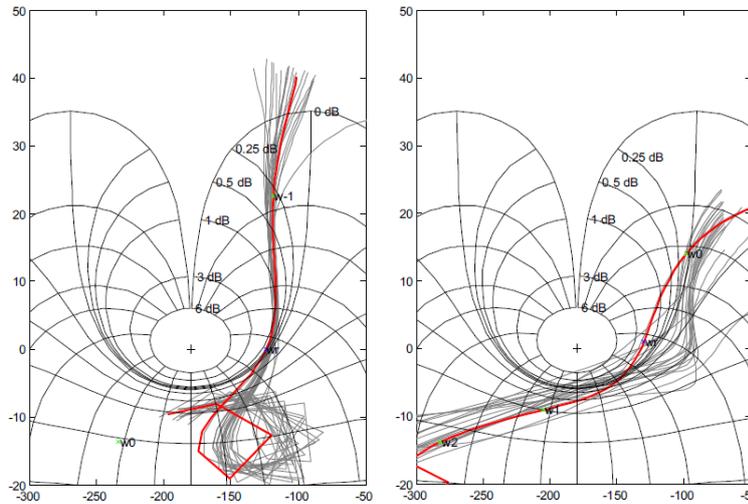


Figure 2.12 – Lieu de Nichols des fonctions de transfert  $\beta_{11}$  (gauche) and  $\beta_{22}$  (droite) : nominale  $\beta_{\text{nom}ii}(j\omega)$  ( — ) ; équivalente  $\beta_{ii\_eq}(j\omega)$  ( — )

Après synthèse rationnelle de ses 3 éléments, grâce à des briques logicielles créées pour simplifier son implémentation en langage C au sein de l'informatique de commande, le régulateur CRONE MIMO est alors évalué en utilisant le cycle de test dynamique NRTC. A cette occasion, ses performances sont comparées avec celle d'une structure de commande PID&Kc régulièrement utilisée dans l'entreprise. Cette commande "maison" repose sur l'association de deux régulateurs PID SISO complétée d'une boucle de découplage additionnelle. La figure 2.13 permet de constater que les régulations de vitesses sont assez comparables. Par contre la régulation de couple est bien meilleure pour le régulateur CRONE qui est capable de mieux traduire les variations du signal de référence. Abstraction faite du décalage temporel qui n'a aucune importance pour cette application, la figure 2.14 permet de comparer la corrélation entre les signaux de référence (dynamiques) et les sorties pour l'ensemble du cycle NRTC. Compte tenu des bandes passantes atteintes, on constate en effet une meilleure corrélation pour le régime que pour le couple. La figure 2.14 permet également de comparer la corrélation entre la puissance de référence et celle obtenue pour chacune des commandes sachant qu'un décalage temporel de 0.4s est retenu pour le régulateur PID&Kc et 0.2s pour le régulateur CRONE. Sur la réponse en couple obtenue avec le régulateur CRONE, on peut néanmoins remarquer quelques points peu performants. Cela a été expliqué par une régulation du moteur thermique parfois défaillante lors de la réponse à des dynamiques élevées.

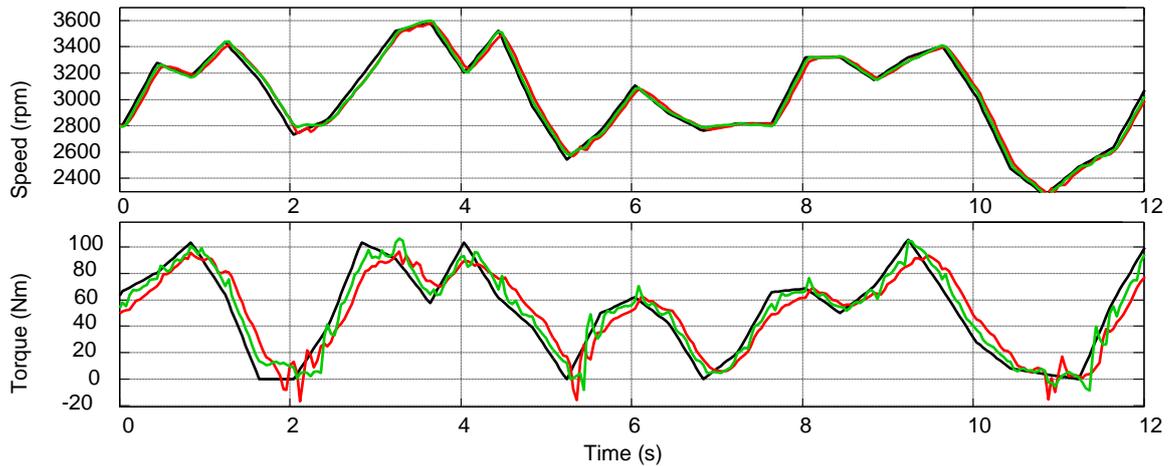


Figure 2.13 – Variations du régime et du couple pour un cycle de test NRTC : références (—), sorties pour la commande PID&Kc (—) et pour le régulateur CRONE (—)

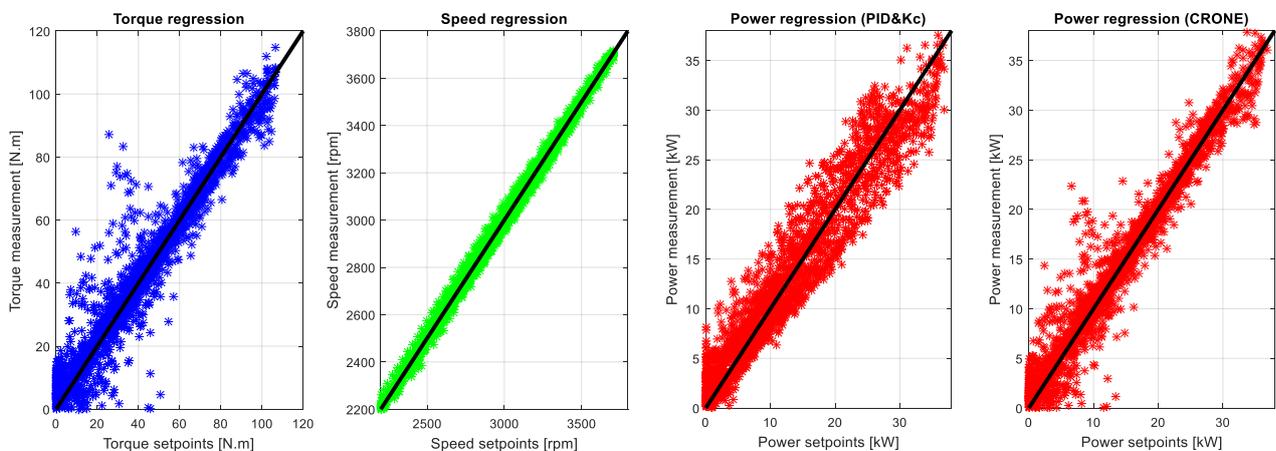


Figure 2.14 – Visualisation des corrélations couples (—) et régimes (—) obtenus / désirés lors d'un cycle de test NRTC pour le régulateur CRONE et comparaison de la corrélation puissances obtenues / désirées (—) pour les commandes PID&Kc et CRONE

## 2.4 - Synthèses CRONE MIMO de régulateurs décentralisés

L'exemple précédent montre qu'il est parfois possible de synthétiser avec une approche MIMO un régulateur CRONE partiellement décentralisé. Cela rejoint les habitudes du monde de l'industrie où il est finalement assez rare de synthétiser des régulateurs MIMO. Assez vite lors du développement de l'approche MIMO de la commande CRONE, différents outils ont été proposés afin d'analyser l'importance du caractère multivariable du système à commander et les contraintes qu'il induit alors sur le régulateur efficace à synthétiser.

### 2.4.1 - Analyse du caractère multivariable d'un procédé MIMO

Pour un système MIMO  $m \times m$  tel que défini par (2.1) l'analyse RGA (Relative Gain Array, [Bristol, 1966]) permet d'analyser son caractère multivariable et plus particulièrement de savoir si une loi de commande décentralisée pourrait s'avérer suffisamment efficace pour asservir ses sorties. Dans le cas d'un système MIMO non carré MIMO  $m \times n$  avec  $m \neq n$ , l'analyse BRG (Block Relative Gain array, [Manousiouthakis *et al.*, 1986; Arkun, 1987]) permet également de déterminer si un régulateur décentralisé par blocs peut être utilisé. Quand il a pu être conclu qu'un régulateur décentralisé serait efficace, il reste à savoir comment le synthétiser, bien sûr, en tenant compte malgré tout de l'ensemble des termes de couplage du système. Nous avons alors proposé l'analyse  $CD^3$  (Column Diagonal Dominance Degree, [Sutter, 1997]) qui permet de déterminer si une synthèse simplifiée Multi-SISO serait adaptée ou si une approche pleinement MIMO doit être utilisée.

## 2.4.1.1 – Analyses RGA et BRG

L'analyse RGA compare la relation entre chaque entrée  $u_j$  du système et chaque sortie  $y_i$  quand le système est en boucle ouverte (toutes les autres entrées nulles) et quand il est en boucle fermée, la loi de commande étant alors supposée efficace (toutes les autres sorties maintenues à zéro). Dans le domaine fréquentiel, un ratio est alors défini par :

$$\lambda_{ij}(j\omega) = \frac{\left. \frac{y_i(j\omega)}{u_j(j\omega)} \right|_{u_k(j\omega)=0 \text{ et } k \neq j}}{\left. \frac{y_i(j\omega)}{u_j(j\omega)} \right|_{y_k(j\omega)=0 \text{ et } k \neq i}}. \quad (2.40)$$

Une valeur  $\lambda_{ij}$  proche de 1 indique une forte capacité de l'entrée  $u_j$  à faire évoluer la sortie  $y_i$  indépendamment de l'évolution des autres entrées  $u_k$ . Quand une telle propriété est observée pour chacune des sorties vis-à-vis d'une entrée de commande, on peut conclure qu'un régulateur décentralisé serait efficace. L'ensemble des  $\lambda_{ij}$  constitue la matrice  $\Lambda$  qui, pour un système  $\mathbf{G}$  MIMO  $m \times m$ , se calcule fréquemment par le produit de Schur suivant :

$$\Lambda(\mathbf{G}(j\omega)) = \mathbf{G}(j\omega) \circ (\mathbf{G}^{-1}(j\omega))^T = [\lambda_{ij}(j\omega)] \quad \text{avec } i \text{ et } j \in [1, m]. \quad (2.41)$$

L'analyse BRG [Chang and Yu, 1990; Kariwala *et al.*, 2003] généralise l'analyse RGA aux systèmes  $m \times n$  non-carrés afin d'évaluer le degré d'interaction entre différents blocs d'entrées et de sorties. Ce sont alors les valeurs singulières des blocs correspondants de la matrice  $\Lambda$  qui indiquent si les différents blocs sont relativement découplés les uns des autres et donc si l'utilisation d'un régulateur décentralisé par bloc est envisageable. Pour chaque bloc  $\mathbf{G}_{m_1}(s)$  correspondant à  $m_1$  entrées et  $m_1$  sorties de  $\mathbf{G}$ , le bloc de la matrice  $\Lambda_B$  correspondante est obtenue par :

$$[\Lambda_B(j\omega)]_{m_1} = \mathbf{G}_{m_1}(j\omega) \circ [\mathbf{G}^\dagger(j\omega)]_{m_1} \quad (2.42)$$

où  $[\mathbf{G}^\dagger(s)]_{m_1}$  est le bloc  $m_1 \times m_1$  de la matrice pseudo-inverse Moore-Penrose  $\mathbf{G}^\dagger(s)$  de la matrice de transfert  $\mathbf{G}(s)$ . Toujours dans le contexte de la simplification à la fois de synthèse et d'implantation, quand un régulateur  $m \times m$  n'est pas totalement décentralisable, l'analyse BRG permet néanmoins de déterminer quand il est partiellement décentralisable (ou décentralisable par blocs).

2.4.1.2 – Analyse  $CD^3$ 

Bien qu'un régulateur décentralisé puisse être efficace, bien que cela soit souvent fait, il n'est pas raisonnable de le synthétiser en faisant abstraction du caractère MIMO du procédé. Par contre, nous avons montré qu'une fois les entrées et sorties du procédé correctement appariées, il est parfois possible de synthétiser les termes du régulateur indépendamment les uns des autres en considérant l'effet de caractère MIMO du procédé comme des incertitudes additives bornées en norme et portant sur ses termes diagonaux par eux-mêmes incertains. Afin de déterminer si la modélisation de ces incertitudes additives non structurées ne rend pas une telle synthèse trop prudente et donc le régulateur peu performant, l'indicateur  $CD^3$  de dominance diagonale par colonne (Column Diagonally Dominant Degree) a été développé [Sutter, 1997]. Relatif au majorant du module des incertitudes à ajouter ayant la propriété de ne pas dépendre des termes du régulateur à synthétiser, l'indice  $CD^3$  d'un système incertain  $\mathbf{G}$  carré  $m \times m$  est défini à partir des taux de couplage colonne suivant :

$$\tau_{ci}(\omega) = \max_{\mathbf{G}} \left\{ \sum_{\substack{1 \leq k \leq m \\ \text{and } k \neq i}} \frac{|G_{ki}(j\omega)|}{|G_{ii}(j\omega)|} \right\} \quad \text{pour } 1 \leq i \leq m. \quad (2.43)$$

Quand  $\tau_{ci}(\omega)$  est plus petit que 1 dans la bande passante en boucle fermée désirée pour chacune des  $m$  sorties à asservir, il est alors raisonnable de synthétiser un régulateur décentralisé avec l'approche multi-SISO, chaque élément du régulateur pouvant alors être obtenu avec les outils de l'approche SISO traditionnelle. Le plus grand des  $\tau_{ci}$  pour  $1 \leq i \leq m$  définit l'indice  $CD^3$ .

#### 2.4.2 – Choix du type de régulateur et de méthodologie de synthèse

A titre illustratif, considérons 3 systèmes statiques 2x2 définis par les matrices de gains suivantes :

$$\mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0.1 \\ 0.1 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0.1 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{G}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.44)$$

Leurs matrices RGA sont définies par :

$$\Lambda(\mathbf{G}_1) = \begin{bmatrix} 1 & 0.1 \\ 0.1 & 1 \end{bmatrix}, \Lambda(\mathbf{G}_2) = \begin{bmatrix} 0.91 & 0.09 \\ 0.09 & 0.91 \end{bmatrix} \text{ et } \Lambda(\mathbf{G}_3) = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5 \end{bmatrix}. \quad (2.45)$$

Les matrices RGA indiquent que seules  $\mathbf{G}_1$  et  $\mathbf{G}_2$  peuvent être efficacement contrôlées à l'aide de régulateurs décentralisés. Si ce résultat est naturel pour  $\mathbf{G}_1$ , il ne l'était pas vraiment pour  $\mathbf{G}_2$ . Par contre la synthèse d'un régulateur pleinement MIMO est indispensable pour  $\mathbf{G}_3$ .

L'indice  $CD^3$  est 0.1 pour  $\mathbf{G}_1$  et 1 pour  $\mathbf{G}_2$ . Cela montre que l'approche de synthèse multi-SISO ne peut raisonnablement être utilisée que pour  $\mathbf{G}_1$ . Plusieurs possibilités s'offrent à  $\mathbf{G}_2$ . Soit la synthèse MIMO d'un régulateur totalement ou partiellement décentralisé avec un choix judicieux du modèle du procédé nominal  $\mathbf{G}_{nom}$ , soit dans ce cas très particulier la synthèse mixte Multi-SISO/SISO en 2 temps d'un régulateur décentralisé comme présenté au paragraphe 2.4.4.

Dans un contexte de gestion optimale du compromis performances/facilité de synthèse, la figure 2.15 montre comment décider quel type de régulateur synthétiser et comment l'obtenir dans un cas général.

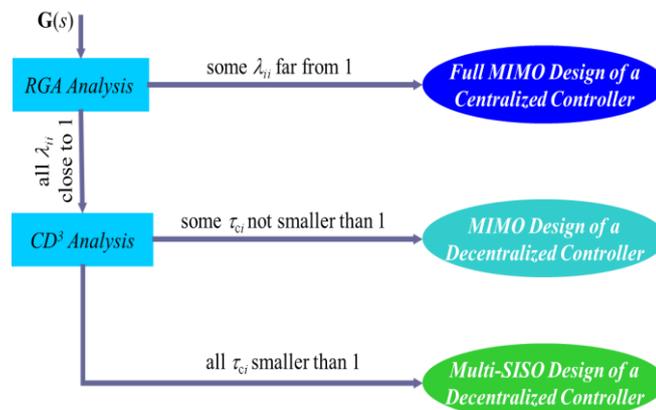


Figure 2.15 – Arbre de décision quant au type de régulateur et de synthèse à adopter

#### 2.4.3 Synthèse CRONE Multi-SISO

L'approche CRONE multi-SISO permet la synthèse d'un régulateur décentralisé  $\mathbf{C}(s)$  tel que le présente la figure 2.16.

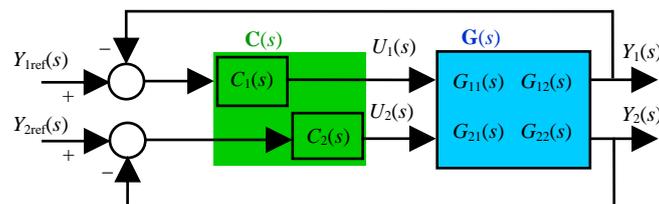


Figure 2.16 – Régulateur décentralisé pour un système MIMO 2x2

La matrice de transfert en boucle ouverte  $\beta(s)$  étant donnée par :

$$\beta(s) = \mathbf{G}(s)\mathbf{C}(s) = \begin{bmatrix} C_1(s)G_{11}(s) & \cdots & C_n(s)G_{1m}(s) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_1(s)G_{m1}(s) & \cdots & C_n(s)G_{mm}(s) \end{bmatrix} = [\beta_{ij}(s)], \quad (2.46)$$

le critère de Gershgorin [Rosenbrock and Storey, 1970; Rosenbrock, 1974; Maciejowski, 1989] indique que la boucle fermée est stable si le point critique -1 du plan complexe n'est jamais atteint par des disques prenant en compte les termes de couplage, centrés sur  $\beta_{ii}(j\omega)$  et de rayon  $r_{ii}(\omega)$  défini par :

$$r_{ii}(\omega) = \min \left( \sum_{\substack{1 \leq k \leq m \\ \text{and } k \neq i}} |C_k(j\omega)G_{ik}(j\omega)|, \sum_{\substack{1 \leq k \leq m \\ \text{and } k \neq i}} |C_i(j\omega)G_{ki}(j\omega)| \right). \quad (2.47)$$

Ceci est une condition suffisante de stabilité mais absolument pas nécessaire et d'ailleurs parfois très prudente notamment dans le contexte des procédés incertains [Arkun, *et al.*, 1984].

Néanmoins la similarité entre la condition de stabilité de Gershgorin pour les systèmes MIMO certains et celle exprimée par le théorème du petit gain pour les système SISO incertains [Zames, 1966; Vidyasagar and Viswanadham, 1982] permet d'interpréter les disques de rayon  $r_{ii}(\omega)$  comme une incertitude non structurée venant augmenter l'incertitude structurée initiale du terme diagonal  $\beta_{ii}(j\omega) = C_i(j\omega)G_{ii}(j\omega)$ . Sous la forme multiplicative telle que considérée dans l'approche CRONE ( $\beta(j\omega) = \beta_{\text{nom}}(j\omega)\Delta\beta(j\omega)$ ), ces domaines d'incertitude additionnelle étant définis par

$$\min \left( 1 + \sum_{\substack{1 \leq k \leq m \\ \text{et } k \neq i}} \frac{|C_k(j\omega)G_{ik}(j\omega)|}{|C_i(j\omega)G_{\text{nom}ii}(j\omega)|}, 1 + \sum_{\substack{1 \leq k \leq m \\ \text{et } k \neq i}} \frac{|G_{ki}(j\omega)|}{|G_{\text{nom}ii}(j\omega)|} \right), \quad (2.48)$$

on peut remarquer que le terme de droite relatif à la  $i^{\text{ème}}$  colonne a la propriété très intéressante de ne pas dépendre des différentes termes du régulateur. Son utilisation seule (parfois pessimiste quand le terme relatif à la  $i^{\text{ème}}$  ligne s'avère le plus faible) permet donc de prendre en compte le caractère MIMO du procédé tout en utilisant une approche SISO pour la synthèse indépendante de chaque terme  $C_i(s)$ , le procédé incertain étant alors défini par :

- la fonction de transfert nominale  $G_{\text{nom}ii}(s)$
- l'incertitude structurée relative à toutes les valeurs possibles de  $G_{ii}(s)$
- l'incertitude non structurée calculée à partir des éléments  $G_{ki}(s)$  avec  $1 \leq k \leq m$  et  $k \neq i$ .

A chaque fréquence considérée, les domaines d'incertitude résultent alors de la construction des enveloppes convexes prenant en compte les deux sources d'incertitude, les disques d'incertitude non structurée du plan complexe se traduisant en ellipses dans le plan de Nichols. La figure 2.17 présente une enveloppe déterminée à une pulsation  $\omega_k$  pour le  $i^{\text{ème}}$  élément diagonal  $G_{ii}(s)$  de  $\mathbf{G}(s)$  défini pour 4 états paramétriques  $\{0, 1, 2, 3\}$ , n'importe lequel pouvant être choisi pour définir  $G_{\text{nom}ii}(s)$ . On peut y constater comment le caractère MIMO du procédé  $\mathbf{G}(s)$  agrandit le domaine d'incertitude SISO initial et permet donc d'éviter toute mauvaise surprise à l'issue d'une synthèse de commande qui n'aurait été fondée que sur  $G_{ii}(s)$ . Cette approche multi-SISO a souvent été mise en œuvre [Lanusse *et al.*, 1996, 2000 ; Lestrade ; 2016] et est une des fonctionnalités proposées par la toolbox CRONE SISO présentées précédemment.

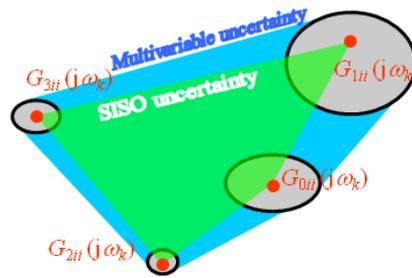


Figure 2.17 – Construction d'un domaine d'incertitude multivariable dans le plan de Nichols pour un procédé défini par 4 état paramétrique.

#### 2.4.4 Synthèse CRONE Multi-SISO/SISO mixte

Pour des procédés MIMO ayant un indice  $CD^3$  élevé, la part non structurée de l'incertitude MIMO présentée au paragraphe précédent s'avère trop grande pour permettre une synthèse performante d'au moins un des termes d'un régulateur décentralisé. Si une synthèse pleinement MIMO semble obligatoire, une succession de synthèses multi-SISO suivie d'une synthèse SISO est envisageable quand, pour une seule des colonnes, le terme diagonal du procédé est non dominant [Colin *et al.*, 2011]. C'est le cas du procédé  $G_2$  défini par (2.44) où  $G_{21}$  est bien plus faible que  $G_{11}$  mais où  $G_{12}$  est égal à  $G_{22}$ . Un régulateur décentralisé étant malgré tout possible,  $C_1(s)$  peut tout d'abord être synthétisé avec l'approche multi-SISO en tenant compte de  $G_{21}$ . Ensuite en tenant compte de  $C_1(s)$ ,  $C_2(s)$  peut être synthétisé avec l'approche CRONE SISO classique en considérant le procédé équivalent  $G_{22}^*(s)$  vu par  $C_2(s)$  et défini par :

$$G_{22}^*(s) = G_{22}(s) - \frac{G_{21}(s)C_1(s)G_{12}(s)}{1 + C_1(s)G_{11}(s)}, \quad (2.49)$$

Dans certains cas, cette approche Multi-SISO/SISO mixte permet à des utilisateurs habitués à la méthodologie de synthèse de commande robuste SISO (par exemple CRONE) de synthétiser sérieusement des régulateurs décentralisés pour des procédés présentant néanmoins des termes de couplage non négligeables.

#### 2.4.5 Synthèse CRONE MIMO simplifiée

Bien que très simple à mettre en œuvre, l'utilisation de l'approche multi-SISO conduit toujours à un certain degré de pessimisme lié à la majoration nécessaire de l'influence du caractère MIMO du procédé sur la stabilité. Quand le concepteur d'une loi de commande a franchi le pas et accepte de réaliser une synthèse CRONE MIMO, il peut malgré tout orienter la méthode afin qu'elle soit plus simple à mettre en œuvre, voire plus performante et même qu'elle conduise à un régulateur de structure donnée. C'est ce qu'a montré l'application au banc d'essais haute dynamique présentée au paragraphe 2.3.7 où un des termes du modèle nominal du procédé a été annulé (relation 2.36)). Pour aller encore plus loin, la synthèse CRONE MIMO d'un régulateur décentralisé peut être réalisée en annulant tous les termes non diagonaux du procédé nominal initial. C'est la voie intermédiaire de l'arbre de décision présenté par la figure 2.15. Pour le procédé  $G_2$  mentionné précédemment, il suffirait de considérer le procédé MIMO nominal suivant

$$G_{\text{nom}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.50)$$

l'expression initiale (2.44) de  $G_2$  étant alors considérée comme un des procédés reparamétrés.

#### 2.4.6 Synthèse d'un régulateur décentralisé par bloc du système d'air d'un moteur Diesel

Si le système d'air de plusieurs moteurs Essence et Diesel a été étudié dans le cadre d'une collaboration tripartite fructueuse avec le laboratoire Prisme de l'Université d'Orléans et la société Robert Bosch GmbH à Stuttgart, on considère ici la synthèse d'un moteur Diesel 2.0L turbo à

injection directe et proposant une puissance maximale de 81kW [Lamara *et al.*, 2012]. La figure 2.18 présente son fonctionnement : une admission d'air frais compressé à la pression  $P_{boost}$  et de débit  $Q_{air}$  ; un échangeur qui augmente sa densité et réduit sa pression  $P_{boost}$  ; une vanne papillon de commande  $Th$  ajustant la pression d'admission  $P_{man}$  ; un processus de recirculation des gaz brulés refroidis (Exhaust Gas Recirculation System) modulé par la commande  $EGR$  ; une modulation par une vanne de décharge (commande  $WG$ ) des gaz brulés restants afin d'entraîner le compresseur turbo. En réduisant la part de l'air frais admis dans les cylindres, le système de recirculation permet de décroître la température de combustion et donc la production de  $NO_x$ , mais en revanche réduit le rendement du moteur.

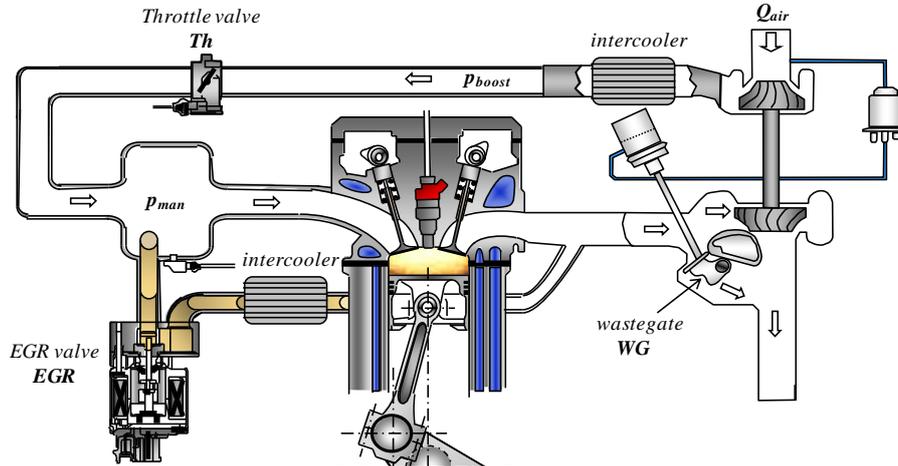


Figure 2.18 – Système d'air d'un moteur Diesel turbo avec système EGR

Quand une commande MIMO est utilisée, les entrées de commande  $EGR$  et  $WG$  sont souvent utilisées pour asservir le débit d'air frais admis  $Q_{air}$  et une des pressions  $P_{man}$  ou  $P_{boost}$  [Spring *et al.*, 2007]. Par contre la vanne papillon est alors positionnée statiquement suivant le point de fonctionnement. Afin de bénéficier pleinement de tous les degrés de liberté, les trois signaux de commande sont utilisés ici afin d'asservir les deux sorties mesurées. Comme le montre la figure 2.19 qui décrit l'ensemble de la stratégie de commande, le système à commander est de dimension  $2 \times 3$ , le régulateur MIMO à synthétiser de dimension  $3 \times 2$ .

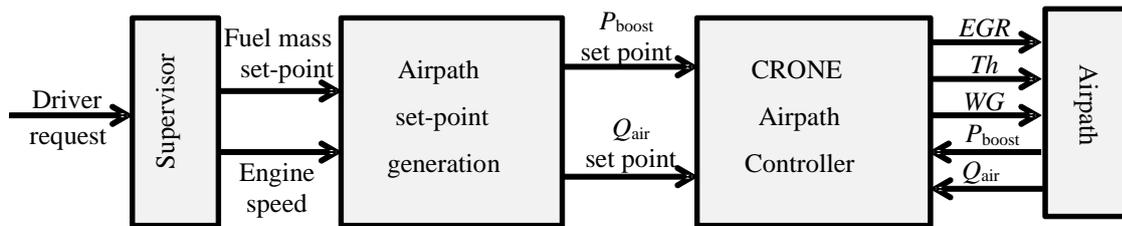


Figure 2.19 – Stratégie de commande MIMO d'un moteur Diesel turbo avec système EGR

La figure 2.20 présente les 73 points de fonctionnement sélectionnés afin de correctement prendre en compte la diversité du comportement dynamique du système. Des signaux de type multi-sinus contenant 10 fréquences comprises entre 0.1 to 1 Hz et échantillonnés à 1 kHz ont permis d'obtenir les réponses fréquentielles que présente la figure 2.21 où :

- $G_{11}$  est le transfert allant de  $EGR$  (%) à  $Q_{air}$  (g/s)
- $G_{12}$  est le transfert allant de  $Th$  (%) à  $Q_{air}$  (g/s)
- $G_{13}$  est le transfert allant de  $WG$  (%) à  $Q_{air}$  (g/s)
- $G_{21}$  est le transfert allant de  $EGR$  (%) à  $P_{boost}$  (bar)
- $G_{22}$  est le transfert allant de  $Th$  (%) à  $P_{boost}$  (bar)
- $G_{23}$  est le transfert allant de  $WG$  (%) à  $P_{boost}$  (bar).

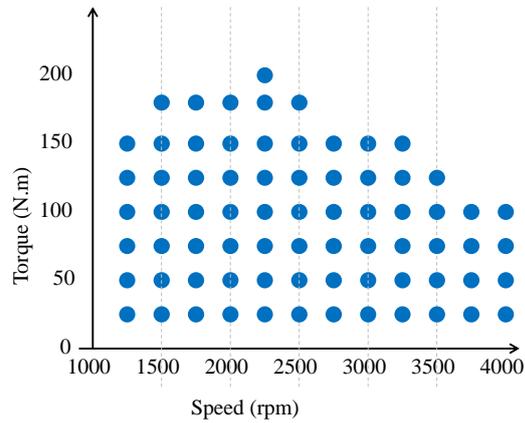


Figure 2.20 – Ensemble des 73 points de fonctionnement utilisés pour l’identification des comportements dynamiques linéaires du système à commander

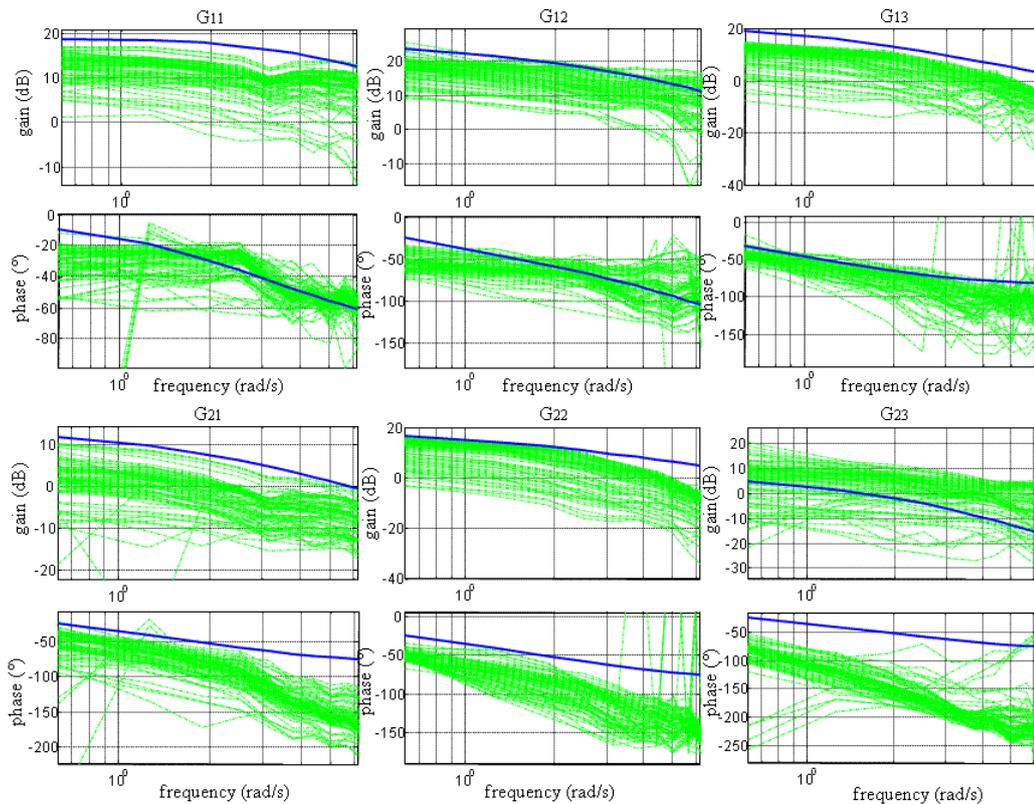


Figure 2.21 – Diagrammes de Bode obtenus au voisinage des 73 points de fonctionnements (—) et celui du procédé nominal (—)

La matrice de transfert d’un procédé nominal arbitraire (plus fort gain) a été déterminée à partir des réponses fréquentielles mesurées :

$$\mathbf{G}_{\text{nom}}(s) = \begin{bmatrix} -\frac{29(s+1.03)}{s^2+4.4s+3.58} & -\frac{255(s+2.59)}{s^3+12.5s^2+44.7s+34.3} & \frac{8.7(s+2.88)}{s^2+3.45s+2.5} \\ \frac{6(s+1.3)}{s^2+2.86s+1.86s} & -\frac{11.2(s+2.28)}{s^2+4.3s+3.3} & \frac{7(s+2.1)}{s^3+6.6s^2+13s+7.2} \end{bmatrix}, \quad (2.51)$$

L’analyse BRG permet d’évaluer les interactions entre les différents signaux ou ensemble de signaux de ce système non-carré 2X3. En l’occurrence la matrice BRG du système nominal défini est ici très proche de

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.52)$$

ce qui montre que l'évolution du débit d'air est fortement corrélée à celles des commandes appliquées aux vannes papillons et EGR, et que par ailleurs, la pression de suralimentation est très corrélée à la commande de la vanne de décharge. Ce résultat permet donc d'envisager la synthèse d'un régulateur décentralisé par blocs avec l'approche MIMO de la commande CRONE en utilisant un procédé nominal  $\mathbf{G}'_{nom}(s)$  simplifié où les termes  $G_{nom\ 21}(s)$ ,  $G_{nom\ 22}(s)$  et  $G_{nom\ 13}(s)$  ont été annulés, soit :

$$\mathbf{G}'_{nom}(s) = \begin{bmatrix} G_{nom\ 11}(s) & G_{nom\ 12}(s) & 0 \\ 0 & 0 & G_{nom\ 22}(s) \end{bmatrix}. \tag{2.53}$$

En effet, la matrice de transfert en boucle ouverte nominale étant de dimension 2x2 et diagonale, le régulateur qui en découle est alors de la forme

$$\mathbf{C}(s) = \begin{bmatrix} C_{11}(s) & 0 \\ C_{21}(s) & 0 \\ 0 & C_{32}(s) \end{bmatrix}. \tag{2.54}$$

S'il peut paraître moins performant qu'un régulateur totalement MIMO (avec aucun terme nul), un tel régulateur est généralement apprécié dans l'industrie car l'ensemble de son fonctionnement n'est pas remis en cause quand, par exemple, une des mesures n'est plus disponible (perte d'un capteur) ou qu'un des actionneurs n'est plus opérationnel. La figure 2.22 montre la structure de la boucle de commande retenue pour le système d'air.

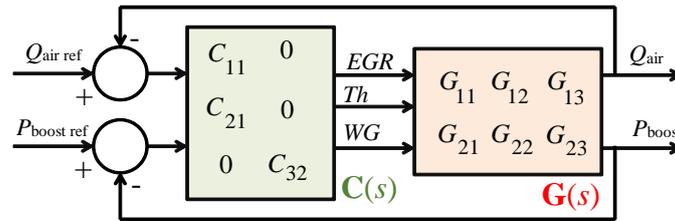


Figure 2.20 – Utilisation d'un régulateur décentralisé par bloc pour la commande du système d'air

L'ensemble des paramètres des fonctions de transfert  $\beta_{nom\ 11}(s)$  et  $\beta_{nom\ 22}(s)$  sont optimisés simultanément en tenant compte des 73 réponses fréquentielles mesurées et du procédé nominal simplifié  $\mathbf{G}'_{nom}(s)$ . La figure 2.23 montre la difficulté de réglage des réponses fréquentielles en boucle ouverte due à l'importance des incertitudes considérées.

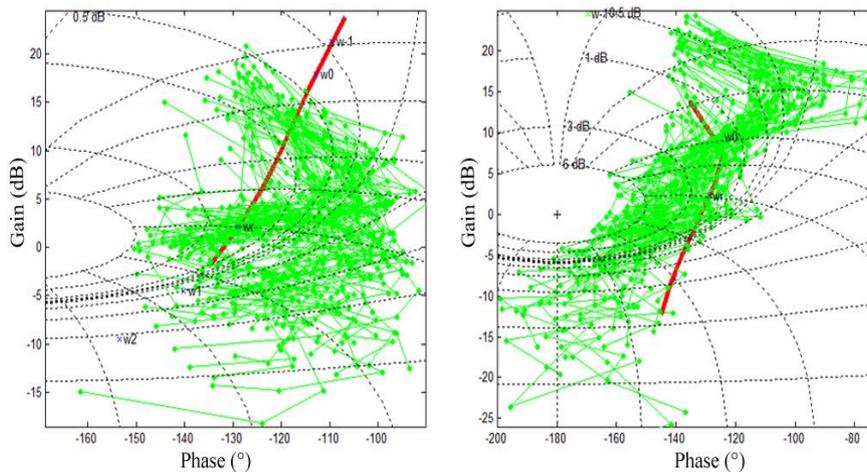


Figure 2.23 – Lieux de Nichols des fonctions de transfert en boucle ouverte  $\beta_{11}(s)$  relatives au débit d'air à gauche et  $\beta_{22}(s)$  relatives à la pression de suralimentation à droite : modèle nominal (—), procédé incertain (—)

Comme le montre la figure 2.24 relative à la matrice de transfert  $\mathbf{T}(s)$ , les pulsations de résonance nominale de  $T_{11}(s)$  relative à la sortie  $Q_{air}$  et de  $T_{22}(s)$  relative à la sortie  $P_{boost}$  sont

respectivement de 4.5 rad/s et 2.1 rad/s soit des temps de réponse d'environ 0.75s pour le débit d'air et 1.5s pour la pression. Par ailleurs, le terme  $T_{12}(s)$  atteignant 10dB, on peut prévoir 1 mbar de variation de la consigne de pression devrait générer une variation d'environ 3 g/s du débit d'air. De même  $T_{21}(s)$  atteignant -10dB, 1 g/s de variation de la consigne de débit d'air génèrera une variation de 0.3 mbar de la pression.

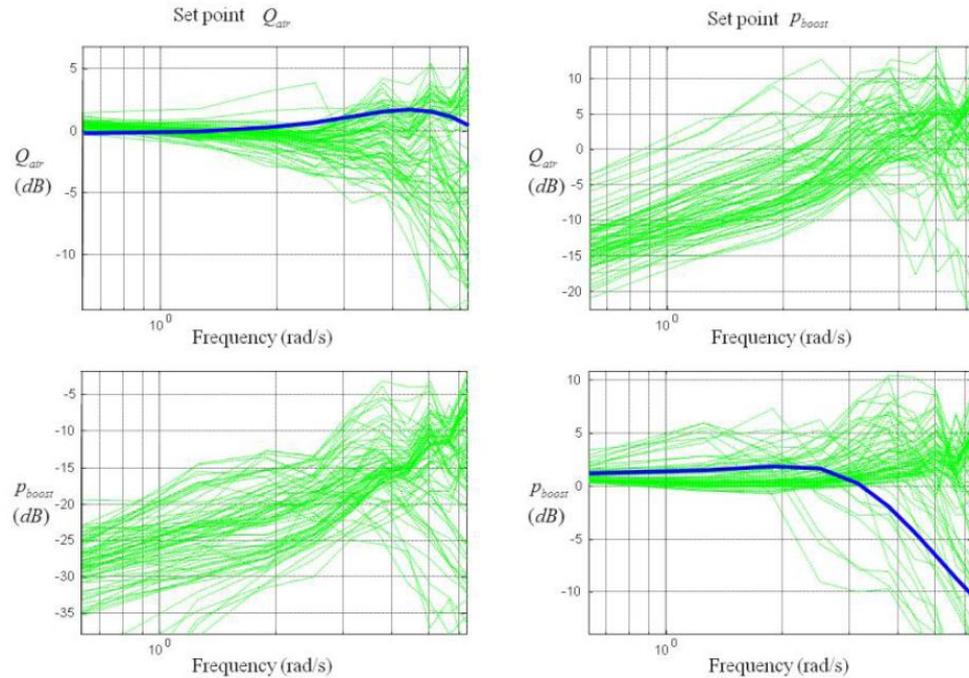


Figure 2.24 – Réponses fréquentielles de la matrice de transfert  $\mathbf{T}(s)$  : modèle nominal (—), procédé incertain (—)

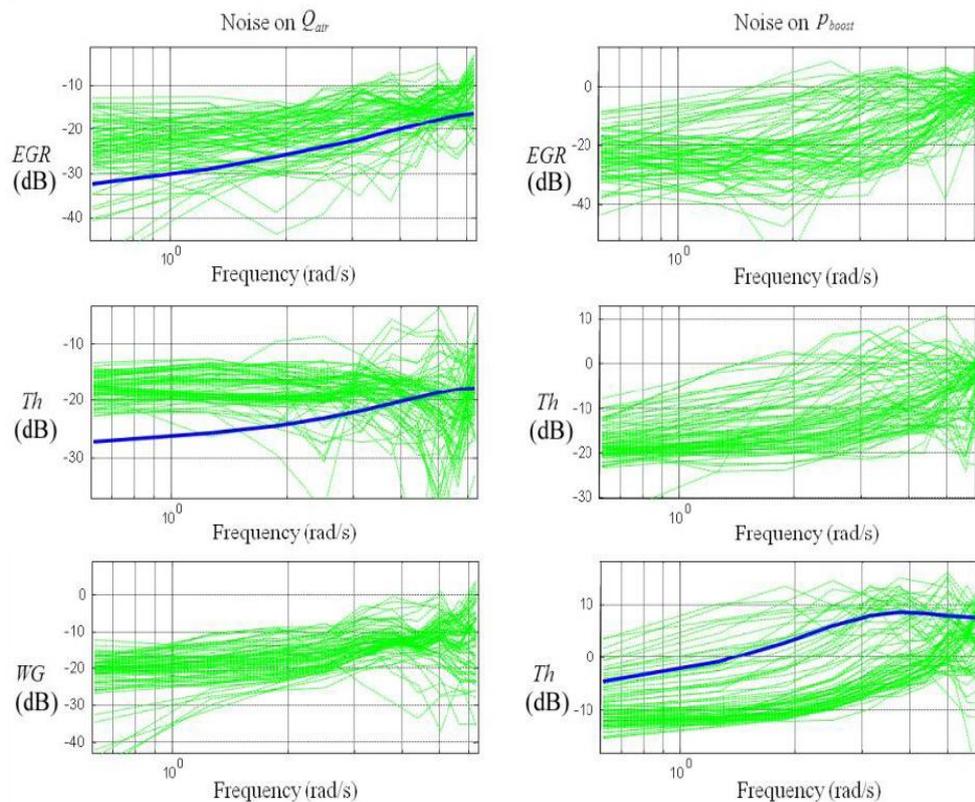


Figure 2.25 – Réponses fréquentielles de la matrice de transfert  $\mathbf{KS}(s)$  : modèle nominal (—), procédé incertain (—)

La figure 2.25 présente la matrice de transfert  $\mathbf{KS}(s)$ .  $KS_{11}(s)$  et  $KS_{21}(s)$  atteignant -17dB, cela traduit une amplification d'un facteur 0.14 du bruit de mesure de  $Q_{\text{air}}$  vers les entrées de commande des vannes EGR et papillon ( $Th$ ). Par ailleurs,  $KS_{32}$  atteignant 8dB, le bruit de mesure provenant du capteur de pression est amplifié d'un facteur 2.5 vers l'entrée de décharge ( $WG$ ).

Les 3 termes du régulateur rationnel finalement obtenu ayant été assortis d'une fonctionnalité d'anti-windup (utilisation du modèle des saturations de commande pour contre-réactionner l'effet intégral des régulateurs), la loi de commande a alors été testée sur banc d'essais et appliquée à un cycle NEDC extra-urbain (New European Driving Cycle) tel que le présente la figure 2.24. Cette figure présente également la commande de pédale permettant de suivre le cycle NEDC, ainsi que le régime moteur et le couple produit pour le régulateur 3x2 (non carré) synthétisé ainsi que pour un régulateur 2x2 (carré, également CRONE MIMO décentralisée) pour lequel la commande  $Th$  de la vanne papillon n'est pas exploitée dynamiquement (vanne la plupart du temps pleinement ouverte).

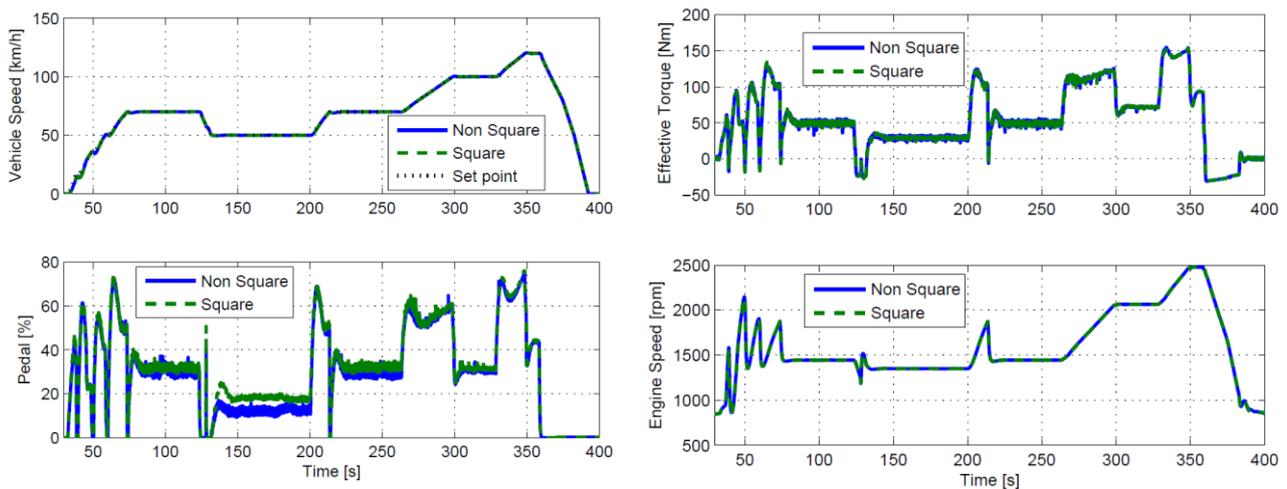


Figure 2.26 – Cycle NEDC : Vitesse véhicule, commande de pédale, couple et régime moteur

La figure 2.27 montre l'évolution des signaux de commande et des sorties asservies.

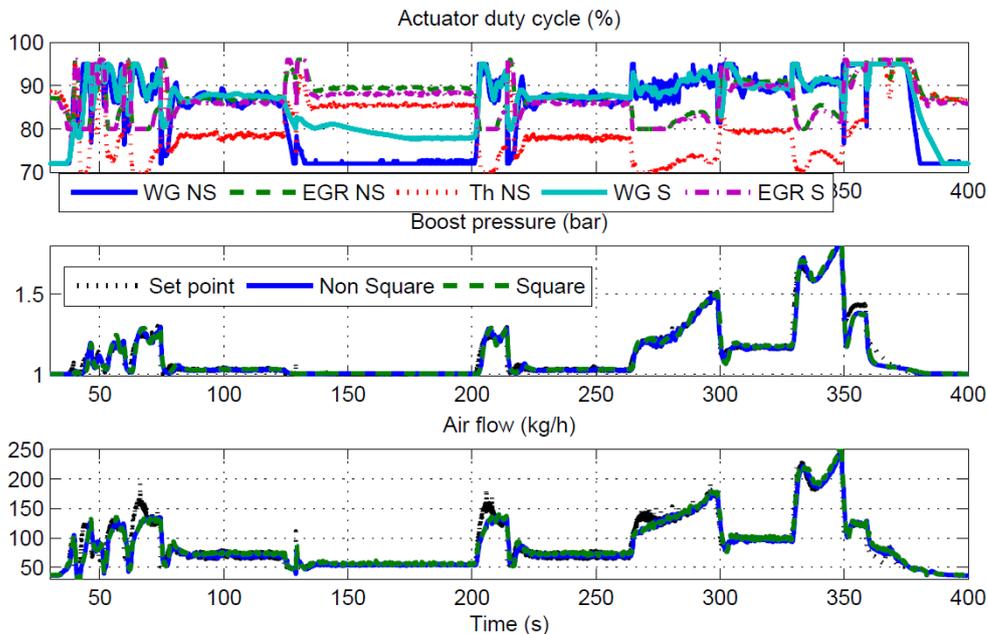


Figure 2.27 – Cycle NEDC : commandes et signaux de sortie obtenus avec le régulateur 3x2 décentralisé par bloc ("NS") et par un régulateur 2x2 décentralisé ("S")

On peut remarquer que si le régulateur 3x2 possède un degré de liberté supplémentaire, les 2 régulateurs assurent la plupart du temps un bon suivi des consignes (précision et degré de stabilité).

La figure 2.28 permet néanmoins de comparer les consommations de carburant et productions de polluants (oxydes d'azote  $\text{NO}_x$ ) lors du cycle. Lors des régimes transitoires, l'utilisation de la vanne papillon permettant un asservissement plus rapide du débit d'air, ainsi qu'une plus grande utilisation de la recirculation EGR, on peut constater que le régulateur 3x2 permet une économie de 4% par rapport au régulateur 2x2.

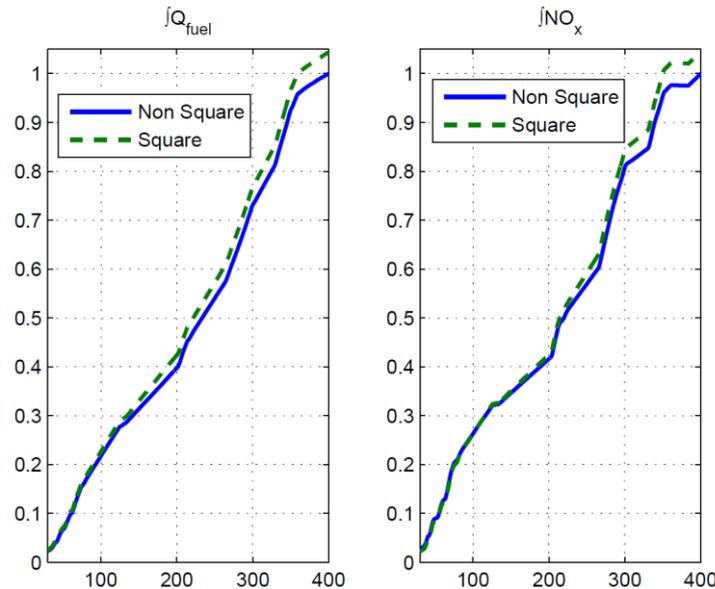


Figure 2.28 – Cycle NEDC : comparaison de la consommation de carburant et de la production de  $\text{NO}_x$

## 2.5 – Développement d'une Toolbox CRONE MIMO

Que ce soit pour promouvoir la commande CRONE MIMO, pour nos propres projets ou pour faire en sorte que la commande multivariable ne reste pas un rêve inatteignable dans l'esprit de beaucoup, il est important que, comme l'a fait la CRONE CSD Toolbox pour les systèmes SISO, nous soyons également en mesure de proposer une toolbox adaptée aux systèmes MIMO. Sur la base de premières extensions aux systèmes MIMO des fonctionnalités de la Toolbox CRONE SISO, un prototype de la Toolbox CRONE MIMO est aujourd'hui opérationnel, toujours dans l'environnement Matlab/Simulink [Lanusse *et al.*, 2016]. Un système SISO étant aussi un système MIMO de dimension 1x1, cette nouvelle Toolbox permet de synthétiser des commandes robustes pour un grand nombre de systèmes dès lors qu'ils sont au moins définis par un ensemble de réponses fréquentielles MIMO  $\mathbf{G}(j\omega)$  pour un ensemble d'états paramétriques et par une matrice de transfert  $\mathbf{G}_{\text{nom}}(s)$  pour un état paramétrique nominal. La figure 2.29 montre l'interface d'accueil de la toolbox.

Outres les fonctions classiques de sauvegarde et chargement de sessions, la toolbox permet :

- d'analyser automatiquement la matrice de transfert nominale du système concerné et son inverse (ou pseudo inverse) en y recherchant, les pôles à partie réelle positive ou peu amortis, les retards et en déterminant ses ordres en basse fréquence (présence d'intégrateurs) et haute fréquence (zéros à l'infini) ;
- d'initialiser automatiquement et de modifier les spécifications de boucle fermée ;
- d'initialiser automatiquement et de modifier les paramètres de boucle ouverte ou du régulateur ;
- d'effectuer la synthèse de régulateur SISO à l'aide de la méthodologie CRONE de 3ème génération ;
- d'effectuer la synthèse MIMO CRONE de régulateurs pleinement MIMO ou, partiellement ou totalement décentralisés ;

- d'analyser les réponses fréquentielles des différentes matrices de transfert en boucle fermée ;
- de simuler les réponses temporelles linéaires des systèmes en boucle fermée ;
- de générer les modèles Simulink des régulateurs synthétisés.

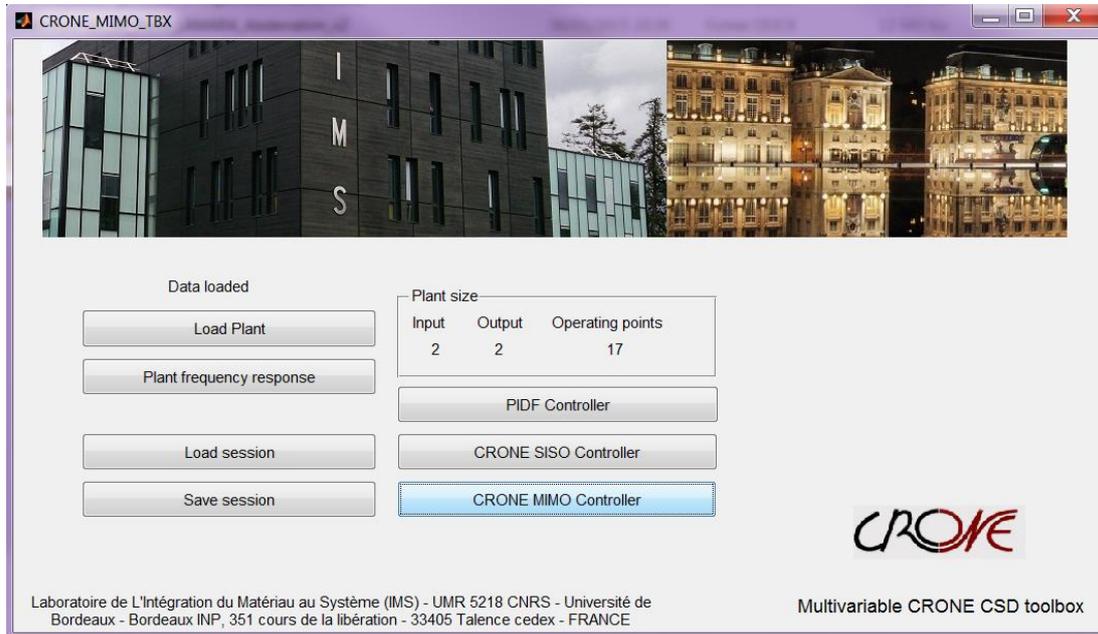


Figure 2.29 – Interface d'accueil de la MIMO CRONE CSD toolbox

Développer dans le contexte d'une relation industrielle où le PID reste la référence, la Toolbox propose aussi la synthèse de régulateurs PID  $C_{ij}(s)$  de type cascade pour chaque élément  $G_{ij}$  du procédé MIMO  $\mathbf{G}$  (Figure 2.30). Le concepteur choisit successivement un terme  $G_{ij}$  et peut indiquer l'état paramétrique à considérer pour déterminer les paramètres du régulateur  $C_{ij}(s)$  correspondant. De premières simulations permettent de valider le régulateur  $C_{ij}(s)$  pour le modèle  $G_{ij}$ . L'ensemble des régulateurs  $C_{ij}(s)$  synthétisés constitue alors le régulateur  $\mathbf{C}(s)$  MIMO (qui bien sûr peut être décentralisé). Les performances et la robustesse du régulateur MIMO sont alors évaluées en simulant la réponse en boucle fermée pour toutes les matrices de transfert définissant  $\mathbf{G}(s)$ .

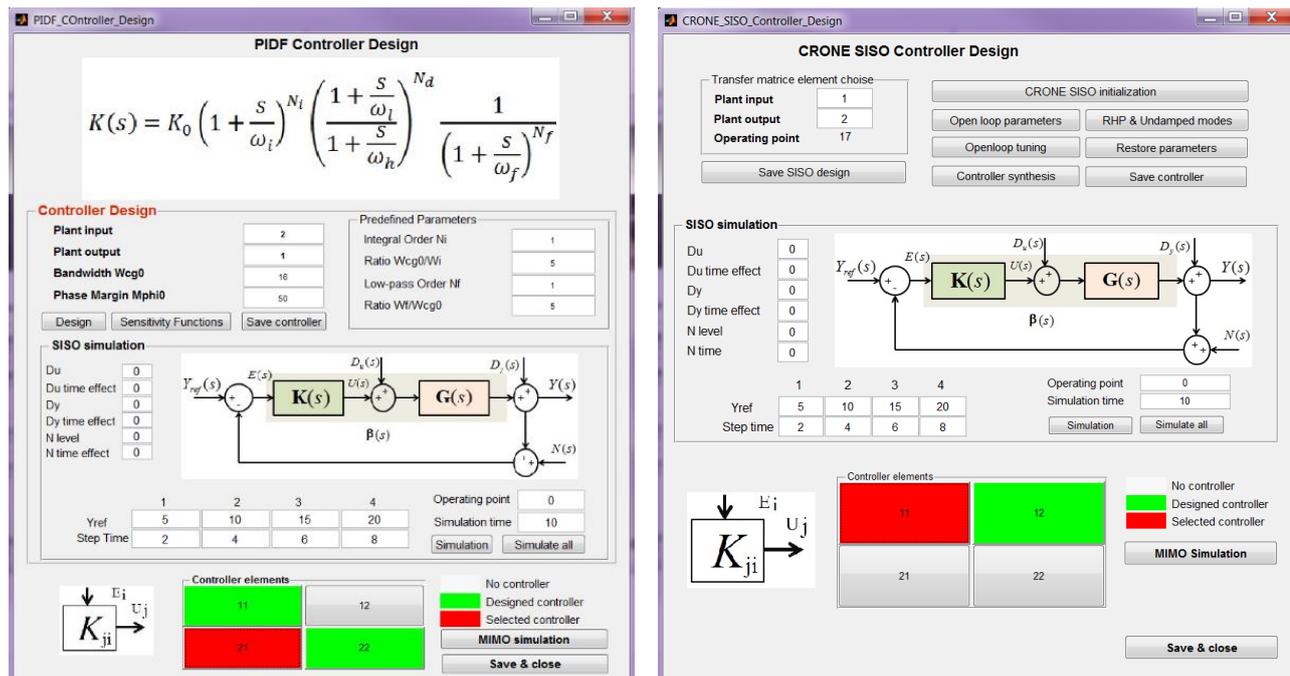


Figure 2.27 – Interfaces permettant des synthèses SISO de régulateurs PID et CRONE

De la même façon, des régulateurs SISO CRONE de 3<sup>ème</sup> génération  $C_{ij}(s)$  peuvent être synthétisés pour chaque terme  $G_{ij}$ . Seule la différence entre les  $G_{ij}$  and  $G_{nom\ ij}$  sont considérés ici et utilisés lors de la vérification de la robustesse du couple  $(C_{ij}(s), G_{ij}(s))$ . L'optimisation des paramètres de la fonction de transfert en boucle ouverte  $\beta_{SISO\ nom\ ij}(s) = C_{ij}(s)G_{nom\ ij}(s)$  suivie de l'approximation rationnelle  $C_{Rij}(s)$  du régulateur CRONE sont effectuées grâce à des interfaces utilisateur directement issues de la CRONE CSD Toolbox SISO. Les validations temporelles en mode SISO puis MIMO sont les mêmes que celles proposées pour le régulateur PID.

L'interface de synthèse MIMO d'un régulateur permet à la fois la synthèse de régulateurs pleinement MIMO mais aussi celle de régulateurs totalement ou partiellement décentralisés en fonction des éléments de  $G_{ij}$  choisis pour définir le procédé nominal  $G_{nom}(s)$ . Si ce choix est arbitraire, l'effet de tous les éléments  $G_{ij}$  est malgré tout considéré lors du réglage des paramètres des éléments  $\beta_{nom\ ii}(s)$  de la matrice de transfert en boucle ouverte  $\beta_{nom}(s)$ . L'interface gérant la synthèse (Figure 2.31) permet tout d'abord la définition du procédé nominal  $G_{nom}(s)$ , sachant que la sélection de tous les éléments  $G_{nom\ ij}(s)$  conduit à un régulateur  $C(s)$  pleinement MIMO. La toolbox permet alors l'analyse de  $G_{nom}(s)$  et  $P(s)$  afin de définir les paramètres fixes de chaque  $\beta_{nom\ ii}(s)$  et d'initialiser ceux qui doivent être optimisés. Une interface présente alors les lieux de Nichols des fonctions de transfert en boucle ouverte  $\beta_{nom\ ii}(s)$  et des fonctions de transfert en boucle ouverte équivalentes  $\beta_{ii\_eq}(s)$  (Figures 2.1, 2.12, 2.23) et assiste le concepteur pour optimiser les paramètres des éléments  $\beta_{nom\ ii}(s)$ . Une fois cette optimisation effectuée, les termes  $C_{Rij}(s)$  du régulateur  $C(s)$  sont successivement approximés rationnellement et leurs modèles Simulink créés. L'analyse des réponses fréquentielles et des simulations temporelles permettent finalement de valider la synthèse du régulateur  $C(s)$  MIMO pour le procédé MIMO incertain  $G(s)$ .

Bien que cette toolbox MIMO soit opérationnelle, elle doit tout de même être finalisée notamment quant à l'aide à la définition du système MIMO à commander et également la gestion de la reprise d'une synthèse déjà totalement ou partiellement effectuée.

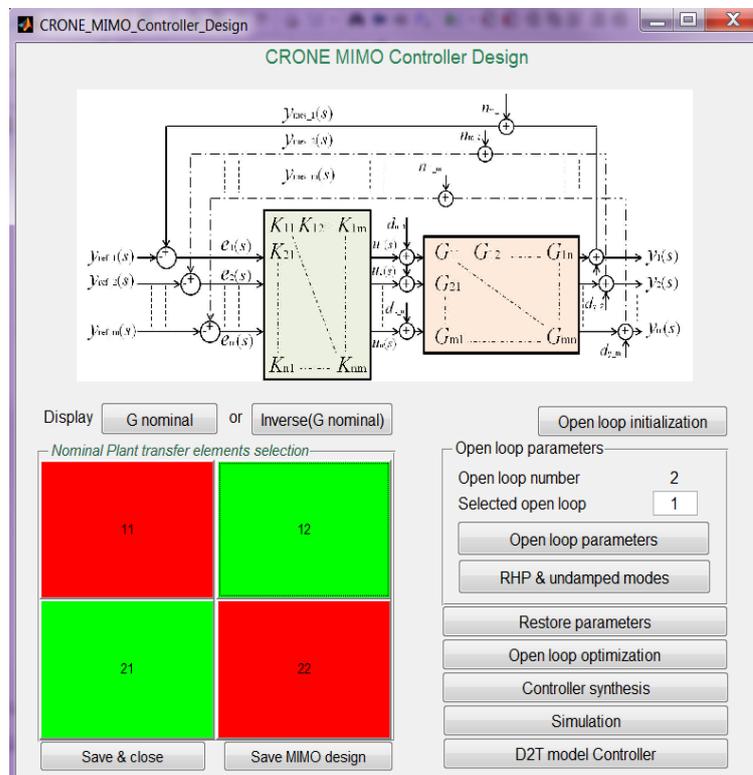


Figure 2.31 –Interface gérant le processus de synthèse MIMO de régulateurs CRONE MIMO

## 2.6 – Conclusion

Bien que le développement des différentes approches de la commande CRONE multivariable ait débuté à la fin des années 90, nos collègues, y compris les plus proches, nous ont longtemps fait remarquer que si la commande CRONE était un bel outil pour la synthèse de commande robustes, elle n'était pas apte à traiter des systèmes MIMO. Cette méconnaissance s'explique aisément par le faible nombre d'applications marquantes présentées depuis longtemps, ceci ayant été favorisé par la non disponibilité d'une toolbox associée. Alors que de nombreux cas MIMO ont maintenant été traités, grâce à quelques exemples dont deux directement issus de problématiques industrielles, ce chapitre a montré que la version pleinement MIMO de la commande CRONE est une extension assez directe de sa version SISO, qu'elle s'applique aussi bien à des systèmes carrés que non-carrés, que ses règles de mise en œuvre ont été simplifiées, qu'on peut parfois se ramener à un problème de synthèse SISO (ou plutôt multi-SISO), et qu'on peut également contraindre la synthèse afin d'obtenir un régulateur totalement ou partiellement décentralisé. Alors que l'approche Multi-SISO a été proposée dès la mise à disposition de la CRONE CSD Toolbox pour les systèmes monovariables, tous les développements méthodologiques réalisés permettent aujourd'hui de proposer l'approche pleinement MIMO dans une version prototype de la toolbox qui intègre l'ensemble des méthodologies de synthèse de commande CRONE les plus abouties : commande CRONE SISO, pleinement MIMO ou MIMO simplifié. Toujours avec l'objectif de transférer la méthodologie CRONE au plus grand nombre, cette Toolbox sera proposée prochainement et librement.

## Chapitre 3

# Association à la commande CRONE d'une stratégie de commande anticipative

### 3.1 - Introduction

Si les développements de l'approche CRONE pour la synthèse de commandes robustes de systèmes SISO et MIMO incertains sont maintenant bien avancés, ils concernent essentiellement le domaine des régulations de type Feedback et donc utilisant la connaissance à un instant donné et dans le passé des signaux disponibles. La rencontre avec une problématique de traitement des eaux nous a conduits à réfléchir à l'introduction d'un caractère anticipatif au caractère robuste déjà acquis. Le laboratoire LyRE (Lyonnaise Recherche, Lyonnaise des Eaux – Suez Environnement) était en effet confronté au besoin d'une commande préventive de réseaux de traitement des eaux (collecteurs, conduites, etc.) afin qu'ils soient en mesure de répondre correctement à des épisodes orageux et donc de minimiser le volume des eaux non traitées malheureusement directement rejetées dans l'environnement (le fleuve ou la mer située à proximité). Anticiper plutôt que simplement réagir devant permettre des commandes à la fois adoucies et plus efficaces, nous avons alors décidé de chercher comment tirer parti au mieux de la prédiction des signaux exogènes allant prochainement solliciter le système de commande (signaux de référence) et le système commandé (perturbations) généralement incertain.

Les systèmes pour lesquels des commandes anticipatives sont intéressantes sont appelés "preview systems". Ils concernent notamment des robots qu'ils soient aériens [Park *et al.*, 2004] ou terrestres [Shin *et al.*, 1992], du suivi de trajectoire [Freitas *et al.*, 2013], des systèmes d'irrigation [Shuurmans *et al.*, 1999; Li, 2014], etc.

Si la commande MPC (Model Predictive Control) et ses variantes (GPC, DMC, etc.) sont les principales approches qui peuvent permettre un effet anticipatif [Camacho and Bordons, 2007; Valencia-Palomo *et al.*, 2014; Mayne, 2014], elles manquent souvent de robustesse [Carrasco and Goddwin, 2011; Achnib, 2017a]. Bien qu'on puisse citer quelques travaux [Kojima 2015; Makarov, 2016], peu de recherches semblent s'être réellement intéressées à cette problématique. Cependant, des travaux récents ayant montré qu'il était possible de conditionner la synthèse d'un régulateur MPC par un modèle dynamique de référence [Shah and Engell, 2010, 2011, 2013], assez naturellement nous avons alors envisagé d'utiliser le caractère anticipatif d'une commande MPC réglée sur la base d'un comportement dynamique équivalent à celui apporté par une commande feedback CRONE robuste.

### 3.2 – Utilisation d'une commande CRONE de référence pour la synthèse d'une commande prédictive robuste

Pour illustrer l'aptitude (ou pas) d'une commande MPC classique à gérer l'incertitude du système commandé, considérons la régulation de débit aval dans un canal grâce à une commande amont et soumis à des perturbations liées à des épisodes pluvieux prédits par une station météorologique. La figure 3.1 présente le système où la variable  $H$  est utilisée pour asservir le débit

amont  $Q_{in}$  sur la consigne  $Q_{in\ ref}$  grâce à une boucle de commande interne.  $Q_r$  et  $Q_{out\ ref}$  sont les débits correspondant à l'effet des épisodes pluvieux et de référence du débit aval, débits dont la prédiction est disponible 25 minutes à l'avance, la période d'échantillonnage étant de 5 minutes. Le modèle dynamique (où le temps est en minute) est défini par :

$$Q_{out}(s) = \frac{k}{(1+5s)(1+50s)} e^{-10s} Q_{in\ ref}(s) + Q_r(s), \text{ avec } 1/1.5 \leq k \leq 1.5. \quad (3.1)$$

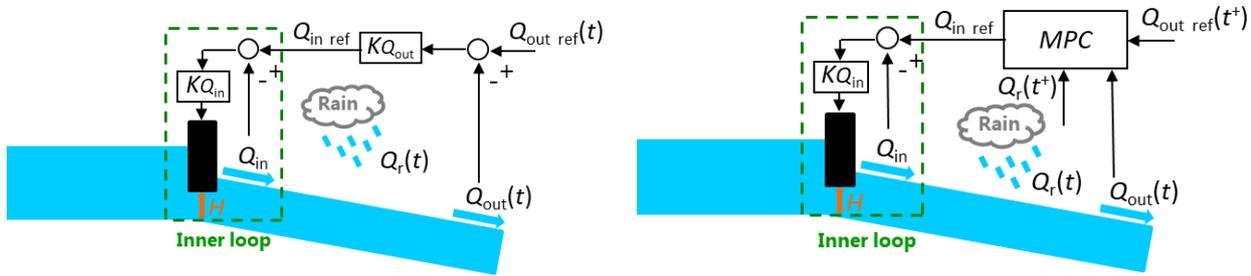


Figure 3.1 – Système de régulation de débit d'eau d'un canal perturbé par un débit d'eau équipé d'une loi de commande : feedback classique (à gauche) ; MPC anticipative (à droite)

En considérant un modèle du procédé à temps discret de type CARIMA :

$$A(q^{-1})y(t+i) = B(q^{-1})u(t+i-1) + \frac{C_e(q^{-1})}{\Delta(q^{-1})}e(t+i), \quad (3.2)$$

l'objectif de la commande MPC est la minimisation de la fonction de coût

$$J = \sum_{i=N_1}^{N_2} \left[ (\hat{y}(t+i) - w(t+i))Q^{1/2} \right]^2 + \sum_{i=1}^{N_u} \left[ \Delta u(t+i-1)\Lambda^{1/2} \right]^2, \quad (3.3)$$

où :

- $N_1$  et  $N_2$  correspondent à la prise en compte de la prédiction de la sortie définie par

$$\hat{y}(t+i) = G_i \Delta u(t+i-1) + \frac{H_i}{C_e} \Delta u(t-1) + \frac{F_i}{C_e} y(t) + E_i e(t), \quad (3.4)$$

$H_i, F_i, E_i$  étant issus du modèle donné par (3.2)

- $N_u$  est l'horizon de prise en compte de l'effort de commande
- $w$  est le signal de référence à suivre
- $\Delta u$  est l'incrément de commande
- $Q$  et  $\Lambda$  sont des matrices souvent diagonales et définies par  $I_{(N_2-N_1+1) \times (N_2-N_1+1)}$  et  $\lambda \cdot I_{N_u \times N_u}$ .

La commande minimisant la fonction de coût  $J$  (3.3) est donnée par :

$$\Delta u(t+i-1) = \left( G^T Q G + \Lambda \right)^{-1} G^T Q \left[ w(t+i) - \frac{H_i}{C_e} \Delta u(t-1) + \frac{F_i}{C_e} y(t) \right]. \quad (3.5)$$

Seul le premier élément de  $\Delta u(t+i-1)$  étant appliqué au système, l'incrément de commande appliqué à chaque instant est défini par :

$$\Delta u(t) = k_1 \left[ w(t+i) - \frac{H_i}{C_e} \Delta u(t-1) + \frac{F_i}{C_e} y(t) \right]. \quad (3.6)$$

où  $k_1$  est le vecteur des coefficients de la 1<sup>ère</sup> ligne de la matrice  $K = (G^T Q G + \Lambda)^{-1} G^T Q$  qui caractérise totalement la loi de commande MPC obtenue.

La figure 3.2 présente les signaux de sortie et de commande obtenue avec  $N_1 = 1$ ,  $N_2 = 6$ ,  $N_u = 3$  et  $\lambda = 1/50$ , à la fois pour l'état nominal ( $k = 1$ ) et reparamétré ( $k = 1/1.5$  et  $k = 1.5$ ). Si les résultats obtenus sont très satisfaisants (suivi de consigne et rejet de perturbation efficaces avec anticipation du signal de commande qui reste modéré) pour l'état nominal du procédé utilisé lors de la détermination du régulateur MPC, on constate malheureusement une perte de stabilité quand le gain  $k$  prend sa valeur maximale [Achnib *et al.*, 2017a]. Compte tenu de ses qualités, un régulateur CRONE SISO a été synthétisé pour assurer une bande passante aussi élevée que possible. Ses performances sont présentées par la figure 3.3. Même si ce régulateur feedback n'a pas la possibilité d'anticiper en exploitant les futures valeurs du signal de consigne et de perturbation, sans surprise on peut constater sa très bonne robustesse.

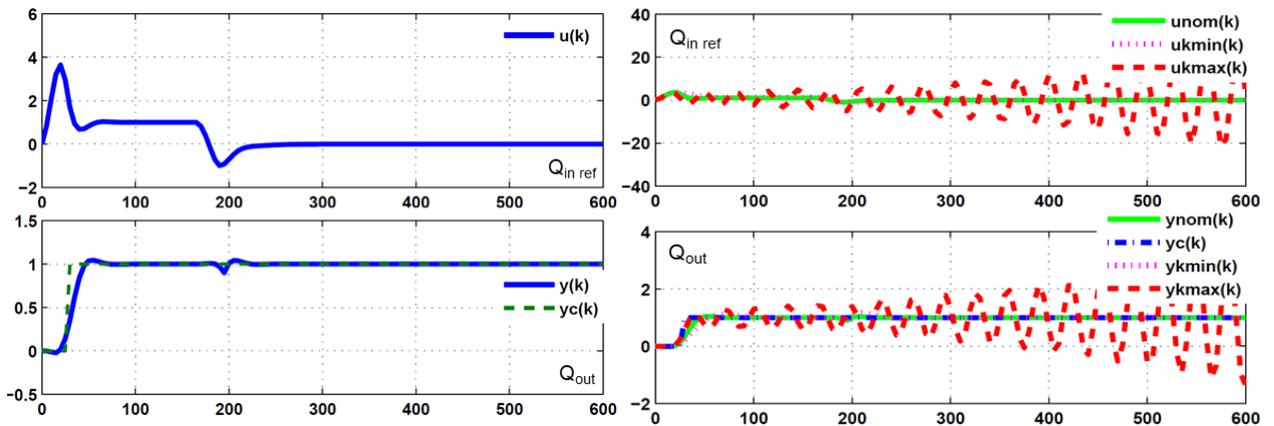


Figure 3.2 – Signaux de commande  $Q_{in\ ref}$  ("u"), de référence  $Q_{out\ ref}$  ("yc") et de sortie  $Q_{out}$  ("y") pour le système nominal (gauche) et reparamétré (droite) avec une commande MPC anticipative

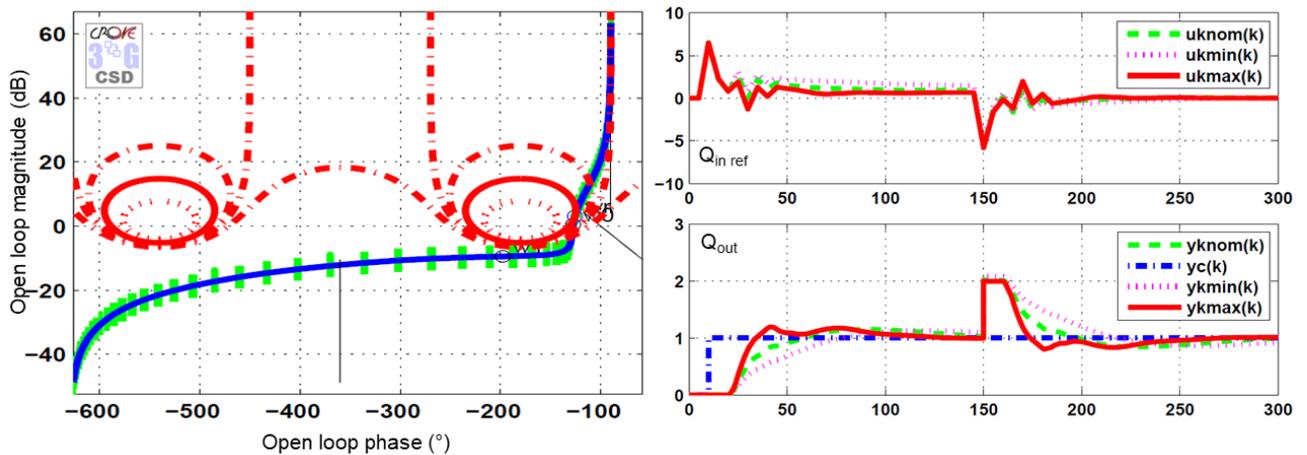


Figure 3.3 – Signaux de commande et de sortie du système nominal (gauche) et reparamétré (droite) avec une commande CRONE feedback

Comme l'exprime la relation (3.6), si on oublie son caractère anticipatif (en prenant  $w(t+k) = w(t)$ ) cette loi de commande MPC peut se mettre sous la forme

$$S(q^{-1})\Delta u(t) = T(q^{-1})w(t) - R(q^{-1})y(t), \quad (3.7)$$

$$\text{avec : } R(q^{-1}) = \sum_{i=N_1}^{N_2} k_{1i} F_i, \quad S(q^{-1}) = C_e + q^{-1} \sum_{i=N_1}^{N_2} k_{1i} H_i \quad \text{et} \quad T(q^{-1}) = C_e \sum_{i=N_1}^{N_2} k_{1i}. \quad (3.8)$$

La commande MPC peut donc se rapprocher de la loi de commande RST présentée par la figure 3.4.

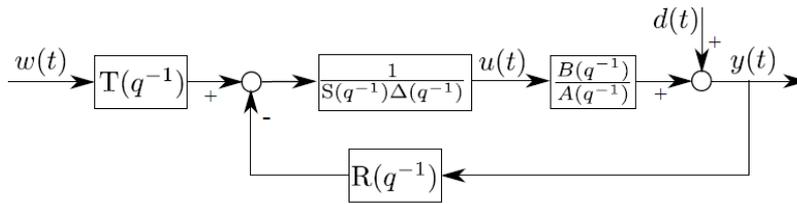


Figure 3.4 – équivalent RST d'une loi de commande MPC non anticipative

On constate que le vecteur de paramètres  $k_1$  impose la dynamique de boucle fermée, ce vecteur étant le résultat de la prise en compte du modèle du procédé, des horizons de prédiction  $N_1$  et de commande  $N_2$  choisis et bien évidemment des matrices de pondérations  $Q$  et  $\Lambda$  qui s'avèrent très importante bien que le seul paramètre de réglage soit souvent un coefficient  $\lambda$ . Afin de pouvoir imposer une dynamique de référence, par exemple une dynamique comportant intrinsèquement la propriété de robustesse à des incertitudes paramétriques portant sur le procédé, l'idée la plus évidente serait de considérer maintenant des matrices de pondérations  $Q$  et  $\Lambda$  pleine. Malheureusement la résolution de ce problème ne s'avère pas aussi simple. Par contre, Shah et Engell [2010, 2011, 2013] ont proposé une méthode de résolution permettant de déterminer la valeur du vecteur  $k_1$  d'un régulateur GPC conduisant à la dynamique de boucle fermée d'un régulateur RST prédéfini. Cette proposition a été mise en œuvre [Achnib *et al.*, 2017b] en considérant un système incertain académique et son régulateur robuste à temps discret ( $T_s = 50$  ms) issue d'une synthèse CRONE SISO effectuée dans le domaine pseudo-continu. Le système est défini par :

$$G(s) = \frac{k}{s(1+\tau s)} \text{ avec } k \in [1, 2] \text{ et } \tau \in [10, 30]. \quad (3.9)$$

La figure 3.5 montre le lieu de Nichols de la fonction de transfert en boucle ouverte obtenue à l'issue de la synthèse optimale du régulateur CRONE de 3<sup>ème</sup> génération.

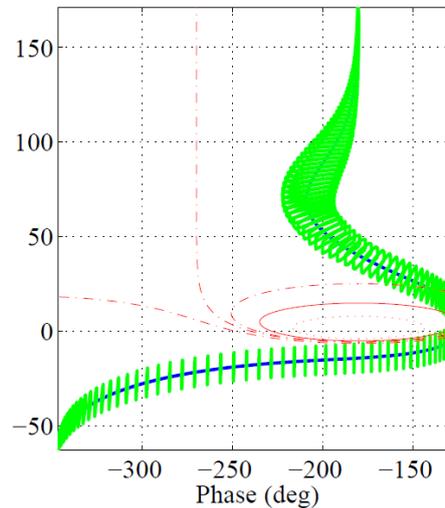


Figure 3.5 – Lieu de Nichols de la fonction de transfert en boucle ouverte CRONE

La dynamique CRONE en boucle fermée nominale résultante peut alors être utilisée comme objectif de la dynamique d'un régulateur GPC dont l'horizon de prédiction est défini par  $N_1 = 1$  et  $N_2 = 20$ . La figure 3.6 présente les signaux de commande et de sortie obtenus par le régulateur GPC correspondant. Confirmant la validité de la méthodologie mise en œuvre, ces signaux s'avèrent identiques à ceux auxquels conduit le régulateur CRONE ayant généré le comportement de référence. On peut notamment remarquer la bonne robustesse aux variations paramétriques de l'amortissement du signal de sortie.

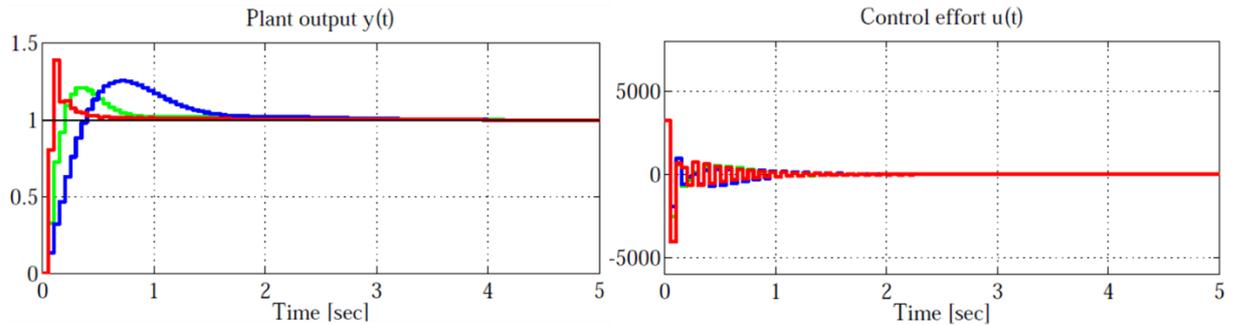


Figure 3.6 – Signaux de sortie et de commande obtenus avec le régulateur GPC

Sur la base de ces bons résultats, l'objectif initial étant d'utiliser une commande anticipative exploitant la prédiction des signaux exogènes, ici le signal de référence, il est alors possible de ne plus considérer le terme  $T$  du modèle RST comme une combinaison linéaire des paramètres du vecteur  $k_1$  mais plutôt comme un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR) utilisant les prédictions  $w(t+i)$  du signal de référence, et dont chaque coefficient est directement lié au paramètre correspondant du vecteur  $k_1$  :

$$T(q^{-1}) = C_e \sum_{i=N_1}^{N_2} k_{1i} q^i. \quad (3.10)$$

La figure 3.7 présente les signaux obtenus. Si on constate bien le phénomène d'anticipation et une bonne précision statique, les signaux de sortie et de commande présentent par contre des régimes transitoires inadmissibles.

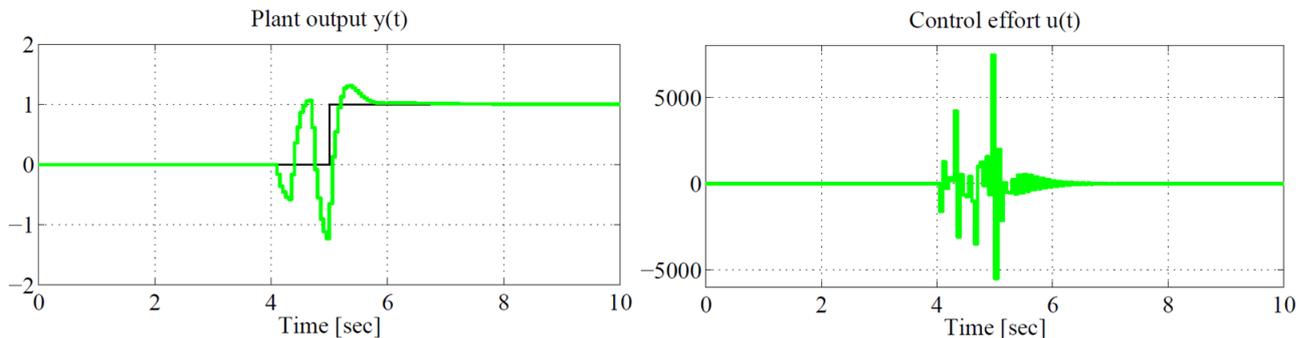
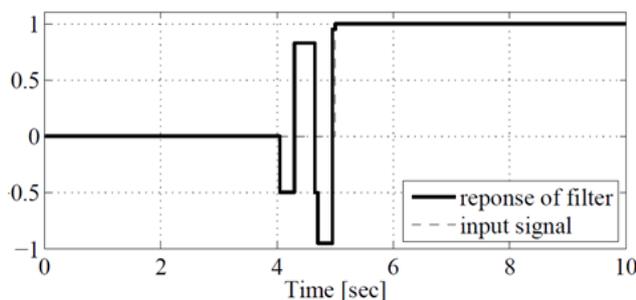


Figure 3.7 – Signaux de sortie et de commande obtenus avec le régulateur GPC anticipatif

Sachant que la dynamique interne de la boucle présentée par la figure 3.4 n'a pas changé, ce phénomène ne peut s'expliquer que par une réponse indicielle inappropriée du filtre FIR  $T(q^{-1})$ . C'est ce que confirme la figure 3.8.

Figure 3.8 – Réponse indicielle du filtre FIR anticipatif  $T(q^{-1})$ 

Malheureusement, les coefficients  $k_{1i}$  de  $T(q^{-1})$  ayant été déterminés pour conduire à une dynamique de boucle souhaitée avec  $w(t+k) = w(t)$  (utilisation des expressions (3.7) et (3.8)), mis à part un gain statique unitaire assurant  $C_e \sum k_{1i} = 1$ , rien ne permet de contraindre la dynamique de

$T(q^{-1})$ . Bien que le premier exemple traité (Figure 3.2) ait montré que ce comportement peut être satisfaisant, ce qui n'est absolument pas le cas ici. S'il est possible de modifier l'algorithme de détermination des coefficients  $k_{li}$  pour éviter un comportement aberrant de  $T(q^{-1})$  en ajoutant des contraintes (par exemple  $k_{li} \geq 0$ , puisque lors de la réponse à un échelon chaque  $k_{li}$  est un incrément de la sortie du filtre  $T(q^{-1})$  qui logiquement devrait être croissante [Abrashov *et al.*, 2017]), l'amélioration de la réponse de  $T(q^{-1})$  n'est pas totalement garantie et le comportement dynamique de la boucle de commande peut parfois s'éloigner du comportement robuste recherché. Devant ce point dur à notre connaissance non résolu, il nous est apparu judicieux d'explorer une autre voie, la synthèse directe d'un filtre FIR de type feedforward anticipatif.

### 3.3 – Définition d'un complément feedforward anticipatif à une commande feedback CRONE robuste

#### 3.3.1 – Principe de l'approche proposée

Plutôt que de chercher à synthétiser une loi de commande possédant à la fois un comportement de boucle fermée robuste et efficace et un comportement anticipatif judicieux, nous avons rapidement décidé d'associer, une commande robuste de type feedback synthétisée pour traiter les problèmes majeurs rencontrés dans la boucle de commande, à une commande anticipative de type feedforward. Le schéma de commande est assez classique (Figure 3.9) si ce n'est que le filtre de feedforward est ici anticipatif, c'est-à-dire non causal quand on considère que son entrée est le signal de référence que l'on souhaite faire suivre à la sortie du système [Achnib *et al.*, 2018]. Bien qu'interdite, cette non-causalité n'est ici pas réelle dans la mesure où on s'intéresse à la classe des systèmes particuliers pour lesquels les signaux de références et/ou de perturbation sont connus à l'avance.

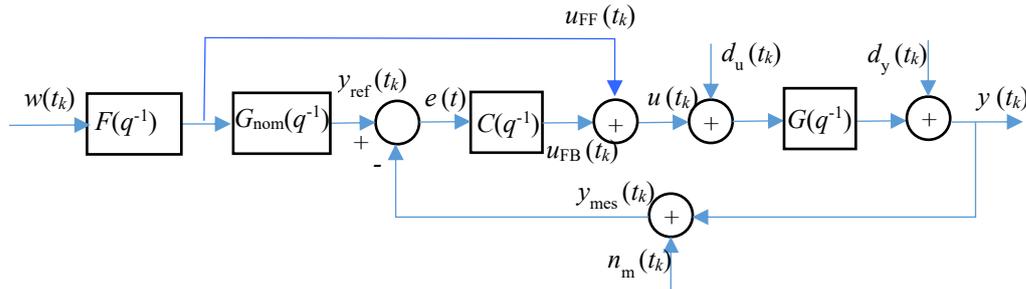


Figure 3.9 - Schéma de commande de type feedback/feedforward

Les différents éléments de ce schéma sont :

- $G(q^{-1})$  un ensemble de modèles à temps discret du procédé d'entrée  $u$  et de sortie  $y$
- $C(q^{-1})$  la fonction de transfert à temps discret du régulateur feedback robuste synthétisé en tenant compte de  $G(q^{-1})$ , des perturbations  $d_y$  et  $d_u$ , du bruit de mesure  $n_m$  et des contraintes portant sur la commande de feedback  $u_{FB}$
- $G_{nom}(q^{-1})$  est le modèle nominal du procédé
- $F(q^{-1})$  est le modèle d'un filtre à temps discret produisant la commande de feedforward  $u_{FF}$
- $w$  le signal de référence connu à l'avance.

On peut remarquer qu'en l'absence de perturbation et bruit, quand le procédé se comporte comme son modèle nominal, le signal de commande  $u_{FB}$  est nul, toute la commande  $u$  provenant de  $u_{FF}$ . Le système est alors commandé en boucle ouverte (par précompensation). Dans le cas plus général où le comportement de  $G$  est différent de celui de  $G_{nom}$ , l'expression de la fonction de transfert  $H_{yw}$  entre le signal de référence  $w$  et la sortie  $y$  est donnée par :

$$H_{yw}(q^{-1}) = F(q^{-1})G(q^{-1}) \frac{1 + G_{nom}(q^{-1})C(q^{-1})}{1 + G(q^{-1})C(q^{-1})}. \quad (3.11)$$

La fonction de transfert entre le signal de référence et le signal de commande est pour sa part donnée par :

$$H_{uw}(q^{-1}) = F(q^{-1}) \frac{1 + G_{\text{nom}}(q^{-1})C(q^{-1})}{1 + G(q^{-1})C(q^{-1})}. \quad (3.12)$$

Dans la bande passante de la boucle de commande, sachant que le régulateur  $C$  est tel qu'il assure un gain en boucle ouverte ( $GC$ ) très supérieur à 1, l'expression (3.11) tend vers  $F(q^{-1})G_{\text{nom}}(q^{-1})$ . Si le filtre  $F$  comporte le modèle inverse de  $G_{\text{nom}}$ , il semble alors facile d'imposer la dynamique d'évolution de la sortie  $y$ .

Décomposons le modèle nominal  $G_{\text{nom}}(q^{-1})$  sous la forme

$$G_{\text{nom}}(q^{-1}) = G_l(q^{-1})G_h(q^{-1}), \quad (3.13)$$

où  $G_l(q^{-1})$  est la partie du modèle nominal  $G_{\text{nom}}(q^{-1})$  qu'il est intéressant de compenser (dynamique lente par rapport à la bande passante attendue du transfert  $H_{yw}$ ) et où  $G_h(q^{-1})$  est la partie du modèle nominal qui n'est pas compensable (zéros à l'extérieur du cercle unité) ou qu'il n'est pas intéressant de compenser (dynamique rapide par rapport à la bande passante attendue du transfert  $H_{yw}$ ). Compte tenu de cette décomposition, il est judicieux d'écrire le filtre  $F$  sous la forme :

$$F(q^{-1}) = G_l^{-1}(q^{-1})T_F(q^{-1}), \quad (3.14)$$

où  $G_l(q^{-1})$  définit la partie fixe prédéterminée de  $F(q^{-1})$  et où  $T_F(q^{-1})$  est sa partie à déterminer pour que la différence entre  $y$  et  $w$  soit la plus faible possible tout en générant une commande  $u$  acceptable. Si le comportement de  $G_{\text{nom}}$  est majoritairement dû à sa partie inversible  $G_l$ , la valeur de référence de la boucle  $y_{\text{ref}}(t_k)$  que cherche à suivre  $y(t_k)$  est donc proche de  $T_F(q^{-1})w(t_k)$ .  $T_F(q^{-1})$  a donc un rôle essentiel quant à la mise en forme de la consigne.

En considérant que les valeurs futures du signal de référence sont disponibles (soit prédéfinies, soit prédites), il est possible de choisir la partie  $T_F(q^{-1})$  de  $F(q^{-1})$  sous la forme d'un filtre FIR :

$$T_F(q^{-1}) = t_{F_{-h}}q^{-h} + \dots + t_{F_{-1}}q^{-1} + t_{F_0} + t_{F_1}q + \dots + t_{F_a}q^a, \quad (3.15)$$

où  $h$  correspond à la profondeur de l'historique de  $w(t_k)$  utilisé par  $T_F(q^{-1})$  et où  $a$  correspond à l'horizon pour lequel les valeurs futures du signal d'entrée  $w(t_k)$  doivent être connues. Le vecteur de paramètres à déterminer est donc défini par :

$$\theta_F = [t_{F_{-h}}, \dots, t_{F_{-1}}, t_{F_0}, t_{F_1}, \dots, t_{F_a}]. \quad (3.16)$$

Alors que généralement les paramètres d'un filtre feedforward sont déterminés en ne tenant compte que du comportement nominal du procédé, ici on se propose de tenir compte de l'ensemble des comportements possibles du procédé mais également de la robustesse apportée par le régulateur feedback. En tenant compte du vecteur de paramètres  $\theta_F$  définissant  $F(q^{-1})$ , les expressions (3.11) et (3.12) deviennent alors :

$$H_{yw}(\theta_F, q^{-1}) = F(\theta_F, q^{-1})G(q^{-1}) \frac{1 + G_{\text{nom}}(q^{-1})C(q^{-1})}{1 + G(q^{-1})C(q^{-1})} \quad (3.17)$$

et

$$H_{uw}(\theta_F, q^{-1}) = F(\theta_F, q^{-1}) \frac{1 + G_{\text{nom}}(q^{-1})C(q^{-1})}{1 + G(q^{-1})C(q^{-1})}. \quad (3.18)$$

Un comportement anticipatif satisfaisant correspond à la valeur optimale  $\hat{\theta}_F$  de  $\theta_F$  minimisant la norme 2 du signal :

$$w(t_k) - y(t_k) = w(t_k) \left( 1 - H_{yw}(\theta_F, q^{-1}) \right). \quad (3.19)$$

Afin de profiter du confort offert par le domaine fréquentiel, la valeur optimale  $\hat{\theta}_F$  de  $\theta_F$  est alors définie par minimisation de la norme  $H_2$  :

$$\hat{\theta}_F = \arg \min_{\theta_F} \left\| 1 - H_{yw}(\theta_F, e^{-2j\pi f/f_s}) \right\|_2 \text{ avec } f \in [0, f_s/2], \quad (3.20)$$

sous les contraintes 
$$\left\| W_{uw}(e^{-2j\pi f/f_s}) H_{uw}(\hat{\theta}_F, e^{-2j\pi f/f_s}) \right\|_{\infty} \leq 1 \quad (3.21)$$

et 
$$\lim_{q \rightarrow 1} T_F(\hat{\theta}_F, q^{-1}) = \lim_{q \rightarrow 1} G_h^{-1}(q^{-1}). \quad (3.22)$$

La contrainte  $H_{\infty}$  (3.21) permet de limiter l'effort de commande grâce à la fonction de pondération  $W_{uw}$ . La contrainte (3.22) permet de garantir que le gain statique du produit  $FG_{\text{nom}}$  est unitaire. Pour que  $\hat{\theta}_F$  génère un filtre  $F(\hat{\theta}_F)$  robuste, l'ensemble des états paramétriques possible du procédé incertain  $G$  est considéré lors du calcul des fonctions de transfert  $H_{yw}$  et  $H_{uw}$ .

La figure 3.10 présente le schéma d'implantation.

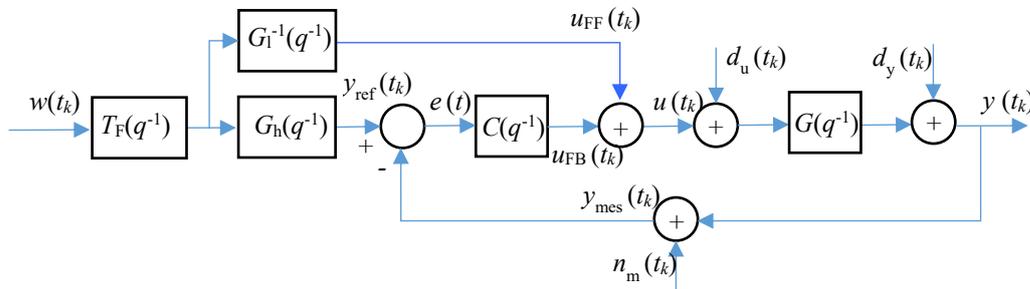


Figure 3.10 - Schéma d'implantation de la loi de commande feedback/feedforward

### 3.3.2 – Application à un exemple académique SISO

Le système défini par (3.9) ainsi que le régulateur robuste CRONE considéré sont repris. Après transformée en  $Z$  du système (l'échantillonnage et un bloqueur d'ordre zéro étant pris en compte), la décomposition de  $G_{\text{nom}}$  (caractérisé par  $k = \sqrt{2}$  et  $\tau = \sqrt{300}$ ) est définie par :

$$\begin{aligned} G_i^{-1}(q^{-1}) &= 1 - 1.9971q^{-1} + 0.9971q^{-2} \\ G_h(q^{-1}) &= 0.000102q^{-1} + 0.0001019q^{-2} \end{aligned} \quad (3.23)$$

La fonction de pondération  $W_{uw}$  (à temps discret) est définie à partir du modèle continu :

$$W_{uw}^{-1}(s) = \frac{80}{\frac{s}{20} + 1}. \quad (3.24)$$

Les horizons d'anticipation et de mémoire sont définis par  $a = 32$  (1.6s) et  $h = 31$ . Deux modèles extrêmes du procédé complètent  $G_{\text{nom}}$  pour constituer l'ensemble  $G$ . L'optimisation de  $\theta_F$  étant réalisée avec la toolbox Yalmip de Matlab et le solveur MOSEK, le filtre FIR obtenu est de la forme :

$$T_F(q^{-1}) = 0.2824q^{-31} + \dots + 202.1q^{-1} + 227.5 + 247q + \dots + 4.376q^{32} \quad (3.25)$$

La figure 3.11 permet de vérifier le respect de la contrainte (3.21) pour les 3 modèles du procédé considérés. La figure 3.12 présente les résultats obtenus en simulation. Ces résultats valident l'approche proposée : caractère anticipatif de l'effet feedforward, maîtrise du régime transitoire de la sortie, répartition de l'effort de commande sur la durée du régime transitoire.

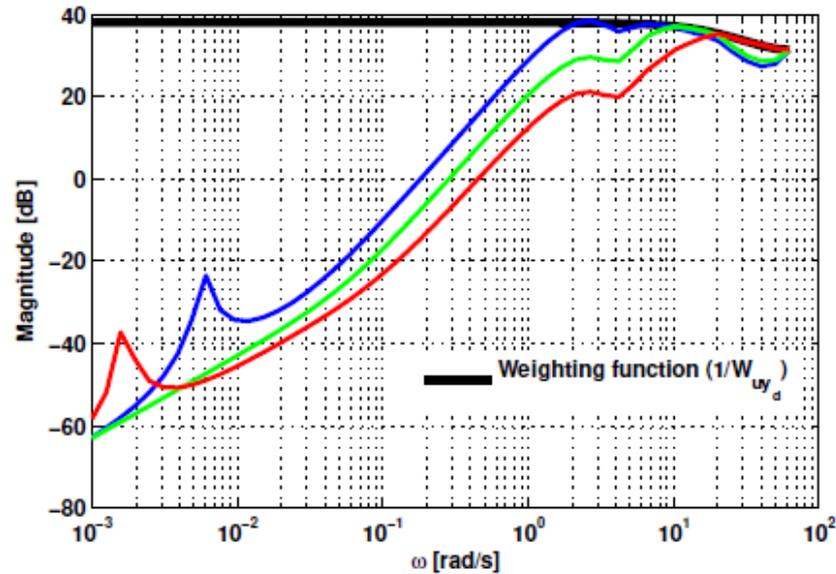


Figure 3.11 – Vérification du respect de la contrainte  $W_{uw}^{-1}$  par la fonction de transfert  $H_{uw}$  calculée pour les 3 états paramétriques du procédé

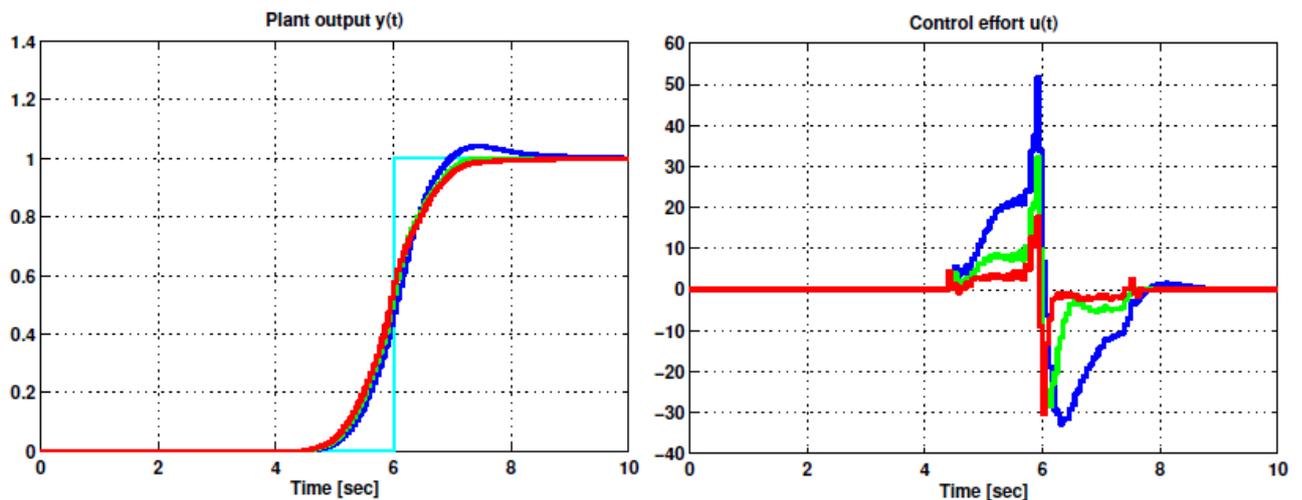


Figure 3.12 – Signaux de sortie et de commande obtenus avec la loi de commande CRONE associée à un effet feedforward anticipatif

### 3.3.3 – Extension aux procédés multivariables

L'extension de l'approche proposée aux systèmes MIMO et du schéma de commande (Figure 3.13) est assez directe. On peut par ailleurs étendre également la méthodologie au rejet de perturbations dont les futures valeurs sont connues. Cette perturbation  $\mathbf{d}_y$  agit sur la sortie  $\mathbf{y}$  à travers

la dynamique caractérisée par le modèle  $\mathbf{G}_d(q^{-1})$ . La matrice de transfert  $\mathbf{P}(q^{-1})$  est alors introduite pour permettre l'effet feedforward contrant l'effet de cette perturbation.

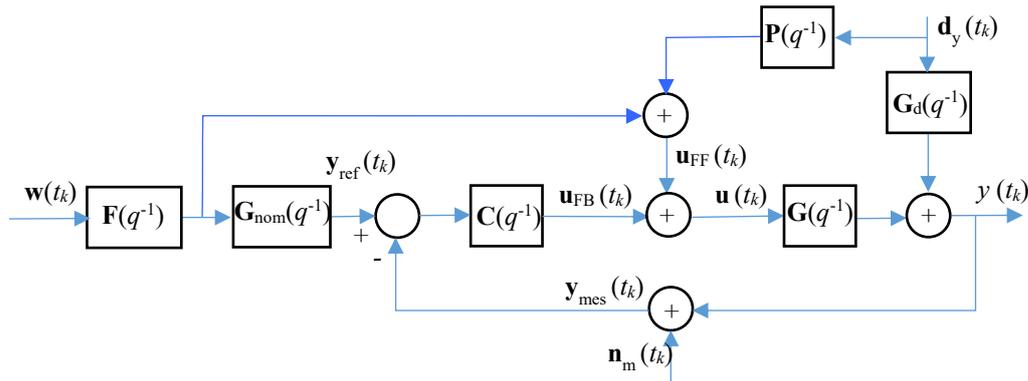


Figure 3.13 - Schéma de commande feedback/feedforward multivariable

La matrice de transfert de  $\mathbf{G}_{\text{nom}}(q^{-1})$  s'écrit maintenant :

$$\mathbf{G}_{\text{nom}}(q^{-1}) = \mathbf{G}_h(q^{-1})\mathbf{G}_l(q^{-1}), \quad (3.25)$$

$\mathbf{G}_l(q^{-1})$  étant la matrice de transfert de la dynamique compensable du modèle nominal  $\mathbf{G}_{\text{nom}}(q^{-1})$ ,  $\mathbf{G}_h(q^{-1})$  correspondant à la dynamique à ne pas compenser. Compte tenu de cette décomposition, le filtre  $\mathbf{F}$  et le filtre  $\mathbf{P}$  sont définis par :

$$\mathbf{F}(q^{-1}) = \mathbf{G}_l^{-1}(q^{-1})\mathbf{T}_F(q^{-1}) \quad (3.26)$$

et

$$\mathbf{P}(q^{-1}) = -\mathbf{G}_l^{-1}(q^{-1})\mathbf{G}_{d \text{ nom}}(q^{-1})\mathbf{T}_P(q^{-1}), \quad (3.27)$$

où  $\mathbf{G}_l^{-1}(q^{-1})$  et  $\mathbf{G}_l^{-1}\mathbf{G}_d(q^{-1})$  sont leurs parties fixes,  $\mathbf{G}_{d \text{ nom}}(q^{-1})$  étant la valeur nominale de  $\mathbf{G}_d(q^{-1})$ . Les parties à déterminer  $\mathbf{T}_F(q^{-1})$  et  $\mathbf{T}_P(q^{-1})$  sont alors définies par des matrices de transfert diagonales dont chacun des éléments est un filtre FIR :

$$\mathbf{T}_F(q^{-1}) = \text{diag} [T_{Fi}(q^{-1})] \quad \text{et} \quad \mathbf{T}_P(q^{-1}) = \text{diag} [T_{Pi}(q^{-1})] \quad \text{avec} \quad 1 \leq i \leq m, \quad (3.28)$$

avec

$$T_{Fi}(q^{-1}) = t_{T_{Fi-h}} q^{-h} + \dots + t_{T_{Fi-1}} q^{-1} + t_{T_{Fi0}} + t_{T_{Fi1}} q + \dots + t_{T_{Fi a}} q^a \quad (3.29)$$

et

$$T_{Pi}(q^{-1}) = t_{T_{Pi-h}} q^{-h} + \dots + t_{T_{Pi-1}} q^{-1} + t_{T_{Pi0}} + t_{T_{Pi1}} q + \dots + t_{T_{Pi a}} q^a. \quad (3.30)$$

Les vecteurs de paramètres  $\theta_F$  et  $\theta_P$  à déterminer sont alors les ensembles des paramètres  $\theta_{Fi}$  et  $\theta_{Pi}$  :

$$\theta_{Fi} = [t_{T_{Fi-h}}, \dots, t_{T_{Fi-1}}, t_{T_{Fi0}}, t_{T_{Fi1}}, \dots, t_{T_{Fi a}}], \quad (3.31)$$

$$\theta_{Pi} = [t_{T_{Pi-h}}, \dots, t_{T_{Pi-1}}, t_{T_{Pi0}}, t_{T_{Pi1}}, \dots, t_{T_{Pi a}}]. \quad (3.32)$$

Les matrices de transfert en boucle fermée sont définies par :

$$\mathbf{H}_{yw}(\theta_F, q^{-1}) = [\mathbf{I} + \mathbf{G}(q^{-1})\mathbf{C}(q^{-1})]^{-1} \mathbf{G}(q^{-1}) [\mathbf{I} + \mathbf{C}(q^{-1})\mathbf{G}_{\text{nom}}(q^{-1})] \mathbf{G}_l^{-1}(q^{-1}) \mathbf{T}_F(\theta_F, q^{-1}), \quad (3.33)$$

$$\mathbf{H}_{uw}(\theta_F, q^{-1}) = [\mathbf{I} + \mathbf{C}(q^{-1})\mathbf{G}(q^{-1})]^{-1} [\mathbf{I} + \mathbf{C}(q^{-1})\mathbf{G}_{\text{nom}}(q^{-1})] \mathbf{G}_l^{-1}(q^{-1}) \mathbf{T}_F(\theta_F, q^{-1}), \quad (3.34)$$

$$\mathbf{H}_{yd}(\theta_P, q^{-1}) = \left[ \mathbf{I} + \mathbf{G}(q^{-1})\mathbf{C}(q^{-1}) \right]^{-1} \left[ \mathbf{G}_d(q^{-1}) + \mathbf{G}(q^{-1})\mathbf{G}_1^{-1}(q^{-1})\mathbf{G}_{d \text{ nom}}(q^{-1})\mathbf{T}_P(\theta_P, q^{-1}) \right]. \quad (3.35)$$

Le problème d'optimisation permettant de déterminer l'ensemble  $\theta_F$  des paramètres définissant l'action de feedforward relative au signal de référence est défini par :

$$\hat{\theta}_F = \arg \min_{\theta_F} \left\| \mathbf{I} - \mathbf{H}_{yw}(\theta_F, e^{-2j\pi f/f_s}) \right\|_2 \quad \text{avec } f \in [0, f_s/2], \quad (3.36)$$

$$\text{sous les contraintes} \quad \left\| \mathbf{W}_{uw}(e^{-2j\pi f/f_s})\mathbf{H}_{uw}(\hat{\theta}_F, e^{-2j\pi f/f_s}) \right\|_{\infty} \leq 1 \quad (3.37)$$

$$\text{et} \quad \lim_{q \rightarrow 1} \mathbf{T}_F(\hat{\theta}_F, q^{-1}) = \lim_{q \rightarrow 1} \mathbf{G}_h^{-1}(q^{-1}). \quad (3.38)$$

De même, pour l'action de feedforward relative au rejet de perturbation, l'ensemble  $\theta_P$  des paramètres résulte de la minimisation :

$$\hat{\theta}_P = \arg \min_{\theta_P} \left\| \mathbf{H}_{yp}(\theta_P, e^{-2j\pi f/f_s}) \right\|_2 \quad \text{avec } f \in [0, f_s/2], \quad (3.39)$$

$$\text{sous la contrainte} \quad \left\| \mathbf{W}_{ud}(e^{-2j\pi f/f_s})\mathbf{P}(\hat{\theta}_P, e^{-2j\pi f/f_s}) \right\|_{\infty} \leq 1 \quad (3.40)$$

Toutes les normes des matrices de transfert utilisées ici sont calculées comme la somme des normes de chacun de leurs éléments.

### 3.3.4 – Application à un exemple académique MIMO

Issu de la littérature [Kidd, 1984], on considère ici un système multivariable dont le modèle 2x2 connu pour 10 états paramétriques (Table 3.1) est de la forme :

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} \frac{k_{11}}{s + \omega_{11}} & \frac{k_{12}}{s + \omega_{12}} \\ \frac{k_{21}}{s + \omega_{21}} & \frac{k_{22}}{s + \omega_{22}} \end{bmatrix}. \quad (3.41)$$

Table 3.1 – Valeur des paramètres de  $\mathbf{G}$  pour 10 états paramétriques

#	$k_{11}$	$k_{12}$	$k_{21}$	$k_{22}$	$\omega_{11}$	$\omega_{12}$	$\omega_{21}$	$\omega_{22}$
1	1.00	0.25	0.33	1.00	1.00	0.50	0.33	0.50
2	2.00	0.50	0.50	2.00	2.00	1.00	0.50	1.00
3	5.00	1.00	1.00	5.00	5.00	2.00	1.00	2.50
4	4.00	0.50	0.67	2.50	1.00	0.50	0.33	0.50
5	8.00	1.00	1.00	5.00	2.00	1.00	0.50	1.00
6	20.00	2.00	2.00	12.50	5.00	2.00	1.00	2.50
7	10.00	1.00	1.33	4.00	1.00	0.50	0.33	0.50
8	20.00	2.00	2.00	8.00	2.00	1.00	0.50	1.00
9	50.00	4.00	4.00	20.00	5.00	2.00	1.00	2.50
10	8.00	0.00	0.00	5.00	2.00	0.00	0.00	1.00

Une analyse RGA et  $CD^3$  de  $\mathbf{G}$  ayant montré qu'un régulateur décentralisé synthétisé avec l'approche CRONE Multi-SISO était utilisable, la figure 3.14 montre les lieux de Nichols nominaux des termes  $G_{11}$  et  $G_{22}$  dont l'incertitude fréquentielle a été augmentée en tenant compte des termes non-diagonaux  $G_{12}$  et  $G_{21}$ .

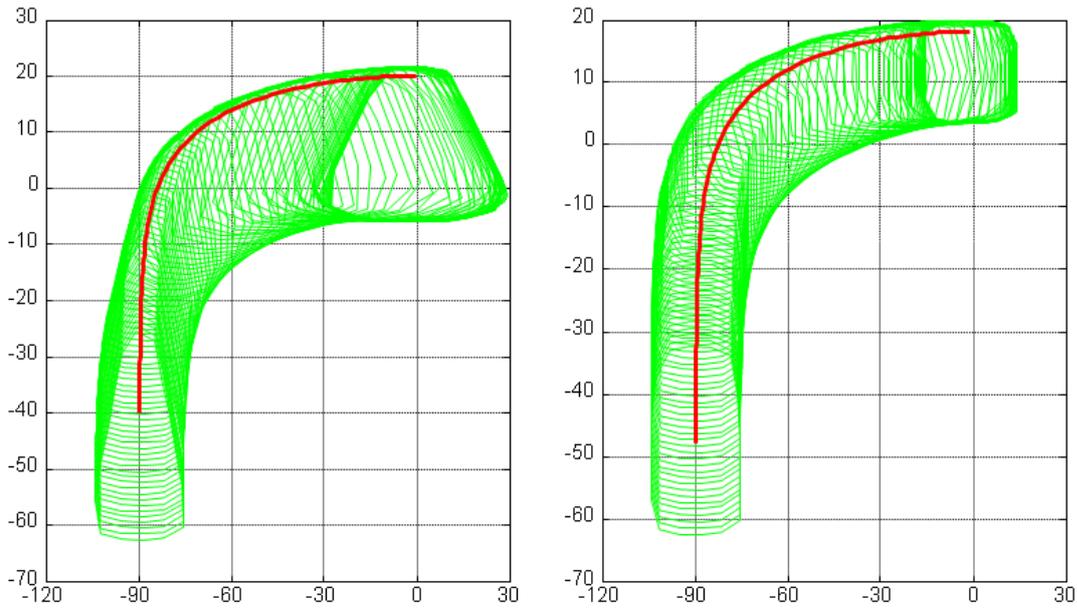


Figure 3.14 - Lieu de Nichols des termes  $G_{11}$  et  $G_{22}$  de  $\mathbf{G}$  : réponses fréquentielles nominales (—) ; domaines d'incertitude augmentés (—)

Le régulateur diagonal synthétisé (à temps discret avec  $T_s = 50\text{ms}$ ) pour l'ensemble des états paramétriques est évalué à la fois en suivi de consigne et en rejet de perturbation, trois états paramétriques différents définissant le modèle du procédé  $\mathbf{G}$  (états #1, #7 et #10), trois autres états paramétriques définissant respectivement le modèle de perturbation  $\mathbf{G}_d$  associé (états #2, #6 et #5). Conformément au schéma de commande de la figure 3.13, une consigne  $w_1$  de type échelon d'amplitude 1 et une consigne  $w_2$  de type échelon d'amplitude 2 sont respectivement appliquées à  $t = 10\text{s}$  et à  $t = 40\text{s}$ . Par ailleurs, une perturbation  $d_1$  de type échelon d'amplitude 0.5 et une perturbation  $d_2$  de type échelon d'amplitude 1.5 sont également appliquées à  $t = 20\text{s}$  et à  $t = 60\text{s}$ . La commande du système se limitant à l'utilisation du seul régulateur feedback  $\mathbf{C}$ , les sorties et les commandes du système pour les trois couples modèle du procédé / modèle de la perturbation sont présentées par les figure 3.15 et 3.16.

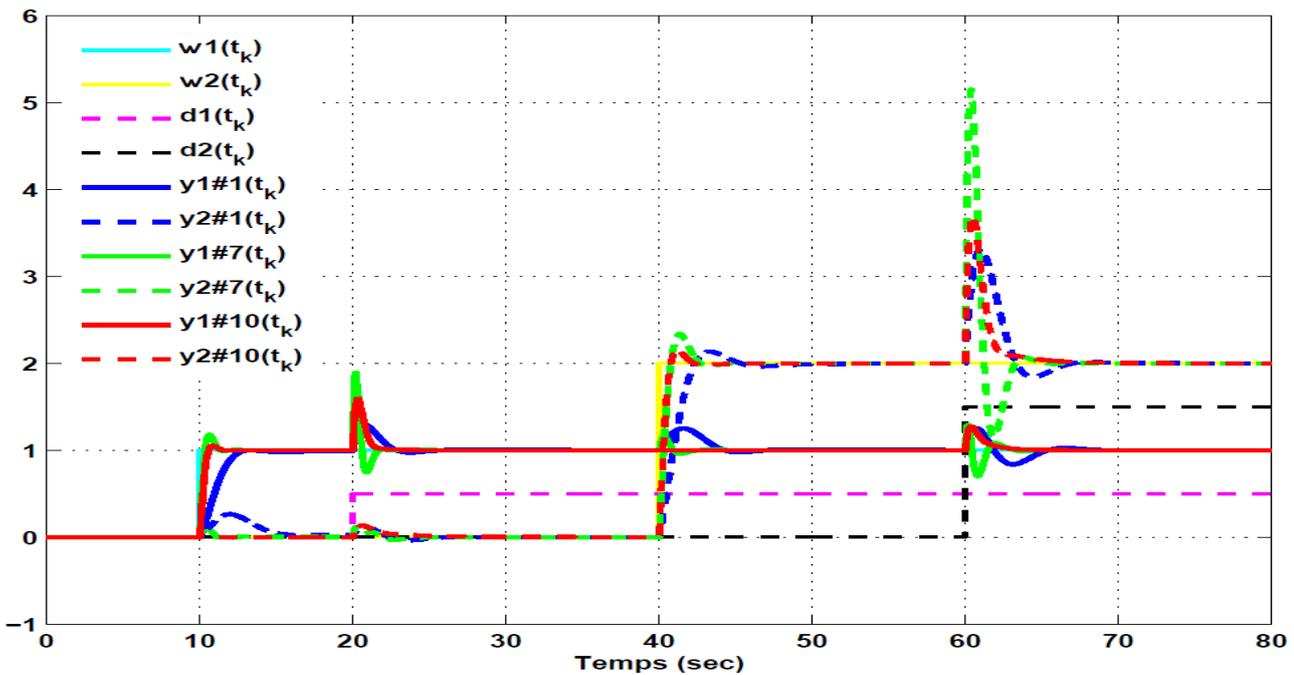


Figure 3.15 – Evolution des sorties  $y_1$  (—) et  $y_2$  (—) pour les modèles de procédé et de perturbation considérés, seul le régulateur feedback  $\mathbf{C}$  étant utilisé

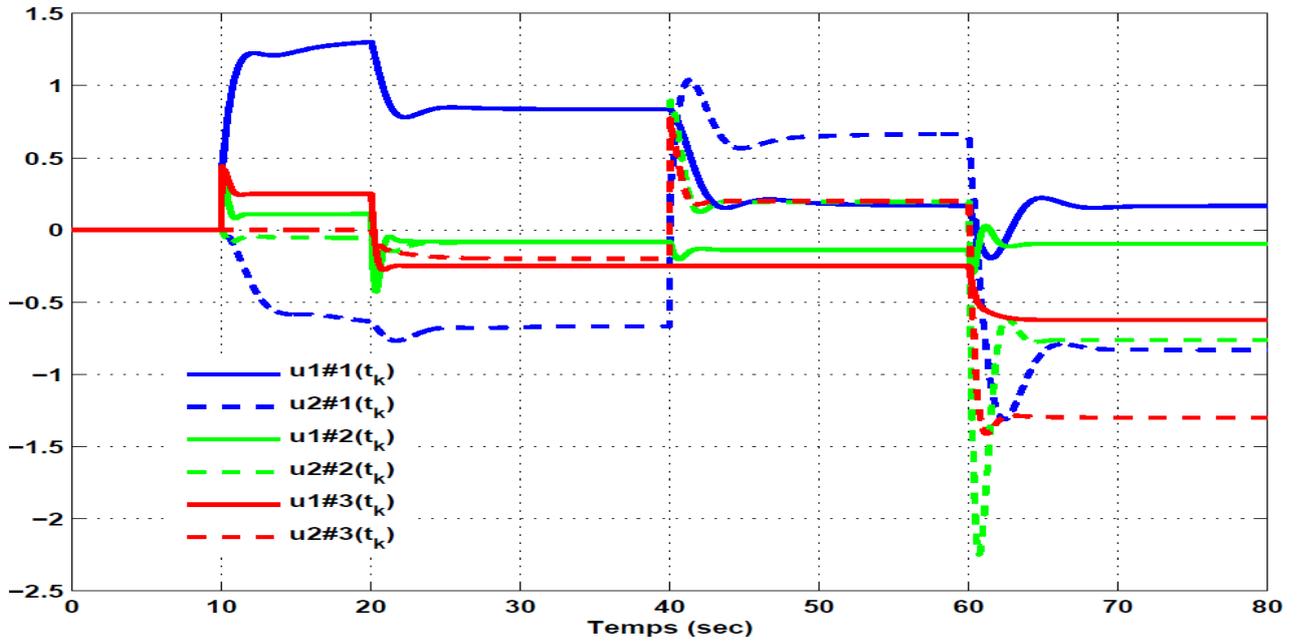


Figure 3.16 – Evolution des commandes  $u_1$  (—) et  $u_2$  (---) pour les modèles de procédé et de perturbation considérés, seul le régulateur feedback  $C$  étant utilisé

La matrice de transfert de  $\mathbf{G}_{\text{nom}}(q^{-1})$  (état #7) est définie par :

$$\mathbf{G}_{\text{nom}}(q^{-1}) = \begin{bmatrix} \frac{0.4877q^{-1}}{1-0.9512q^{-1}} & \frac{0.04938q^{-1}}{1-0.9553q^{-1}} \\ \frac{0.0661q^{-1}}{1-0.9835q^{-1}} & \frac{0.1975q^{-1}}{1-0.9753q^{-1}} \end{bmatrix}. \quad (3.42)$$

Le modèle de perturbation associé  $\mathbf{G}_{\text{d nom}}(q^{-1})$  (état #6) est donné par :

$$\mathbf{G}_{\text{d nom}}(q^{-1}) = \begin{bmatrix} \frac{0.8848q^{-1}}{1-0.7788q^{-1}} & \frac{0.09516q^{-1}}{1-0.9048q^{-1}} \\ \frac{0.09754q^{-1}}{1-0.9512q^{-1}} & \frac{0.5875q^{-1}}{1-0.8825q^{-1}} \end{bmatrix}. \quad (3.43)$$

La décomposition de  $\mathbf{G}_{\text{nom}}(q^{-1})$  en  $\mathbf{G}_l(q^{-1})$  et  $\mathbf{G}_h(q^{-1})$  conduit à :

$$\mathbf{G}_l^{-1}(q^{-1}) = \begin{bmatrix} \frac{2.122 - 4.106q^{-1} + 1.985q^{-2}}{1 - 0.9846q^{-1}} & \frac{-0.5306 + 1.027q^{-1} + -0.4964q^{-2}}{1 - 0.9846q^{-1}} \\ \frac{-0.7102 + 1.368q^{-1} - 0.6589q^{-2}}{1 - 0.9846q^{-1}} & \frac{5.24 - 10.26q^{-1} + 5.027q^{-2}}{1 - 0.9846q^{-1}} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

$$\mathbf{G}_h(q^{-1}) = \begin{bmatrix} q^{-1} & 0 \\ 0 & q^{-1} \end{bmatrix}. \quad (3.45)$$

Les fonctions de pondération  $\mathbf{W}_{\text{uw}}$  et  $\mathbf{W}_{\text{ud}}$  permettant de limiter les variations du signal de commande lors du suivi de consigne et lors du rejet de perturbation sont définies à partir de :

$$\mathbf{W}_{uw}^{-1}(s) = \text{diag}\left(0.1 \frac{s+10}{s}\right) \text{ et } \mathbf{W}_{ud}^{-1}(s) = \text{diag}\left(0.5 \frac{s+10}{s}\right). \quad (3.46)$$

Les horizons d'anticipation et de mémoire caractérisant les matrices diagonales des filtres FIR  $\mathbf{T}_F(q^{-1})$  et  $\mathbf{T}_P(q^{-1})$  sont définis par  $a = 20$  (1s) et  $h = 19$ . La résolution des problèmes d'optimisation (3.36) et (3.39) permettent de déterminer les paramètres de ces filtres. Les figures 3.17 et 3.18 permettent de vérifier le respect des contraintes  $\mathbf{W}_{uw}^{-1}$  et  $\mathbf{W}_{ud}^{-1}$  pour les 3 modèles considérés.

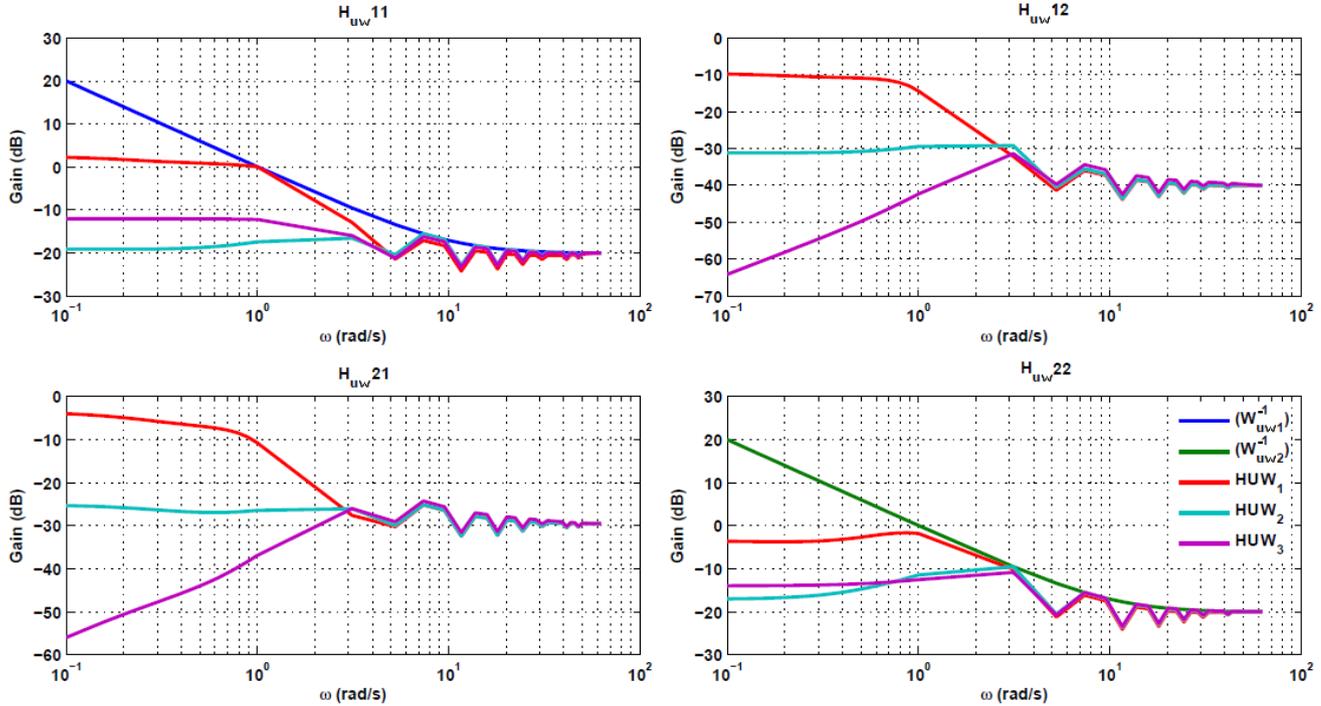


Figure 3.17 – Vérification du respect de la contrainte  $\mathbf{W}_{uw}^{-1}$  par la matrice de transfert  $\mathbf{H}_{uw}$  calculée pour les 3 états paramétriques du procédé

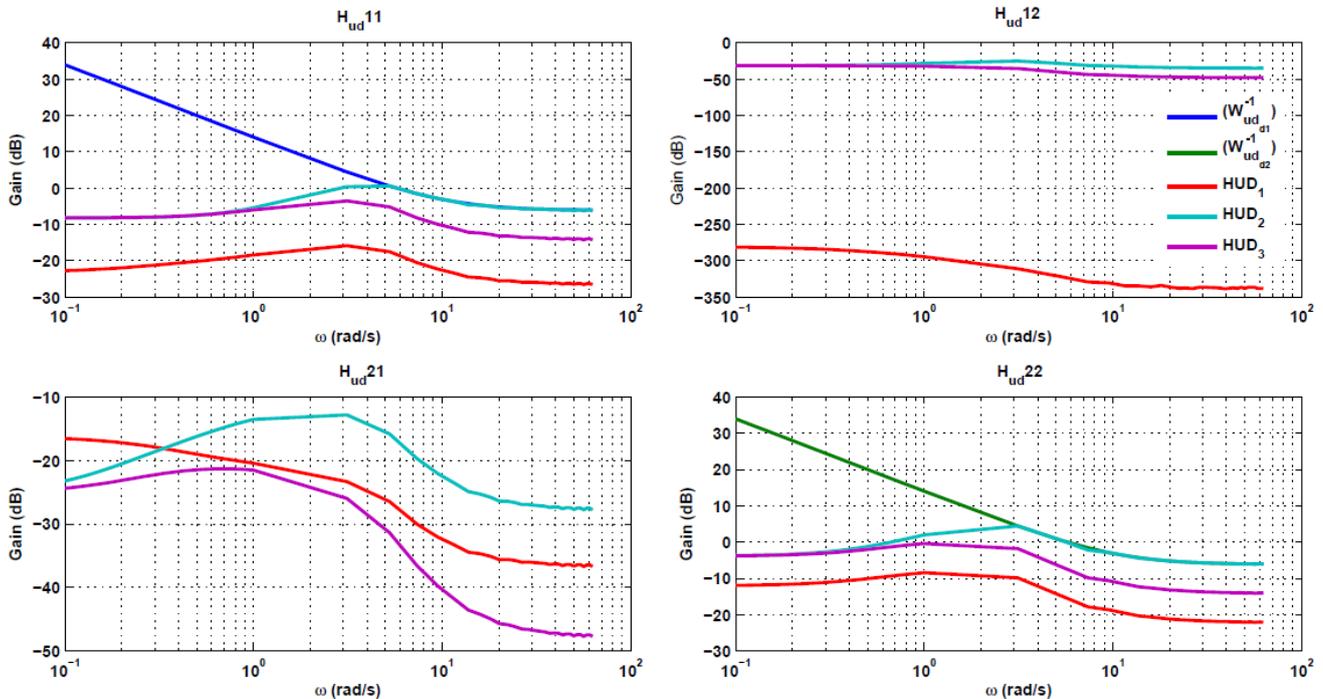


Figure 3.18 – Vérification du respect de la contrainte  $\mathbf{W}_{ud}^{-1}$  par la matrice de transfert  $\mathbf{H}_{ud}$  calculée pour les 3 états paramétriques du procédé

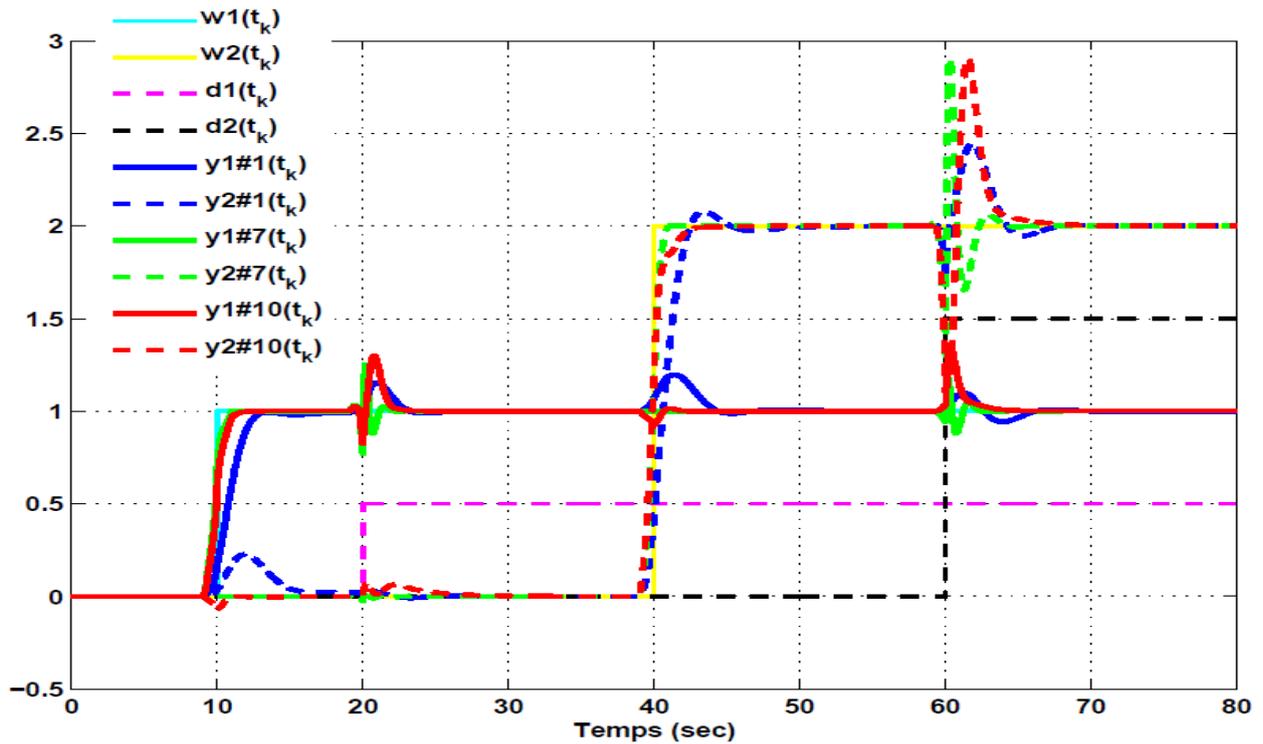


Figure 3.19 – Evolution des sorties  $y_1$  (—) et  $y_2$  (---) pour les modèles de procédé et de perturbation considérés

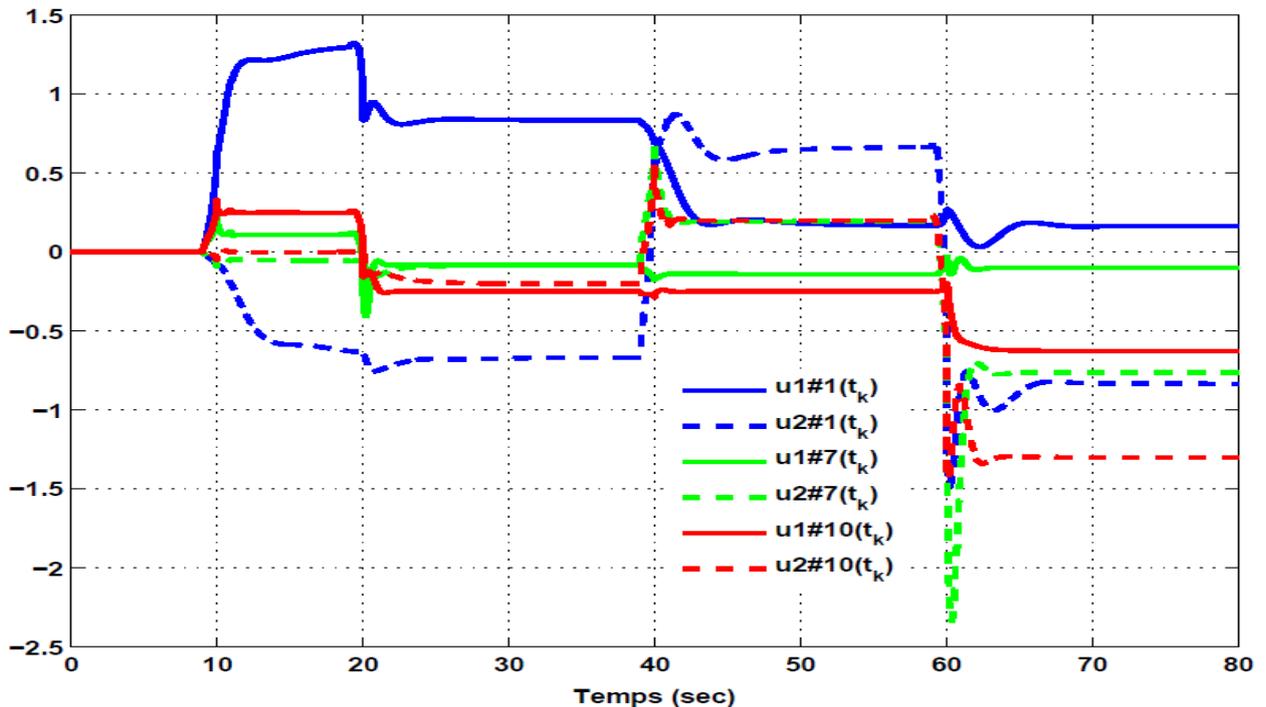


Figure 3.20 – Evolution des commandes  $u_1$  (—) et  $u_2$  (---) pour les modèles de procédé et de perturbation considérés

La figure 3.19 montre que pour l'ensemble des modèles considérés, les fonctions anticipatives permettent d'améliorer le suivi de consigne en réduisant les dépassements tout en conduisant à des temps de réponse légèrement plus courts. L'amélioration est encore plus importante concernant le rejet de perturbation. On peut par exemple remarquer que l'effet de la perturbation sur la deuxième sortie a été divisé par trois ( $t = 60s$ ). La figure 3.20 montre que ces améliorations n'ont pas eu lieu au détriment des signaux de commande dont le niveau est resté sensiblement le même.

### 3.4 – Conclusion

Dédiés à la commande des systèmes pour lesquels les sollicitations sont connues à l'avance, ce chapitre a présenté des travaux cherchant à réunir les qualités de robustesse et de performance de la commande CRONE à celles d'une commande capable d'anticiper. Après avoir essayé de paramétrer une commande de type MPC afin qu'elle possède la robustesse d'une commande CRONE, et avoir constaté que son utilisation dans un contexte anticipatif faisait apparaître un filtre FIR au comportement aberrant et difficilement maîtrisable, nous avons décidé d'utiliser directement des filtres à effet feedforward et de type FIR en complément d'un régulateur CRONE feedback déjà synthétisé. Un point particulier de la méthodologie proposée est de permettre l'optimisation de ces filtres FIR en tenant compte d'un ensemble de modèles en boucle fermée et donc de tenir compte de la robustesse déjà apportée. A la fois dans le cadre SISO et MIMO, les premiers résultats présentés permettent d'envisager des applications prometteuses. Pour des considérations pratiques d'implantation, des premières études ont été réalisées afin de réduire l'ordre des filtres FIR utilisés. L'importance de ces ordres étant liée à l'horizon temporel d'anticipation désiré, ils peuvent être réduits en utilisant un multiple de la période d'échantillonnage utilisée par le reste de la loi de commande. L'extension de cette approche de commande anticipative aux systèmes non-linéaires pourrait faire appel à la commande par platitude. Une de nos futures voies de recherche concerne également l'application de cette méthodologie à un ensemble de systèmes physiques, par exemple la commande d'un four solaire sensible au passage de nuages, à un véhicule autonome équipé de capteurs permettant de connaître la route à suivre à l'avance, etc.

Ces travaux étendant la commande CRONE au cadre anticipatif sont relativement nouveaux. Si des difficultés encore inconnues sont prévisibles, ils renforcent l'intérêt de la commande CRONE au cœur de l'approche feedback (CRONE)/feedforward (filtres FIR anticipatifs) proposée et pourraient donc lui permettre de trouver encore d'autres applications.

## Conclusion générale et perspectives

Au début des années 90, à mon arrivée dans l'Equipe CRONE, j'ai eu la chance de partager la vie d'un petit groupe de chercheurs passionnés portés par une envie commune, développer l'utilisation d'un objet très particulier : la dérivée d'ordre non entier. Les communications internationales n'étaient pas ce qu'elles sont aujourd'hui et les propositions de ce petit groupe isolé n'étaient pas toujours prises autant au sérieux qu'il l'aurait désiré par le reste de la communauté. A cette époque, sous l'égide du GdR du CNRS, des rassemblements avaient lieu environ tous les deux à trois mois. Souvent lieu de grande convivialité, ces réunions étaient aussi l'occasion d'affrontements pas toujours amicaux, et nombre de doctorants priaient pour ne pas être jetés dans la fosse aux lions. Lieu béni pour nous, c'est là que nous avons pu découvrir les différentes approches développées dans les différents laboratoires Français, souvent d'ailleurs inspirés par des résultats internationaux. L'acquisition de cette culture ne nous a néanmoins pas éloignés de notre objectif initial, au contraire elle nous a permis d'avancer plus vite et un jour de proposer une méthodologie sérieuse et performante : la commande CRONE. Cette méthodologie a continué à évoluer, a gagné quelques victoires et, l'internationalisation étant arrivée, est devenue une référence dans la communauté grandissante du fractionnaire.

Tout au long de ces années, accompagné de nombreux collègues, thésards et stagiaires, je me suis donc concentré sur le développement de la méthodologie CRONE de synthèse de régulateurs robustes utilisant l'opérateur de dérivation non entière. Une partie de ces contributions fait l'objet des trois chapitres constituant la deuxième partie de ce mémoire.

Le premier chapitre a présenté les développements de l'approche CRONE pour la commande des systèmes monovariables incertains, un effort important ayant été fait pour que cette méthodologie soit accessible facilement à tous ceux qui pourraient avoir intérêt à la mettre en œuvre. Pour avoir eu à traiter un grand nombre de cas variés, qu'ils soient académiques ou industriels, la commande CRONE monovariante est aujourd'hui une méthodologie aboutie et une toolbox est disponible en accès libre. Un effort de communication et de formation est encore à réaliser afin que cette toolbox de commande robuste soit utilisée encore plus souvent, notamment pour que, sans perte de performance, les incertitudes portant sur les modèles des systèmes soient plus souvent explicitement prises en compte lors de la synthèse de leur commande.

Le deuxième chapitre a traité de l'extension de la méthodologie CRONE aux systèmes multivariables incertains et notamment les règles les plus simples permettant de la mettre en œuvre. En partant du cas le plus général, système multivariable non-carré demandant un régulateur lui-même non-carré pleinement multivariable, ce chapitre montre différentes façons de simplifier la synthèse des régulateurs multivariables pour des systèmes moins exigeants. Bien que des simplifications soient proposées, il n'est néanmoins jamais fait abstraction des phénomènes de couplage que contiennent les systèmes traités. La méthodologie CRONE multivariable est beaucoup moins connue que sa version monovariante, notamment parce que les régulateurs multivariables restent encore assez peu utilisés en dehors du monde académique. La mise à disposition prochaine d'une toolbox devrait permettre un accès plus facile aux régulateurs CRONE multivariables.

Le troisième chapitre a présenté les derniers travaux effectués pour la commande des systèmes ayant la particularité d'être sollicités par des signaux dont les futures variations sont sinon connues, en tout cas prédites. Après une première tentative infructueuse de mariage entre une commande MPC anticipative et une commande CRONE, nos recherches nous ont amené à proposer une nouvelle approche, l'association d'une ou plusieurs commandes anticipatives de type feedforward à une

commande CRONE feedback. Pour des systèmes monovariables ou multivariables, un processus d'optimisation des paramètres des filtres FIR composant ces commandes anticipatives a été proposé. Avec comme objectifs le suivi de consigne et le rejet de perturbation, cette optimisation prend également en compte des contraintes relatives au niveau de commande. Le traitement de quelques exemples académiques est prometteur et un ensemble d'applications concrètes est d'ores et déjà envisagé. Certaines concerneront notamment des systèmes de production d'énergies renouvelables (solaire et photovoltaïque) dont la gestion pourrait bénéficier de la prédiction d'évènements météorologiques.

Par ailleurs, une étude exploratoire [Menguy, 2017] a montré l'intérêt d'utiliser une commande de type feedforward de plus en plus performante pour des systèmes soumis à des signaux répétitifs (cycliques). Une telle commande pourrait être adaptée au kite en vol dynamique devant suivre une trajectoire en forme de 8 [Cadalen *et al.* 2018] étudié avec la société Beyond the Sea, ainsi qu'à l'actionneur électromécanique utilisé pour une motorisation Camless et développé avec PSA [Lanusse *et al.*, 2018]. Connue sous l'acronyme ILC (Iterative Learning Control), étudié dans le contexte de systèmes à modèles incertains, ce principe pourrait être un complément très efficace pour améliorer la précision dynamique d'une commande CRONE.

En dehors de mes activités de recherche, depuis le début des années 2000, je me suis souvent impliqué dans la vie du laboratoire ou de mon établissement de rattachement et je ne compte pas m'en désengager. Si le laboratoire IMS, Bordeaux INP et l'ENSEIRB-MATMECA se portent bien, les chantiers d'amélioration et d'évolution offrent encore de nombreuses possibilités.

Comme dit précédemment la commande CRONE a atteint aujourd'hui un bon degré de maturité et nous jouissons d'un certain niveau de reconnaissance. Il est aujourd'hui probablement le temps de prendre notre bâton de pèlerin pour aller prôner l'intérêt et/ou aider au développement de la commande robuste à base d'ordres fractionnaires sur d'autres terres que celles que nous fréquentons habituellement. Il sera également important de nous enrichir à travers de nouvelles collaborations qu'elles soient industrielles ou académiques, locales ou internationales, notamment dans les domaines des énergies renouvelables et de la santé.

## Bibliographie

- [Abrashov *et al.*, 2017] Abrashov, S., Airimitoiaie, T.B, Lanusse, P., Aioun, F., Malti, R., Moreau, X., Guillemard, F. – Model Predictive Control Tuning: Methods and Issues. Application to steering wheel position control – 20th IFAC World congress – Toulouse, France, July 9-14, 2017.
- [Achnib *et al.*, 2017a] Achnib, A., Chetoui, M., Lanusse, P. and Aoun, M. : A comparative study of the output and the state feedback predictive control – 17th international Conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering (STA'2016) – Sousse, Tunisia, December 19-21, 2017.
- [Achnib *et al.*, 2017b] Achnib, A., Airimitoiaie, T.B, S. Abrashov and Lanusse, P. : Generalized predictive controller performances in an anticipative context – 14th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (IEEE SSD17) – Marrakech, Morocco, March 28-31, 2017.
- [Achnib *et al.*, 2018] Achnib, A., Airimitoiaie, T.B, Lanusse, P., Guefrachi, A., Aoun, M., Chetoui, M. – Anticipative robust design applied to a water level control system – European Control Conference (ECC'18) – Limassol, Cyprus, June 12-15, 2018.
- [Arkun *et al.*, 1984] Arkun, Y., Manousiouthakis, B. and Putz, P., Robust Nyquist array methodology: a new theoretical framework for analysis and design of robust feedback system, *Int. J. Control*, Vol. 40, n°4, pp. 603-629, 1984.
- [Arkun, 1987] Arkun, Y., Dynamic block relative gain and its connection with the performance and stability of decentralized control structures, *International Journal of Control*, vol. 46, n°4, pp. 1187-1193, 1987.
- [Åstrom, 2000] Åstrom, K. J., Model uncertainty and robust control, *Lecture Notes on Iterative Identification and Control Design*, Lund, Sweden: Lund Institute of Technology, 2000.
- [Baños *et al.*, 2011] Baños , A., Cervera, J., Lanusse, P. and Sabatier J., Bode optimal loop shaping with CRONE compensator, *Journal of Vibration and Control*, doi 10.1177/1077546310388002, Vol 17, pp 1964-1974, 2011.
- [Barbosa *et al.*, 2004] Barbosa, R. S., Tenreiro Machado, J. A., Ferreira, I. M. , Tuning of PID controllers based on Bode's ideal transfer function, *Nonlinear Dynamics* 38 (1): 305–321, doi:10.1007/s11071-004-3763-7, 2004.
- [Bode, 1945] Bode, H.W., *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, Van Nostrand, New York, 1945
- [Boukhezzar *et al.*, 2006] B. Boukhezzar, H. Siguerdidjane, M. Maureen–Hand - Nonlinear Control of Variable-Speed Wind Turbines for Generator Torque Limiting and Power Optimization – *J. Sol. Energy Eng.* 128(4), 516-530, 2006.
- [Bristol, 1966] Bristol, E.H., On a new measure of interactions for multivariable process control, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol 11, pp. 133-134, 1966.
- [Cadalen *et al.*, 2018] Cadalen, B., Lanusse, P. Sabatier, J., Griffon, F. Parlier, Y. – Robust control of a tethered kite for ship propulsion – European Control Conference (ECC'18) – Limassol,

- Cyprus, June 12-15, 2018. [Camacho and Bordons, 2007] Camacho, E.F. and Bordons, C. - Model predictive control. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing. Springer London, 2007.
- [Camblong, 2003] Camblong, H., Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable. Thèse, Ecole Nationale des Arts et Métiers, France, 2003.
- [Carrasco and Goodwin, 2011] Carrasco, D.S. and Goodwin, G.C. - Feedforward model predictive control. Annual Reviews in Control, 35(2), 2011.
- [Cervera and Baños, 2006] Cervera, J. and Baños, A., Tuning of fractional PID controllers by using QFT, Proceedings of IECON '06 - 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Paris, 2006.
- [Chang and Yu, 1990] Chang, J.W. and Yu, C.C., The relative gain for non-square multivariable systems, Chemical Engineering Science, Vol. 45, No. 5, pp. 1309-1323, 1990.
- [Chen *et al.*, 2004] Chen, YQ., Moore, K.L., Vinagre, B. and Podlubny, I., Robust PID controller autotuning with a phase shaper. In Proceedings of The First IFAC Symposium on Fractional Differentiation and its Applications (FDA04), Bordeaux, 2004.
- [Colin *et al.*, 2011] Colin, G., Lanusse, P., Louizimi, A., Chamaillard, Y., Deng, C. and Nelson-Gruel D., Multi-SISO robust CRONE design for the airpath control of a diesel engine, World IFAC Congress, Milano, 2011.
- [D'Azzo and Houpis, 1988] D'Azzo, J.J. and Houpis, C.H., Linear control system analysis and design, conventional and modern, Mc Graw Hill Publishing Comp., New York, 1988.
- [Delavari *et al.*, 2013] Delavari, H., Lanusse, P. and Sabatier J., Fractional Order Controller Design for a Flexible Link Manipulator Robot – Asian Journal of Control, Volume 15, Issue 3, pages 783–795, 2013.
- [Feytout *et al.*, 2012] Feytout, B., Sabatier, J., Lanusse, P., Lopes, M., Gracia, S., Maximizing wind turbine production using revisited CRONE control, European Wind Energy Association Conference (EWEA 2012), Copenhagen, 2012.
- [Feytout *et al.*, 2013] Feytout, B., Lanusse, P., Sabatier, J., Gracia, S., Robust CRONE design for a variable ratio planetary gearing in a variable speed wind turbine, Asian Journal of Control, Volume 15, Issue 3, pages 806–818, 2013.
- [Feytout, 2013] Feytout, B., Mise en place d'un modèle phénoménologique d'une éolienne par simulation numérique et Contribution à l'optimisation de son fonctionnement énergétique et électrique, PhD Thesis, Université Bordeaux 1, 2013.
- [Francis and Zames, 1984] Francis, B.A. and Zames, G., On  $H_\infty$  optimal sensitivity theory for SISO feedback systems, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.29, pp. 9-16, 1984.
- [Freitas *et al.*, 2013] Freitas, G., Lizarralde, F., Hsu, L., and Bergerman, M. - Terrain model-based anticipative control for articulated vehicles with low bandwidth actuators. IEEE International Conference in Robotics and Automation (ICRA), 2013.
- [Freudenberg and Looze, 1985] Freudenberg, J.S. and Looze, J.S., Right half plane poles and zeros and design tradeoffs in feedback systems, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.30, pp. 555-565, 1985.
- [Graybill, 1969] Graybill, F.A., Introduction to matrices with applications in statistics, Wadsworth, 1969.
- [Gude and Kahoraho, 2009] Gude, J.J. and Kahoraho, E. Simple tuning rules for fractional PI controllers, Emerging Technologies & Factory Automation IEEE Conference, 2009.

- [Guefrachi *et al.*, 2017] Guefrachi, A., Najar, S., Amairi, M., Aoun, M., Tuning of Fractional Complex Order PID Controller, 20th IFAC World Congress, Toulouse, 2017.
- [Hoagg *et al.*, 2006] J.B. Hoagg ; S.L. Lacy ; V. Babuska ; D.S. Bernstein - Sequential multisine excitation signals for system identification of large space structures, American Control Conference, 2006.
- [Horowitz and Sidi, 1972] Horowitz, I.M. and Sidi, M., Synthesis of feedback systems with large plant ignorance for prescribed time-domain tolerances, International Journal of Control, Vol. 16, pp. 287-309, 1972.
- [Horowitz, 1991] I.M. Horowitz, Survey of quantitative feedback theory (QFT), International Journal of Control, Vol. 53, pp. 255-291, 1991.
- [Horowitz, 1993] I.M. Horowitz, Quantitative feedback design theory - QFT, QFT Publications, Boulder, Colorado, 1993.
- [Kariwala *et al.*, 2003] Kariwala, V., Fraser Forbes, J. and Meadows, E. S., Block relative gain: properties and pairing rules, Ind. Eng. Chem. Res., 42 (20), pp 4564–4574, 2003.
- [Kelley *et al.*, 2011] NWTC Design Codes (TurbSim by Neil Kelley, Bonnie Jonkman, 2011.
- [Kidd, 1994] Kidd, P.T. - Extension of the direct Nyquist array design technique to uncertain multivariable systems subject to external disturbances, International Journal of Control, Volume 40, Issue 5, 1984.
- [Kojima, 2015] Kojima, A. -  $H_\infty$  controller design for preview and delayed systems. IEEE Transactions on Automatic Control, 60(2), 2015.
- [Kristiansson and Lennartson, 2002] Kristiansson, B. and Lennartson, B., Robust and optimal tuning of PI and PID controllers, IEE Proceedings, Vol. 149. (1), pp. 17-25, 2002.
- [Lamara *et al.*, 2012] Lamara, A., Colin, G., Lanusse, P., Chamaillard, Y. and Charlet, A., Decentralized robust control-system for a non-square MIMO system, the air-path of a turbocharged Diesel engine, IFAC workshop ECOSM 2012, 2012.
- [Lamara *et al.*, 2013] Lamara, A., Lanusse, P., Colin, G. Charlet, A. and Chamaillard, Y., A Non-square MIMO Fractional Robust Control for the Airpath of a Diesel Engine, European Control Conference (ECC'13), Zurich, 2013.
- [Lamara *et al.*, 2014] A. Lamara, P. Lanusse, D. Nelson-Gruel, Y. Chamaillard, A. Lesobre and A. Oustaloup – Additional optimization parameter for a simplified design of third generation CRONE controllers – The 10th IEEE/ASME International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications – Ancona, Italy, September 10-12, 2014.
- [Lamara, 2015] Lamara, A. - Approche CRONE multivariable : développement et application à la régulation de bancs d'essais moteur haute dynamique, Thèse de l'Université de Bordeaux, 2015.
- [Landau *et al.*, 1995] Landau, I.D., Rey, D., Karimi, A., Voda A. and Franco, A., A flexible transmission system as a benchmark for digital control, European Journal of Control, Vol. 1 n°2, 1995.
- [Lanusse and Oustaloup, 2005b] Lanusse, P. and Oustaloup, A., Control of time-delay systems using robust fractional-order control and robust smith predictor based control, ASME International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference, Long Beach, 2005.
- [Lanusse *et al.*, 1992] P. Lanusse, A. Oustaloup, C. Ceyral and M. Nouillant : "Optimal CRONE control of a tractor high system" ; session "Applications", "Non Linear Control System Design Symposium", NOLCOS'92, Bordeaux, 24 au 26 juin 1992.

- [Lanusse *et al.*, 1993] P. Lanusse, A. Oustaloup et B. Mathieu : "Third generation CRONE control" ; "IEEE/SMC'93
- [Lanusse *et al.*, 1996] Lanusse, P., Oustaloup, A. and Sutter, D., Multi-scalar CRONE control of multivariable plants, Proc. WAC'96-ISIAC Symphosia, 1996.
- [Lanusse *et al.*, 2000] Lanusse, P., Oustaloup, A. and Mathieu, B., Robust control of LTI square MIMO plants using two CRONE control design approaches, Proceedings of the IFAC ROCOND 2000, Prague, 2000.
- [Lanusse *et al.*, 2004] Lanusse, P. , Poinot, T., Cois, O., Oustaloup, A. and Trigeassou J.C., Restricted-Complexity Controller with CRONE Control-System Design and Closed-Loop Tuning" ; European Journal of Control, Hermes Science Publishing, Vol. 10, N° 3, pp.242-251, 2004.
- [Lanusse *et al.*, 2008] Lanusse, P., Benlaoukli, H., Nelson-Gruel, D. and Oustaloup A., Fractional-order control and interval analysis of SISO systems with time-delayed state, IET Control Theory and Applications, vol. 2, 1, pp.16-23, 2008.
- [Lanusse *et al.*, 2010] Lanusse, P., Sabatier, J. and Oustaloup, A., Design of controllers using damping contours defined from closed loop systems based on fractional complex order integrators, ASME/IEEE International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications (MESA10), QingDao, China, 2010.
- [Lanusse *et al.*, 2011] Lanusse, P., Malti, R. and Melchior, P., CRONE control-system design toolbox for the control engineering community, ASME/IEEE International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications, Washington, DC, 2011.
- [Lanusse *et al.*, 2012] Lanusse, P., Oustaloup, A. and Pommier-Budinger, V., Stability of closed-loop fractional-order systems and definition of damping contours for the design of controllers, International Journal of Bifurcation and Chaos, Vol. 22, Issue 04, DOI: 10.1142/S0218127412300133, 2012.
- [Lanusse *et al.*, 2013a] Lanusse, P., Lopes, M., Sabatier, J. and Feytout, B., New optimization criteria for the simplification of the design of third generation CRONE controllers, 6th IFAC Workshop on "Fractional Differentiation and its Applications" (FDA'13), Grenoble, 2013.
- [Lanusse *et al.*, 2013b] Lanusse, P., Malti, R. and Melchior, P., Crone control system design toolbox for the control engineering community: tutorial and a case study – Philosophical Transactions of the Royal Society A, 371(1990):20120149, doi: 10.1098/rsta.2012.0149, may 2013.
- [Lanusse *et al.*, 2016] P. Lanusse, D. Nelson-Gruel and A. Lamara – Toward a CRONE toolbox for the design of full MIMO controllers – 7th International Conference on Fractional Differentiation and its Applications" (IFAC-IEEE-ICFDA'16), Novi Sad, Serbia, 2016.
- [Lanusse *et al.*, 2018] Lanusse, P., Tari, M., Dimitrova, Z., Aioun, F., Moreau, X. - Contrôle robuste pour un actionneur électromagnétique innovant – Journées biennales Automatique et Automobile (JAA) du GdR MACS du CNRS et du Club EEA - Bordeaux, Juillet 2018.
- [Lanusse, 1994] Lanusse, P., De la commande CRONE de 1ère generation à la commande CRONE de 3ème generation, PhD Thesis, Université Bordeaux 1, 1994.
- [Lanusse, 2010] Lanusse, P. - CRONE Control System Design, a CRONE toolbox for Matlab, <http://www.ims-bordeaux.fr/CRONE/toolbox>, 2010.
- [Lestrade, 2016] Lestrade, K. - Simulation de trajectoires complexes à l'aide d'un hexapode de mouvement : application aux sports de glisse, Thèse de l'ENSAM, Bordeaux, 2016.
- [Maamri *et al.*, 2010] Maamri, N., Trigeassou, J.C. and Tenoutit M. (2010). On Fractional PI and PID Controllers, Proceedings of the FDA 2010 IFAC Workshop, Badajoz, 2010.

- [Maciejowski, 1989] Maciejowski, J.M., Multivariable feedback design, Addison Wesley, England, 1989.
- [Makarov *et al.*, 2014] Li, Y. - Offtake feedforward compensation for irrigation channels with distributed control. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 22(5), 2014.
- [Makarov *et al.*, 2016] Makarov, M., Grossard, M., Rodriguez-Ayerbe, P., and Dumur, D. - Modeling and preview  $H_\infty$  control design for motion control of elastic-joint robots with uncertainties. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 63(10), 2016.
- [Manabe, 1961] Manabe, S., The non integer Integral and its Application to control systems, ETJ of Japan, Vol. 6, n°3-4, pp.83-87, 1961.
- [Manousiouthakis *et al.*, 1986] Manousiouthakis, V., Savage, R. and Arkun, Y., Synthesis of decentralized process control structures using the concept of block relative gain, AIChE journal, vol. 32, no6, pp. 991-1003, 1986
- [Mathieu *et al.*, 1993] B. Mathieu, A. Oustaloup et P. Lanusse : "Second generation CRONE control" ; "IEEE/SMC'93 Conference", Le Touquet, 17 au 20 octobre
- [Mathieu *et al.*, 1996] B. Mathieu, A. Oustaloup and P. Lanusse : "Third generation CRONE control : generalized template and curvilinear template", CESA IMACS/IEEE-SMC multiconferences, Lille, France 1996
- [Mathieu, 1997] Mathieu, B., De la commande CRONE scalaire à la commande CRONE multivariable, PhD Thesis, Université Bordeaux 1, 1997.
- [Mayne, 2014] Mayne, D.Q. - Model predictive control: Recent developments and future promise. Automatica, 50(12), 2014.
- [Melchior *et al.*, 2002] Melchior P., Lanusse P., Cois O., Dancla F. Oustaloup A., Crone Toolbox for Matlab: Fractional Systems Toolbox, Tutorial Workshop on "Fractional Calculus Applications in Automatic Control and Robotics", 41st IEEE CDC'02, Las Vegas, 2002.
- [Menguy, 2017] Menguy, L., Optimisation des performances d'asservissement d'un actionneur à mouvement répétitif, Rapport de Master AM2AS de l'Université de Bordeaux, 2017.
- [Moghadam *et al.*, 2018] Moghadam, M.G., Padula, F., Ntogramatzidis, L., Tuning and performance assessment of complex fractional-order PI controllers, 3rd IFAC Conference on Advances in Proportional-Integral-Derivative Control, Ghent, Belgium, 2018.
- [Monje *et al.*, 2004] Monje, C.A., Vinagre, B., Chen, Y.Q., Feliu, V., Lanusse, P. and Sabatier, J., Proposals for fractional  $PI\lambda D\mu$  tuning, Proceedings of The First IFAC Symposium on Fractional Differentiation and Its Applications (FDA04), Bordeaux, 2004.
- [Monje *et al.*, 2010] Monje, C.A., Chen, Y., Vinagre, B.M., Xue, D., Feliu-Battle, V., Fractional-order Systems and Controls: Fundamentals and Applications, Springer, 2010.
- [Naslin, 1969] Naslin, P., Essentials of Optimal Control, Boston Technical, Boston, 1969.
- [Nelson Gruel *et al.*, 2007] Nelson Gruel, D., Pommier-Budinger, V., Lanusse, P. and Oustaloup, A., Robust control system design for multivariable plants with lightly damped modes, IDETC/CIE, Las Vegas, 2007.
- [Nelson Gruel *et al.*, 2008] Nelson Gruel, D., Lanusse, P. and Oustaloup, A., Decentralized CRONE control of  $m \times n$  multivariable system with time-delay. 3rd IFAC Workshop on "Fractional Differentiation and its Applications", Ankara, 2008.
- [Nelson-Gruel *et al.*, 2009] Nelson-Gruel, D., Lanusse, P. and Oustaloup, A., Robust control design for multivariable plants with time-delays, Chemical Engineering Journal, Elsevier, 146, 3, pp 414-427, 2009.

- [Nelson-Gruel, 2009] Nelson-Gruel, D., Extension de la commande CRONE multivariable aux systèmes non carrés : Application à un système d'air de moteurs essence et diesel, PhD Thesis, Université Bordeaux 1, 2009.
- [Oustaloup and Lanusse, 1992] A. Oustaloup et P. Lanusse : "Commande CRONE optimale" ; "Réunion des GT1 et GT2 du pôle SARTA-G.R. Automatique CNRS", Grenoble, 18 et 19 mars 1992.
- [Oustaloup *et al.*, 1990] A. Oustaloup, A. Ballouk, P. Melchior, P. Lanusse et A. Elyagoubi: "Un nouveau régulateur CRONE fondé sur la dérivation non entière complexe" ; "Journées GT1 et GT2 du pôle SARTA-G.R. Automatique CNRS", Bordeaux, 29 et 30 Mars 1990.
- [Oustaloup *et al.*, 1991] Oustaloup, A., Ballouk, A. and Lanusse, P., Synthesis of a narrow band template based on complex non integer derivation, IMACS Symposium "Modelling and control of technological systems", Lille, France, 1991.
- [Oustaloup *et al.*, 1991a] A. Oustaloup, P. Lanusse and A. Elyagoubi: "Synthesis of a wide band template based on the Viète's functions" ; session "CRONE Control", "IMACS Symposium", "Modelling and control of technological systems", Lille, 7 au 10 mai 1991.
- [Oustaloup *et al.*, 1991b] A. Oustaloup, A. Ballouk and P. Lanusse : "Synthesis of a narrow band template based on complex non integer derivation" ; session "CRONE Control", "IMACS Symposium", "Modelling and control of technological systems", Lille, 7 au 10 mai 1991.
- [Oustaloup *et al.*, 1995a] Oustaloup, A., Lanusse, P. and Mathieu, B., Robust control of SISO plants: the CRONE control; ECC'95, Rome, 1995.
- [Oustaloup *et al.*, 1995b] Oustaloup, A., Mathieu, B. and Lanusse, P., The CRONE control of resonant plants: application to a flexible transmission", European Journal of Control, Vol. 1, pp. 113-121, 1995.
- [Oustaloup *et al.*, 2000a] Oustaloup, A., Melchior, P., Lanusse, P., Cois, O., and Dancla, F., The CRONE toolbox for Matlab. IEEE International Symposium on Computer-Aided Control System Design, Anchorage, 2000.
- [Oustaloup *et al.*, 2000b] Oustaloup, A., Levron, F., Nanot, F. and Mathieu, B., Frequency band complex non integer differentiator: characterization and synthesis, IEEE Transactions on Circuits and Systems, 47(1), 25-40, 2000.
- [Oustaloup *et al.*, 2002] Oustaloup, A., Lanusse, P. and Levron, F., Frequency synthesis of filter using the functions of Viète's roots. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 47, n°5, pp. 837-841, 2002.
- [Oustaloup *et al.*, 2003] Oustaloup, A., Pommier, V. and Lanusse, P., Design of a fractional control using performance contours - Application to an electromechanical system; Fractional Calculus and Applied Analysis : an international journal for theory and applications, Vol. 6, n°1, pp. 1-24, 2003.
- [Oustaloup, 1975] Oustaloup, A., Etude et réalisation d'un système d'asservissement d'ordre 3/2 de la fréquence d'un laser à colorant continu, PhD Thesis, Université Bordeaux 1, France, 1975.
- [Oustaloup, 1981] Oustaloup, A., Linear feedback control systems of fractional order between 1 and 2, IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, Chicago, Illinois, 1981.
- [Oustaloup, 1983] Oustaloup, A., Systèmes asservis linéaires d'ordre fractionnaire, Ed Masson, 1983.
- [Oustaloup, 1991] Oustaloup, A., La commande CRONE, Edition Hermès, Paris, 1991.
- [Park *et al.*, 2004] Park, S., Deyst, J., and How, J. - A new nonlinear guidance logic for trajectory tracking. In AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit. American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2004.

- [Petras, 1999] Petras, I., The fractional-order controllers: methods for their synthesis and application, *Journal of Electrical Engineering*, 50(9-10):284–288, 1999.
- [Petru, 2001] Petru T. – Modeling of Wind Turbines for Power System Studies, Rapport technique de la Chalmers University of Technology, No. 391L, 2001.
- [Podlubny, 1999] Podlubny, I., Fractional-order systems and  $PI^\lambda D^\mu$ -controllers, *IEEE Trans. Automatic Control*, 44(1):208–214, 1999.
- [Pommier-Budinger *et al.*, 2002] Pommier-Budinger, V., Sabatier, J., Lanusse, P., and Oustaloup, A., "CRONE control of a nonlinear Hydraulic Actuator" ; *Control Engineering Practice*, Vol. 10, n°4, pp. 391-402, 2002.
- [Pommier-Budinger *et al.*, 2004] Pommier-Budinger, V., Janat, Y., Lanusse, P. and Oustaloup, A., CRONE control of the elevation of a helicopter model; 1st IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Applications, FDA'04, Bordeaux, 2004.
- [Pommier-Budinger *et al.*, 2005] Pommier-Budinger, V., Lanusse, P., Janat, Y. and Oustaloup, A., CRONE control of MIMO plants, ECC-CDC 05, Seville, 2005.
- [Pommier-Budinger *et al.*, 2006] Pommier-Budinger, V., Janat, Y., Lanusse, P. and Oustaloup, A., Fractional robust control of lightly damped systems - 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'06), Paris, 2006.
- [Pommier-Budinger *et al.*, 2008] Pommier-Budinger, V., Janat, Y., Nelson-Gruel, D., Lanusse, P. and Oustaloup, A., Fractional Robust control with iso-damping property, American Control Conference 2008, Seattle, 2008.
- [Pommier-Budinger, 2002] Pommier-Budinger, V., Commande non entière et commande non linéaire robuste d'un banc d'essais hydraulique, Thèse de l'ENSAM, Bordeaux, 2002.
- [Poty, 2006] Poty, A., Planification de trajectoire dans un environnement dynamique et génération de mouvement d'ordre non entier, Thèse de l'Université Bordeaux I, 2006.
- [Poullain *et al.*, 2005] Poullain, S., Latteux, P., Thomas, J.L., Sabatier, J. and Oustaloup, A., Robust speed control of a low damped electromechanical system: application to a four mass experimental test bench, *European Power Electronics and Drives Journal*, Vol. 15, N° 3, 2005.
- [Rosenbrock and Storey, 1970] Rosenbrock, H.H. and Storey, C., *Mathematics of dynamical systems*, Nelson, London, 1970.
- [Rosenbrock, 1974] Rosenbrock, H.H., *Computer Aided System Design*, Academic Press, New York, 1974.
- [Sabatier *et al.*, 2004] Sabatier, J., Poullain, S., Latteux, P., Thomas, J.L. and Oustaloup, A., Robust speed control of a low damped electromechanical system based on Crone control: application to a four mass experimental test bench, *International Journal of Nonlinear Dynamics and Chaos in Engineering Systems*, Special Issue on "Fractional Derivatives and Their Applications", Kluwer Academic Publishers, Vol. 38, N° 1-4, pp. 383-400, December 2004.
- [Sabatier *et al.*, 2015] J. Sabatier, P. Lanusse, P. Melchior, A. Oustaloup - Fractional Order Differentiation and Robust Control Design - CRONE, H-infinity and Motion Control, Springer Netherlands, 2015.
- [Schuurmans *et al.*, 1999] Schuurmans, J., Hof, A., Dijkstra, S., Bosgra, O.H., and Brouwer, R. - Simple water level controller for irrigation and drainage canals. *Journal of Irrigation and Drainage Engineering*, 125(4), 1999.

- [Shah and Engell, 2010] Shah, G. and Engell, S. - Tuning mpc for desired closed-loop performance for SISO systems. 18th Mediterranean Conference in Control Automation (MED), 2010.
- [Shah and Engell, 2011] Shah, G. and Engell, S. - Tuning mpc for desired closed-loop performance for mimo systems. In *Proceedings of the 2011 American Control Conference*. San Francisco, CA, USA. 2011.
- [Shah and Engell, 2013] Shah, G. and Engell, S. - Multivariable MPC Design Based on a Frequency Response Approximation Approach, European Control Conference (ECC), Zürich, Switzerland, 2013.
- [Shahiri *et al.*, 2016] Shahiri, M., M., Ranjbar, A., Karami, M.R., Ghaderi, R. - New tuning design schemes of fractional complex-order PI controller. *Nonlinear Dynamics*, Volume 84, Issue 3, 2016.
- [Shin *et al.*, 1992] Shin, D.H., Singh, S., and Lee, J.J. - Explicit path tracking by autonomous vehicles. *Robotica*, 10, 1992.
- [Spring *et al.*, 2007] Spring, P., Onder, C.H., Guzzella, L., 2007. EGR control of pressure-wave surcharged IC engines. *Control Engineering Practice* 15(12), 2007.
- [Sutter, 1997] Sutter, D., La commande CRONE multiscalaire : application à des systèmes mécaniques articulés; PhD Thesis, Université Bordeaux 1, 1997.
- [Tustin, 1958] Tustin, A., The design of systems for automatic control of the position of massive object, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 105, Part C, Suppl. n°1, pp. 1.57, 1958.
- [Valerio and Sa da Costa, 2012] Valerio, D. and Sa da Costa, J., *An Introduction to Fractional Control*, IET Editor, 2012.
- [Valencia-Palomo *et al.*, 2014] Valencia-Palomo, G., Rossiter, J., and Lopez-Estrada, F. - Improving the feed-forward compensator in predictive control for setpoint tracking. *ISA Transactions*, 53(3), 2014.
- [Vidyasagar and Viswanadham, 1982] Vidyasagar, M. and Viswanadham, N., Algebraic design techniques for realizable stabilisation, *IEEE Trans. on A.C.*, 27, n° 5, 1982.
- [Zames, 1966] Zames, G., On the input-output stability of time varying feedback systems ; Part I : conditions using concepts of loop gain, conicity and positivity”, *IEEE Trans. Aut. Control*, Vol. 11, pp. 228-238, 1966.