



HAL
open science

Approche CRONE multivariable : développement et application à la régulation de bancs d'essais moteur haute dynamique

Abderrahim Lamara

► **To cite this version:**

Abderrahim Lamara. Approche CRONE multivariable : développement et application à la régulation de bancs d'essais moteur haute dynamique. Physique [physics]. Université de Bordeaux, 2015. Français. NNT : 2015BORD0069 . tel-01800760

HAL Id: tel-01800760

<https://theses.hal.science/tel-01800760>

Submitted on 28 May 2018

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.

THÈSE PRÉSENTÉE
POUR OBTENIR LE GRADE DE
DOCTEUR DE
L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX

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

Par Abderrahim LAMARA

APPROCHE CRONE MULTIVARIABLE
Développement et application à la régulation de bancs d'essais moteur
haute dynamique

Sous la direction de : Alain OUSTALOUP
Co-directeur : Yann CHAMAILLARD

Soutenue le 27/05/2015

Membres du jury :

Mme D'ANDREA NOVEL Brigitte	MINES ParisTech	Présidente
M. GARCIA Germain	INSA Toulouse	Rapporteur
M. GUERRA Thierry-Marie	Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis	Rapporteur
M. LESOBRE Antoine	D2T, Trappes	Examineur
M. LANUSSE Patrick	Bordeaux INP	Examineur
M. NELSON-GRUEL Dominique	Université d'Orléans	Examineur
M. CHAMAILLARD Yann	Université d'Orléans	Examineur
M. OUSTALOUP Alain	Bordeaux INP	Examineur

APPROCHE CRONE MULTIVARIABLE : Développement et application à la régulation de bancs d'essais moteur haute dynamique

Résumé : Le travail de cette thèse s'inscrit dans le cadre du développement de la méthodologie CRONE (Commande Robuste d'Ordre Non Entier) multivariable. Il porte plus précisément sur la simplification de sa mise en œuvre pour la synthèse de régulateurs multivariables robustes, avec une application au contrôle de bancs d'essais moteur haute dynamique, notamment ceux développés par l'entreprise D2T. Le premier chapitre présente les différents types de bancs d'essais, leur fonctionnement et leur problématique. Le deuxième chapitre présente tout d'abord une modélisation physique simple des bancs d'essais qui en permet ensuite leur simulation, puis est dédié à leur identification fréquentielle avec une application à un banc d'essais équipé d'un moteur Diesel. Le troisième chapitre présente la méthodologie CRONE multivariable et différents développements permettant d'en simplifier la mise en œuvre notamment grâce à l'optimisation d'un nouveau paramètre. Illustrant ces développements, la boîte à outils CRONE multivariable qui a été développée est alors utilisée pour la synthèse de la loi de commande d'une maquette de banc d'essais constituée de deux moteurs asynchrones. Finalement, le quatrième chapitre est dédié à la validation des développements présentés par leur application à un banc d'essais haute dynamique équipé d'un moteur Essence. Ce chapitre présente également les différents outils logiciel développés pour faciliter l'intégration de la méthodologie CRONE full MIMO aux produits D2T.

Mots clés : Commande robuste CRONE, Commande multivariable, Identification fréquentielle, Modélisation, Banc d'essais moteur haute dynamique.

CRONE MULTIVARIABLE APPROACH: Development and application for high dynamic test-bench control

Abstract: The work presented in this Thesis is part of the CRONE (robust control with fractional integration order) multivariable methodology development. It deals with the simplification of the robust multivariable control system implementation with application to the control of high dynamic engine test-benches, including those developed by the D2T company. The first chapter introduces different kind of test-benches and gives a general idea about how those systems work while explaining their problems. While the first part of chapter II presents a simple method for test-benches modeling which then allows their simulation, the second part is dedicated to their frequency-domain system identification. The defined identification procedure is applied to a test-bench equipped with a Diesel engine. The third chapter presents the CRONE multivariable methodology and different developments to simplify its use. Reflecting these developments, the developed CRONE multivariable toolbox is used to design a control system for a test-bench consists of two asynchronous motors. The fourth chapter is dedicated to validate the presented work by applying these developments to a high dynamic test-bench with a spark ignition engine. This chapter presents the various software tools developed to simplify the implementation to D2T products of the CRONE full MIMO methodology.

Keywords: CRONE robust control, Multivariable control, Frequency domain system-identification, modeling, High dynamic engine test-bench.

Unités de recherche

Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système, IMS-UMR 5218 CNRS, Université de Bordeaux/
Bordeaux INP, 351 cours de libération - 33405 Talence Cedex - France

Laboratoire PRISME, Université d'Orléans, 8 rue Léonard de Vinci - 45072 Orléans Cedex 2 - France

D2T, 11 rue Denis Papin - 78190 Trappes - France

Dédicace

A ma mère qui a eu de la patience de m'élever
A mon père qui m'a bien éduqué
A ma femme, l'air que je respire

«Les grands esprits ont toujours une opposition farouche des esprits médiocres»

«La théorie, c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne. La pratique, c'est quand tout fonctionne et que personne ne sait pourquoi. Ici, nous avons réuni théorie et pratique: Rien ne fonctionne... et personne ne sait pourquoi !»

Albert Einstein

Remerciements

Mon expérience avec l'entreprise D2T a commencé le jour où cette thèse m'a été proposée par Yann Chamailard à la suite d'un stage effectué au sein de son équipe au laboratoire PRISME à l'Université d'Orléans. Sous la tutelle de Patrick Lanusse et Guillaume Colin, j'ai découvert le monde de la recherche ainsi que les principes de la méthodologie CRONE multivariable.

Ce projet de thèse a été lancé par l'entreprise D2T pour développer une nouvelle unité de commande/contrôle de banc d'essai moteur haute dynamique, appelée DRIVEBOX, afin d'élargir sa gamme de produits.

Effectuée avec le soutien de l'ANRT dans le cadre d'une convention CIFRE, cette thèse s'est effectuée au sein de l'entreprise D2T à Trappes, du laboratoire IMS à Bordeaux et du laboratoire PRISME à Orléans. Encadré par Patrick Lanusse, Dominique Nelson-Gruel et Antoine Lesobre, j'ai eu la chance de pouvoir m'approfondir dans le domaine de la commande des systèmes, plus particulièrement la commande des bancs d'essais moteur haute dynamique.

Je remercie Patrick Lanusse qui, tout au long de trois ans et demi, a su se rendre disponible pour des discussions parfois longues et tendues mais qui, avec le recul, s'avéraient nécessaires pour comprendre la méthodologie CRONE multivariable.

Ensuite je remercie Alain Oustaloup, Yann Chamailard et Rémy Sadon de m'avoir accueilli au sein de leurs équipes, pour l'autonomie et la confiance qu'ils m'ont offertes durant cette thèse.

Au cours de ce projet j'ai fait connaissance de personnes extraordinaires, je remercie Guillaume Colin pour son ambiance de travail, Alain Charlet de ses explications très fines sur le fonctionnement des moteurs thermiques, Dominique Nelson-Gruel pour nos discussions chaudes et de son temps sacré !

De plus, je remercie Brigitte D'Andréa Novel d'avoir accepté d'être présidente de mon jury de thèse, je remercie également Messieurs Germain Garcia et Thierry Marie Guerra d'avoir accepté d'être les rapporteurs de mon manuscrit.

Je remercie tous les membres de jury de thèse pour leur participation et toutes les personnes des laboratoires et de l'entreprise D2T qui ont participé, de près ou de loin, à ce travail.

Je remercie Antoine Lesobre, mon responsable hiérarchique à D2T, Laurent Dubosq, directeur technique à D2T et Thierry Drecq, responsable de service développement produit, de la confiance qu'ils m'ont offerte, merci à Kristan Gillet et Pierre Michel de votre assistance et pour l'ambiance pendant les essais sur banc HD, sans vous j'aurais pu laissé mon cœur au banc ! Eric Legrand tu resteras un grand ! Merci de tes disponibilités et tes discussions qui m'ont permis de mieux comprendre le fonctionnement et la modélisation des systèmes complexes, ta façon de structurer les modèles sans oublier ton aide pendant la rédaction de ma thèse. Merci à Laurence Terres qui m'a beaucoup aidé lors de mes démarches administratives. Merci à Florent Perez, Xavier Dourille, Xiaoqing Wang, Gilles Jacoby-Koaly, Thomas

Quinton et Matthieu Chaumard de vos explications qui m'ont ouvert un nouvel horizon de pensée. Sans oublier Yvan Pouget et Jean-Michel, je vous remercie de votre humeur et votre soutien.

Un remerciement chaleureux à mon professeur Abdelouahab Zaâtri qui m'a accueilli au sein de son laboratoire pendant mon stage d'ingénieur en électronique.

Enfin je remercie ma Mère et mon Père de m'avoir soutenu tout au long de cette vie simple cependant compliquée par l'Homme, sans oublier mes sœurs Soumia, Hiba et Soundous, et mon cher frère Aymen.

Pour finir, je remercie ma femme Rayyane qui m'a soutenu tout au long de cette thèse et qui m'a aidé lors de prises de décision.

Sommaire

I. Chapitre I	23
1. Introduction	24
2. Banc d'essais	25
2.1. Bancs d'essais stationnaires.....	27
2.2. Bancs d'essais dynamiques	27
3. Bancs d'essais dynamique pour la simulation de roulage véhicule	28
3.1. Présentation de la société D2T	28
3.1.1. Partie électrique.....	30
3.1.2. Partie mécanique	31
3.1.3. Partie informatique.....	32
3.1.4. Autre composant associés au banc d'essais.....	33
3.1.4.1. Potelet de mesure	34
3.1.4.2. OSIRIS	34
3.2. Modes de fonctionnement d'une machine D2T	34
4. Essais normalisés.....	35
4.1.1. Cycle de conduite Européen NEDC.....	35
4.1.2. Cycle de conduite Américain FTP-75.....	36
4.1.3. Procédure d'essai harmonisée mondiale WLTC.....	37
4.1.4. Cycle normalisé pour les engins de chantier.....	37
5. Problématique des bancs d'essais haute dynamique	37
5.1. Description du système.....	39
5.2. Etat de l'art	40
6. Conclusion.....	45
II. Chapitre II	45
1. Introduction	49
2. Modélisation.....	49
2.1. Présentation de la maquette	49
2.2. Modèle ligne d'arbre	50
2.2.1. Modèle inertie	51
2.2.2. Modèle amortisseur.....	52
2.2.3. Modèle ressort.....	53
2.2.4. Modèle frottement.....	54

2.3.	Assemblage de modèles élémentaires	56
2.3.1.	Modèle accouplement mécanique	56
2.3.2.	Construction du modèle ligne d'arbre	56
2.4.	Modélisation de l'étage de puissance	57
2.5.	Modèle DRIVEBOX	58
2.6.	Modèle de la dynamique du moteur thermique	59
2.7.	Validation du modèle.....	59
3.	Identification fréquentielle de bancs d'essai.....	61
3.1.	Introduction	61
4.	Dynamique d'un système et bande passante.....	62
5.	Choix du signal d'excitation	62
5.1.	Détermination de la bande fréquentielle du système.....	64
5.2.	Identification d'un banc d'essai par excitation multisinus	66
5.3.	Détermination du domaine de fonctionnement	66
5.4.	Choix des points de fonctionnement à exciter	66
5.5.	Excitation par signal multisinus	67
5.6.	Calcul de la réponse fréquentielle	68
5.7.	Erreur de calcul (bruit numérique)	68
5.8.	Identification de la maquette	69
5.9.	Recherche d'un modèle incertain propre du système identifié	72
6.	Application au banc d'essai	75
6.1.	Banc d'essai Diesel DV6.....	75
6.2.	Détermination de la courbe de couple	76
6.3.	Identification fréquentielle par excitation multisinus	76
6.4.	Obtention et traitement des réponses fréquentielles	78
7.	Conclusion.....	80
III.	Chapitre III	79
1.	Introduction	86
2.	Définitions.....	89
2.1.	Boucle ouverte.....	89
2.2.	Fonctions de sensibilités.....	90
2.3.	Fréquence de coupure et bande passante.....	90
2.4.	Marge de phase.....	90

2.5.	Stabilité.....	90
2.6.	Incertitude.....	91
3.	Principes et développements de la commande CRONE	92
3.1.	Commande CRONE première génération.	92
3.2.	Commande CRONE deuxième et troisième génération pour les systèmes SISO	94
3.2.1.	Blocage de phase idéal de Bode.....	94
3.2.2.	Principe de la commande CRONE deuxième génération	95
3.2.3.	Principe de la commande CRONE troisième génération.....	98
3.2.3.1.	Gabarit généralisé.....	98
3.2.3.2.	Gabarit généralisé optimal	99
3.2.3.3.	Intégration du gabarit généralisé dans la fonction de transfert en boucle ouverte nominale	100
3.2.3.4.	Optimisation de la boucle ouverte.....	102
3.2.3.5.	Synthèse du régulateur rationnel	105
3.2.3.6.	Commande CRONE des systèmes à non minimum de phase avec retard, instables ou comportant des modes peu amortis	105
3.3.	Simplification de la mise en œuvre de la méthodologie CRONE	106
3.3.1.	Optimisation simultanée de la robustesse et des performances	106
3.3.1.1.	Minimisation de l'énergie de l'erreur	106
3.3.1.2.	Minimisation de la norme infinie de $SG(s)/s$	107
3.3.1.3.	Minimisation de la norme infinie de $S(s)/s$	107
3.3.2.	Simplification du choix du procédé nominal	107
3.4.	Exemple de commande CRONE d'un système SISO	108
4.	Principe de la commande CRONE MIMO	113
4.1.	Introduction	113
4.2.	Analyse des systèmes multivariables	114
4.2.1.	Analyse RGA	114
4.2.2.	Analyse BRG	115
4.3.	Commande CRONE Multi-SISO	115
4.4.	Commande CRONE MIMO	117
4.4.1.	De la commande CRONE SISO à la commande CRONE MIMO	117
4.4.2.	Détermination du régulateur MIMO	119
4.4.3.	Procédé MIMO nominal	119
4.4.4.	Approximation du retard du procédé nominal	120

4.4.5.	Stabilité interne du système en boucle fermée.....	120
4.4.5.1.	Stabilisation de la matrice de la fonction de transfert $SG(s)$	121
4.4.5.2.	Stabilisation de la matrice de la fonction de transfert $KS(s)$	122
4.4.6.	Spécifications en basse fréquence.....	122
4.4.7.	Spécification en haute fréquence	123
4.5.	Application à la maquette D2T.....	124
4.5.1.	Objectifs.....	125
4.5.2.	Procédé nominal.....	125
4.5.3.	Paramètres de la matrice de transfert en boucle ouverte $\beta_0(s)$	127
4.5.3.1.	Boucle de régime $\beta_{011}(s)$	127
4.5.3.2.	Boucle de couple $\beta_{022}(s)$	128
4.5.4.	Optimisation de la matrice de transfert en boucle ouverte $\beta_0(s)$	128
4.5.5.	Performances fréquentielles en boucle fermée	129
4.5.6.	Obtention du régulateur CRONE MIMO.....	131
4.5.7.	Intégration d'un système anti-windup	132
4.5.8.	Performances temporelles	133
4.5.8.1.	Réponse temporelle en mode SP/TQ	133
4.5.8.2.	Réponse temporelle en mode TQ/SP	138
5.	Développement d'un outil logiciel pour une synthèse simplifiée de commande CRONE MIMO.....	143
5.1.	Objectif de l'outil logiciel développé.....	143
5.2.	Synthèse de régulateurs PID	145
5.3.	Synthèse de régulateurs CRONE SISO	146
5.4.	Synthèse de régulateurs CRONE MIMO (décentralisé ou pleinement multivariable) 146	
6.	Conclusion.....	147
IV.	Chapitre IV	149
1.	Introduction	150
2.	Application au banc d'essai HD couplé à un moteur essence EB2	152
1.1.	Etape 1: Identification	152
2.2.	Etape2 : Conception des réponses fréquentielles du système.....	155
2.3.	Synthèse du régulateur multivariable découplant.....	159
2.4.	Procédé nominal	159
2.5.	Paramètres de la matrice de transfert en boucle ouverte $\beta_0(s)$	160

2.6.	Optimisation de la fonction de transfert en boucle ouverte.....	161
2.7.	Performances fréquentielles en boucle fermée.....	162
2.8.	Obtention du régulateur CRONE MIMO	165
2.9.	Discrétisation du régulateur $K(s)$	167
3.	Validation de régulateur	167
3.1.	Performances temporelles en simulation.....	167
3.2.	Performances temporelles sur le banc d'essais	169
4.	Procédure de test de performance	170
4.1.	Performance en asservissement	171
5.	Conclusion.....	172

Introduction générale et organisation de la thèse

Le développement économique mondial a conduit une grande partie de la communauté internationale à augmenter de façon importante ses besoins énergétiques dès la seconde partie du 20^{ème} siècle. Les ressources fossiles devenant plus rares, cette augmentation devient critique au 21^{ème} siècle et suscite une réflexion générale.

Une part non négligeable de ces besoins énergétiques correspond à la consommation encore importante des hydrocarbures utilisés par nos véhicules. L'utilisation de ces carburants pollue l'air en émettant du CO₂ et affecte notamment la couche d'ozone. La majeure partie des études météorologiques modernes affirment que la quantité de CO₂ émise depuis les années 1980 est à l'origine du changement climatique le plus important de notre ère. Par ailleurs la combustion des énergies fossiles dégage d'autres gaz polluants (oxyde d'azote sous plusieurs formes : NO, NO₂, ...) et des particules fines nocives pour l'être humain. Compte tenu du nombre élevé de véhicules qui y circulent, les grandes villes sont les plus touchées par cette pollution et de nombreux dispositifs sont mis en place afin d'inciter les populations à adopter des comportements plus écologiques et promouvoir des modes de déplacement écologiques (transport en commun, covoiturage, véhicule hybride et/ou électrique). Dans un nombre croissant d'agglomérations, l'accès au centre-ville est même maintenant limité par l'instauration de péages ou d'autorisations de circulations alternées.

La nécessité de réduire les émissions polluantes se fait donc toujours plus pressante et conduit à durcir les contraintes imposées à l'industrie et aux moyens de transport. En Europe, depuis les années 1990, les normes de pollutions imposées aux constructeurs automobiles sont de plus en plus strictes. Consommation de carburants fossiles et pollution étant intimement liées, les constructeurs automobiles se voient donc dans l'obligation d'optimiser simultanément le rendement et la pollution des moteurs à combustion interne dont ils équipent les véhicules. Dans un moteur thermique, les émissions de polluants les plus importantes interviennent généralement lors des événements de conduite entraînant une augmentation de la demande de couple (accélération, changement de rapport...). L'amélioration de la gestion de ces variations de fonctionnement est obtenue par l'optimisation de la commande des actionneurs du véhicule (papillons des gaz, vanne de recirculation des gaz brûlés, quantité de carburant injecté ...). Cette optimisation entre dans le processus devant produire un contrôleur-moteur dont l'objectif principal est d'optimiser le rendement du véhicule complet (véhicule conventionnel et/ou hybride). Ce processus réclame un investissement important en temps (calibration moteur, calibration de nouvelles lois de commande), en moyens humains (mise en place d'un nouveau groupe-motopropulseur, d'un nouveau mode de combustion) et l'utilisation d'équipements lourds afin de tester et valider de nouvelles lois de commande.

Le dimensionnement du système de propulsion d'un véhicule intervenant dès les premières étapes de la conception du véhicule, il est important de pouvoir prédire les conséquences des choix de conception en termes de consommation de carburant et d'émissions des polluants. Cette anticipation permet ainsi de minimiser le temps passé lors des étapes finales de calibration du moteur et d'homologation du véhicule complet. Cette étape d'homologation

d'un véhicule est effectuée à travers des essais normalisés, le véhicule étant placé sur un banc d'essais dit "banc à rouleaux" permettant de simuler le déplacement du véhicule dans une zone urbaine, extra-urbaine ou autoroute. Le conducteur du véhicule suit un cycle propre au lieu de vente du véhicule : Europe NEDC (New European Driving Cycle), Japon 10-15 mode, Etats Unis FTP-75 (Federal Test Procedure). Le nouveau standard WLTP (World Wide Light vehicles Test Procedure) vise à remplacer tous les standards locaux à l'échelle mondiale. Il a pour objectif d'assurer une meilleure représentativité des conditions d'usage réel des véhicules lors de leur homologation. Il est alors possible de mesurer la consommation du véhicule et ses taux d'émissions polluantes (CO₂, NOx, particules, ...) en conditions à la fois répétables et relativement réalistes. Lors de cette étape finale, quand les taux ne respectent pas les limites imposées par la législation, la totalité du développement moteur est remise en question. Outre le problème du coût lié à la location du banc d'essais, cette reprise de parties parfois lointaines du cycle de développement du véhicule engendre des pertes de temps (retard vis-à-vis de la concurrence) et bien évidemment des pertes financières qui peuvent être importantes. D'autre part, ce principe de développement rend plus difficile l'optimisation du contrôle-moteur en lui-même, d'autant plus délicate, puisqu'en plus de devoir réduire l'émission de polluants, le contrôle moteur doit également assurer des performances de traction satisfaisantes ainsi qu'un bon agrément de conduite.

Afin de limiter ces problèmes, il est pertinent de pouvoir simuler assez fidèlement le comportement d'un véhicule complet (changement de rapport de vitesse, phases d'accélération moteur, etc.) dès les premières phases de développement du contrôle-moteur afin de pouvoir évaluer l'ensemble des performances moteur et ses niveaux d'émissions de polluants. En amont du banc à rouleaux, le contrôle-moteur est donc développé et évalué sur un banc d'essais moteur, le moteur étant associé via une transmission à une machine de charge (commandée par le contrôle du banc d'essais moteur) simulant son environnement. Traditionnellement, cette machine de charge était de type frein à courant de Foucault dont la commande imposait un couple résistant relativement constant au moteur testé. Ce frein à courant de Foucault est maintenant remplacé par une machine électrique qui a l'avantage d'être plus dynamique et également de pouvoir fournir de l'énergie (pas uniquement en consommer). Lors de tels essais, chaque combinaison de vitesse de rotation du moteur (régime) et de couple fourni correspond à un point de fonctionnement moteur. Compte tenu des variations du comportement dynamique des moteurs thermiques suivant leur point de fonctionnement, il est fondamental de vérifier la capacité du contrôle-moteur à assurer les performances requises pour l'ensemble des points de fonctionnements du champ moteur. Dans le domaine de l'Automatique, cette propriété s'appelle robustesse. Si l'on souhaite caractériser le fonctionnement du contrôle-moteur en situation réaliste, il est également important que le banc d'essais moteur soit capable de passer rapidement et correctement d'un point de fonctionnement à un autre. Un contrôle de banc d'essais moteur performant permettra alors une meilleure optimisation du contrôle-moteur et donc une homologation beaucoup plus sereine. Les bancs d'essais moteurs capables d'assurer des changements rapides de points de fonctionnement sont dits bancs d'essais moteur haute dynamique.

Un banc d'essais moteur (ou "banc moteur") reçoit généralement des consignes de régime moteur et de couple moteur. Afin de lui faire reproduire un cycle-véhicule normalisé, le banc -moteur nécessite un modèle de la transmission et de la boîte de vitesse qui équiperont le véhicule, mais également un modèle de conducteur. La demande de couple conducteur et la vitesse du véhicule peuvent alors être traduites en des consignes de régime moteur et de couple moteur. La commande efficace d'un banc d'essais moteur haute dynamique doit permettre de suivre fidèlement et simultanément ces deux consignes. Les bancs d'essais moteur traditionnels présentent de fréquents problèmes lors du changement du moteur à tester. Leur système de commande est par ailleurs délicat à optimiser s'ils doivent répondre à des changements rapides des consignes de régime et de couple moteur. En effet, un changement de consigne de couple crée des perturbations au niveau du régime et vice-versa. Plus ce phénomène de couplage du système est fort, plus ces perturbations sont importantes, la dynamique du véhicule n'étant pas alors correctement simulée. Ce problème est d'autant plus gênant lors de changements simultanés des deux consignes. En résumé, un banc moteur haute dynamique devrait donc assurer un bon découplage du régime et du couple moteur, y compris pour des variations rapides et simultanées de leur consigne respective.

D2T est une société qui développe des bancs d'essais moteur et des équipements associés tel que machines électriques, freins à courant de Foucault, systèmes de contrôle de banc d'essais, systèmes de simulation, ... Dans le cadre du développement de son offre, le bureau d'étude mécanique et électronique rattaché au service produit a décidé de faire évoluer son système de régulation des bancs d'essais moteur haute dynamique afin notamment qu'ils puissent reproduire des phénomènes de roulage véhicule (accélération, décélération, changement de rapport...). La société D2T a alors pris contact avec le laboratoire PRISME (Université d'Orléans) reconnu pour son expertise en Automatique appliquée à l'industrie Automobile, ainsi qu'avec le laboratoire IMS (Université de Bordeaux, Bordeaux INP, CNRS) dont fait partie l'équipe CRONE qui développe une méthodologie de Commande Robuste utilisant la dérivation d'Ordre Non Entier (la commande CRONE). Cette méthodologie peut s'appliquer à un grand nombre de systèmes stables ou instables, à non-minimum de phase et/ou multivariables, c'est-à-dire présentant des phénomènes de couplage. Les laboratoires PRISME et IMS ayant déjà collaboré pour le développement de lois de contrôle-moteur robustes, une thèse a tout naturellement débuté dans le cadre d'une collaboration tripartite D2T/PRISME/IMS, une part du financement étant assuré par une convention CIFRE.

Le travail de cette thèse porte donc sur la commande robuste des bancs d'essais moteurs haute dynamique, l'objectif étant d'offrir aux clients de l'entreprise D2T la possibilité de simuler plus finement les sollicitations véhicule lors d'une simulation de cycle normalisé. Ce travail doit également permettre d'augmenter le degré de liberté des techniciens de banc en leur offrant la possibilité de changer le moteur de la cellule d'essai sans avoir à changer les réglages du contrôle du banc moteur. Ceci sera obtenu grâce à la synthèse de lois de commandes robustes aux variations de comportement de moteur et capables d'assurer un niveau de performance satisfaisant en termes de suivi de consignes de couple et de régime moteur. Par ailleurs, les solutions présentées dans ce travail ont toujours été guidées par

l'objectif de rapidité et de simplicité de mise au point du banc d'essais pour sa phase d'exploitation.

Ce document de thèse s'articule en quatre chapitres.

Le chapitre I présente les différents types de bancs moteur et leurs intérêts pour la simulation de véhicules. Il explique la problématique du contrôle des bancs moteur et l'avantage de l'utilisation des machines de charge électriques pour la simulation des cycles normalisés. La dernière partie de ce chapitre présente quelques stratégies de contrôle de bancs moteur proposées dans la littérature.

Le chapitre II est consacré à la modélisation du banc d'essais et à l'identification fréquentielle de sa dynamique. Cette méthodologie est basée sur le calcul du rapport d'énergie entre les sorties et les entrées du système. Étant donné que le signal d'excitation multisinus est une superposition de plusieurs signaux sinusoïdaux, cela permet de solliciter simultanément plusieurs fréquences lors d'un même essai. Une identification paramétrique de modèles prédéfinis vient compléter cette méthodologie afin de produire des données pleinement exploitables pour la synthèse de lois de commande. Des résultats d'identification présentés à la fin de ce chapitre confirment la pertinence de la méthodologie proposée. Une maquette de banc moteur est tout d'abord considérée, puis un banc instrumenté pour tester les performances d'un moteur Diesel.

Le chapitre III traite de la commande CRONE (Commande Robuste d'Ordre Non Entier) et de son application aux systèmes dynamiques multivariables. Plusieurs approches de la méthodologie CRONE permettent de proposer et de comparer des régulateurs monovariabiles robustes, multivariables robustes pleins ou décentralisés. Bien évidemment, si la synthèse de régulateurs décentralisés est la plus simple à mettre en œuvre, la méthodologie multivariable conduit à des régulateurs contrant pleinement les phénomènes de couplage et donnent souvent des résultats plus intéressants (performance). Une évolution de la méthodologie de synthèse CRONE ainsi qu'un outil logiciel sont présentés afin d'en simplifier la mise en œuvre.

Le chapitre IV donne une vision globale sur le projet et sa décomposition en sous projet afin de simplifier le processus de développement. Il présente les différents outils logiciels développés pour donner une idée simplifiée sur la procédure d'intégration des modèles, générés par la toolbox CRONE, au produit DRIVEBOX. Finalement un exemple d'application de la commande CRONE au contrôle d'un banc moteur haute dynamique avec un moteur essence est présenté.

Bibliographie de l'auteur

- [Lamara *et al.*, 2012] 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, ECOSM 2012: 2012 IFAC Workshop on Engine and Power Control, Simulation and Modeling (2012).
- [Lamara *et al.*, 2013] 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 (2013).
- [Lamara *et al.*, 2014a] 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).
- [Lamara *et al.*, 2014b] A. Lamara, P. Lanusse, A. Charlet, D. Nelson Gruel, G. Colin, A. Lesobre, A. Oustaloup, Y. Chamaillard, High Dynamic Dynamometer Identification and Control, 19th World Congress of International Federation of Automatic Control (2014).
- [Lamara *et al.*, 2014c] A. Lamara, P. Lanusse, D. Nelson Gruel, Y. Chamaillard, A. Lesobre, A. Oustaloup, Additional optimization parameter for a simplified design of third generation CRONE controllers, 10th IEEE/ASME International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications (2014).
- [Lamara *et al.*, 2015] A. Lamara, G. Colin, P. Lanusse, Y. Chamaillard, A. Charlet, A Fractional Robust Decentralized non-square Control for the Air path of a Diesel Engine. Article accepté en cours d'édition dans la revue Fractional Calculus and Applied Analysis.

I. Chapitre I

Problématique des bancs d'essais

I.	Chapitre 1	23
	1. Introduction	24
	2. Banc d'essais	25
	2.1. Bancs d'essais stationnaires.....	27
	2.2. Bancs d'essais dynamiques	27
	3. Bancs d'essais dynamique pour la simulation de roulage véhicule	28
	3.1. Présentation de la société D2T	28
	3.1.1. Partie électrique.....	30
	3.1.2. Partie mécanique	31
	3.1.3. Partie informatique.....	32
	3.1.4. Autre composant associés au banc d'essais.....	33
	3.1.4.1. Potelet de mesure	34
	3.1.4.2. OSIRIS	34
	3.2. Modes de fonctionnement d'une machine D2T	34
	4. Essais normalisés.....	35
	4.1.1. Cycle de conduite Européen NEDC.....	35
	4.1.2. Cycle de conduite Américain FTP-75.....	36
	4.1.3. Procédure d'essai harmonisée mondiale WLTC.....	37
	4.1.4. Cycle normalisé pour les engins de chantier.....	37
	5. Problématique des bancs d'essais haute dynamique	37
	5.1. Description du système.....	39
	5.2. Etat de l'art	40
	6. Conclusion.....	45

1. Introduction

A l'issue des premières étapes de conception d'un moteur thermique, une série d'essais de développement est établie afin de valider les solutions techniques proposées et développées en matière de conception, thermodynamique, résistance des matériaux et d'endurance. La procédure d'essais à mettre en place dépendant du but à atteindre, plus celui-ci est élevé, plus la procédure est lourde et donc plus le coût de l'essai devient important.

En fin de phase de développement, une série d'essais est définie pour vérifier que le véhicule répond bien aux normes de pollutions et aux spécifications en termes de consommation et de puissance.

Différents types d'essais de mise au point sont nécessaires pour trouver le réglage optimal du moteur thermique permettant de répondre à toutes les spécifications. La réalisation de ces essais et le nombre de spécification devenant de plus en plus importants les constructeurs et équipementiers ont besoin de cellules d'essais complexes et onéreuses. Le coût élevé des essais oblige à définir de nouvelles stratégies d'optimisation et d'automatisation des essais, le but étant de minimiser le nombre d'heures passées sur banc d'essais.

L'automatisation d'un moyen d'essais oblige l'installation d'un système informatique performant permettant à la fois de procéder à des acquisitions, d'enregistrer et communiquer des mesures, d'assurer la tâche de contrôle-commande du banc et finalement de gérer la sécurité des opérateurs et du moyen d'essais.

En phase de développement, l'opérateur est chargé de valider le comportement des différents organes, les performances du moteur et fait une première mise au point du moteur (création de l'ensemble des cartographies moteur). Les essais effectués durant cette phase sont de trois types.

- Essai "pleine charge" : Ce type d'essai consiste à rechercher le couple maximum fourni par un moteur pour toute sa plage de régime. Cet essai permet la détermination de la courbe de couple maximum réel qui caractérise la puissance moteur et donc permet la validation de l'étape de conception du moteur. Généralement les valeurs de couple maximum sont inférieures aux valeurs de couple théorique définies lors de l'étape de conception. Ces limitations peuvent être liées au régime, à la pression maximale de combustion, à la température des pièces chaudes, à la température d'échappement, à la température dans les cylindres et au niveau d'émission de polluants.
- Essai de "calibration" : Cet essai consiste à balayer l'ensemble du champ moteur (Régime/Couple) et à rechercher les quantités de comburant et de carburant à injecter en chaque point de fonctionnement afin d'assurer les spécifications de performance. Cet essai appartient à la famille des essais statiques car le moteur est maintenu sur un point de fonctionnement pendant son réglage.
- Essai "transitoire" : L'essai transitoire consiste à enregistrer l'évolution de la courbe d'accélération du moteur, d'un point de fonctionnement à un autre. La trajectoire de passage entre les points de fonctionnement peut être générée en se basant sur des lois simulant un fonctionnement réel sur la route. Ce type d'essai nécessite des machines

réversibles capables d'entraîner ou de freiner le moteur à tester, ceci pour simuler l'accélération et la décélération du véhicule complet (groupe moto-propulseur – GMP –, carrosserie, conducteur). L'essai transitoire permet d'évaluer les performances du moteur en terme de reprise et de ressenti (du) conducteur.

A la fin de la phase de développement, une autre série d'essais est définie. Cette phase est la phase de validation du véhicule complet et permet de vérifier que le moteur et le véhicule associé répondent aux spécifications fixées par les normes légales. Ces normes définissent les procédures, les conditions dans lesquelles les essais doivent être effectués ainsi que les valeurs maximales relatives à toutes les spécifications. Les moteurs peuvent être comparés entre eux et à des véhicules de référence en matière de performances (consommation, pollution, ...). Cette phase peut être séparée en trois étapes.

- La "certification" : C'est l'étape préalable à la mise en service du moteur. Souvent liée à des problématiques de sécurité et de réglementation, cette étape nécessite un certain nombre de mois pour l'organisme certificateur afin de s'assurer que le moteur en question est conforme, de la conception à la démonstration, aux différentes exigences des normes en vigueur dans le pays ou la zone géographique.
- L' "homologation" : L'homologation est généralement demandée par le constructeur et va garantir au consommateur que le produit acheté correspond à ce qu'il est en droit d'en attendre. La différence entre la certification et l'homologation se fait au niveau des mesures réalisées. Dans le cas de l'homologation, les mesures, doivent être effectuées avec des appareils de mesures dont le calibrage régulier fait référence à un étalon, et sont définies par une norme. La définition de la norme peut être différente d'un pays à l'autre.
- Les "essais normalisés" : Pour effectuer ces essais, des cycles de conduite normalisés sont établis et constitués généralement de portion simulant un roulage en zones urbaine et extra-urbaine. Pour les véhicules légers, le cycle de conduite est généralement réalisé sur un banc à rouleaux via une série de points de vitesse véhicule à suivre en fonction du temps. Pour les véhicules de type poids lourd, le cycle normalisé est réalisé sur un banc d'essais moteur via une série de points de régime et de couple à suivre en fonction du temps. Un ensemble de grandeurs sont mesurées et cumulées. L'objectif de ces essais est de valider la conformité du véhicule aux exigences gouvernementale en termes de niveaux de polluant ou de consommation.

2. Banc d'essais

Les essais définis précédemment ou utile durant les phases de certification et/ou d'homologation ont pour objectif de reproduire, simuler et valider le comportement réel d'un véhicule, ou d'un sous-système de véhicule (moteur, direction assistée, alternateur, pompe à dépression du circuit de freinage, climatisation, suspension, ...). Ceci est réalisé dans une salle d'essais moteur ou cellule d'essais.

Une cellule d'essais peut être définie comme un ensemble de matériels permettant de développer ou de tester les performances d'un système (moteur thermique ou électrique, véhicule ou organe). Les éléments principaux dans une cellule d'essais sont le système à

tester, la machine de charge et les instruments de mesure et de sécurité. L'ensemble de ces éléments est installé dans une salle équipée d'un système d'aération permettant le renouvellement de l'air et l'évacuation de l'air chaud de la cellule. Dans le cas particulier où le système à tester est un moteur thermique ou électrique la machine de charge est nécessaire pour dissiper l'énergie délivrée par le moteur à tester. Généralement, une salle de contrôle se situe en face de la cellule d'essais, afin de pouvoir surveiller le comportement général du banc d'essai et le déroulement de l'essai en cours. Un système de contrôle est nécessaire pour piloter le banc d'essais. Un système d'alarme est obligatoire pour avertir l'utilisateur du banc en cas de problème, d'incendie ou d'émission de gaz toxiques. La figure I-1 représente un schéma simplifié d'un banc d'essai.

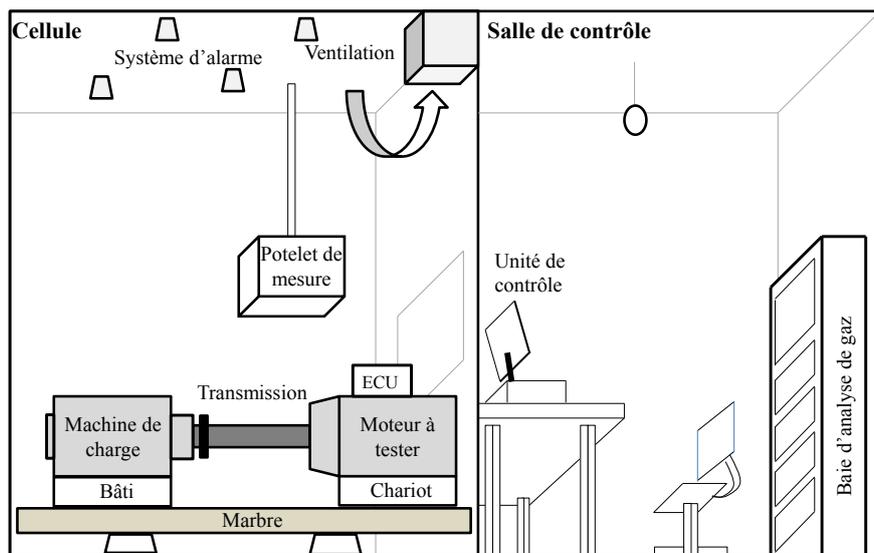


Figure I-1 : Schéma synoptique simplifié d'un banc essais moteur

Le chariot moteur est un support de préparation permettant d'augmenter la productivité du banc d'essais. Le moteur est en effet instrumenté à l'avance sur son chariot afin d'être prêt à remplacer un moteur en cours d'essai. Le marbre est une pièce métallique fixée au sol qui permet de maintenir le moteur à tester. Ce marbre est un système d'isolation des vibrations du moteur, il peut aussi permettre de reproduire le comportement d'un moteur suspendu sur le châssis d'un véhicule.

Les machines de charge sont utilisées pour récupérer l'énergie diffusée par le moteur sous test, elles sont de deux types.

Les "machines non réversibles" sont généralement des freins à courant de Foucault ou des freins hydrauliques.

Les "machines réversibles" sont des machines synchrones, asynchrones, tandem ou à courant continu. Malgré le coût élevé des machines réversibles, elles remplacent progressivement les freins à courant de Foucault ou hydrauliques afin de pouvoir simuler des charges dynamiques, notamment les phases d'accélération et de freinage moteur. Le développement électronique des transistors de puissance a simplifié l'utilisation et

l'exploitation des performances des machines synchrones ou asynchrones. Leur utilisation dans le domaine automobile est devenue dominante.

Dans un véhicule, en phase d'accélération, le moteur est sollicité pour délivrer la puissance nécessaire à ce que le véhicule atteigne la vitesse demandée par le conducteur. En phase de freinage ou d'entraînement moteur, l'inertie du véhicule en mouvement entraîne les organes et le moteur thermique. Ces deux phases contribuent à la définition des deux grandes catégories de bancs d'essais, les bancs stationnaires et les bancs dynamiques c'est-à-dire capable de reproduire des transitoires avec ou sans génération d'énergie.

2.1. Bancs d'essais stationnaires

Un banc stationnaire est un banc d'essais dans lequel le moteur à tester est lié par une transmission à un frein hydraulique ou à un frein à courant de Foucault. Le principe de fonctionnement est basé sur la fonction de freinage. Le frein applique un couple résistant pour maintenir le régime moteur constant alors que le moteur sous test délivre un couple en fonction du régime moteur et de la position pédale. Si les bancs stationnaires simulent bien des phases d'accélération véhicule, l'utilisation d'un frein ne permet pas d'assurer la phase d'entraînement du moteur sous test (véhicule en descente ou rétrogradation de vitesse). Les essais réalisables sur un banc stationnaire sont :

- essais d'endurance/fiabilité :
 - o cycles d'endurance,
 - o chocs thermiques,
 - o mise au point et réalisation de cycles d'encrassement.

- essais de caractérisation de l'architecture moteur :
 - o mesure de pertes par frottement en entraîné (cylindre par cylindre avec ou sans combustion),
 - o caractérisation de fonction (circuit de lubrification, déshuilage, filtres à particules, SCR, distribution, turbo, ...),
 - o caractérisation vibratoire du GMP en essai,
 - o mesure de vitesses instantanées et caractérisation d'acyclisme,
 - o bilan thermique.

- essais de calibration des fonctions du contrôle moteur.

L'équipement d'un banc stationnaire simple coûte entre 200k€ et 300k€ auquel il est nécessaire d'ajouter le coût d'installation compris entre 20% et 30% du coût du banc. La mise en service du banc nécessite 3 à 4 semaines (installation, câblage, programmation).

2.2. Bancs d'essais dynamiques

Contrairement aux bancs stationnaires, un banc dynamique permet de tester le comportement du moteur à la fois lors des phases d'accélération et de freinage véhicule. Dans un banc d'essais dynamique, le moteur peut être lié à :

- une machine à aimant permanent,
- un frein accouplé à une machine synchrone (machine tandem),
- une machine asynchrone réversible.

Les essais réalisables sur un banc dynamique, en plus de ceux réalisable sur un banc d'essais stationnaire, sont :

- essais d'endurance/fiabilité
 - o simulation de roulage sur cycle défini par le client à partir des données véhicule et du cycle routier (vitesse et rapport engagé en fonction du temps),
 - o test de composants sensibles en transitoire (circuit d'alimentation en air et carburant, filtres à particules – FAP – , ...),
 - o caractérisation de fonctions en dynamique (temps de réponse et pompage turbo, circuit de lubrification en fort transitoire).
- essais de calibration des fonctions du contrôle moteur en dynamique :
 - o mise au point de stratégies au levé de pied (recalage injecteur, maintien du régime turbo),
 - o simulation de cycles normalisés (WLTC, NEDC, FTP-75, 10-15 modes, ...),
 - o simulation de composants périphériques au moteur (boîte de vitesse, ...),
 - o simulation de fonctionnement du véhicule en mode hybride.

L'équipement d'un banc dynamique simple coute entre 400k€ et 500k€, le cout d'installation étant proche de celui d'un banc stationnaire. La différence de prix est évidemment liée au coût de la machine électrique et à son système de commande (drive), plus complexe et plus onéreux qu'un simple frein.

3. Bancs d'essais dynamique pour la simulation de roulage véhicule

Étant donné que l'homologation du véhicule est fortement liée aux performances du contrôle moteur, et que le contrôle moteur ne peut être validé que lorsque le prototype du véhicule est disponible, le processus de validation est une étape critique, un échec dans cette phase de validation oblige à reprendre une grande partie du processus de développement du contrôle moteur.

La réduction du temps passé sur un banc d'essais est un facteur important pour augmenter le taux de production et réduire les coûts. Un des moyens pour réduire considérablement ce temps, consiste à homologuer le véhicule dès les premières étapes de validation. Les constructeurs et équipementiers automobiles cherchent donc à reproduire les dynamiques et le comportement d'un véhicule complet sur un banc d'essais moteur et ainsi intégrer la phase de pré-validation du contrôle moteur et du véhicule associé dans les premières étapes de développement.

3.1. Présentation de la société D2T

D2T est une société d'études et d'essais de groupes motopropulseurs (GMP), elle a été créée en 1989 par Daniel Drecq et Olivier Vandermaesen sous le nom de MACAO (Mesure

ACoustiques Assistée par Ordinateur). La structure D2T (Daniel Drecq Technologie) est apparue après regroupement de plusieurs sociétés (MACAO, SAE, SAEM et BSF) en 1995. Un an plus tard les activités de l'entreprise sont regroupées sur le site de Trappes avec 45 collaborateurs. Cette structure est agrandie après la création des filiales D2T America et D2T Allemagne en 1999 et l'ouverture en 2004 de deux bureaux en Chine et en Corée. D2T est alors devenue une filiale du groupe IFP Énergie Nouvelle en 2006. En 2015, D2T est passée sous le contrôle du groupe allemand FEV. D2T est le leader Français d'équipement de bancs d'essais et d'essais moteur. Son chiffre d'affaire actuel est de 40M€ avec 400 employés environ, dont 250 pour l'ingénierie GMP et 150 pour les moyens d'essais.

L'activité D2T a commencée par le développement d'outils logiciels et d'équipements de bancs d'essais pour développer ses centres de R&D moteurs thermiques. Aujourd'hui cette activité s'est étendue vers les essais moteurs et GMP et la fourniture d'équipements et systèmes de bancs d'essais.

Pour répondre aux demandes de ses clients, D2T est divisée en 4 Business Unit.

PRD (Produit), Equipement et systèmes d'essai : Les équipements et système de bancs d'essais proposés par D2T sont développés et testés sur ses propres bancs d'essais et mis au point en partenariat avec de grands constructeurs automobile (PSA, Renault, ...) et équipementiers. Ce département étudie et conçoit :

- des freins à courant de Foucault,
- des machines de charge à base de moteurs synchrones et asynchrones,
- des systèmes d'analyse de combustion,
- des systèmes d'acquisition,
- des unités de contrôle de bancs d'essais,
- des packages de simulation véhicule.

IGA, Ingénierie du GMP Adapté : ses activités sont basées sur le développement moteur et GMP dans les domaines :

- de l'étude des phénomènes physiques et de la combustion,
- des essais et de la mise au point.

IME, Ingénierie de Moyens d'essais : Cette unité étudie, réalise et assure la maintenance de bancs d'essais (cellules d'essais, bancs à rouleaux, souffleries, ...). Elle intervient comme intégrateur pour des projets tels que des chambres climatiques, des bancs à rouleaux, des bancs d'organes, des rénovations de bancs d'essais, des bancs de production, des bancs de Recherche et Développement moteur.

AST, Assistance technique: D2T assure une assistance technique sur site client, en lui offrant des solutions innovantes dans plusieurs activités :

- calibration Turn-key véhicule, GMP ou moteur,
- gestion et opération d'un centre d'essai,

- gestion de projet d'étude mécanique,
- gestion d'atelier et maquettage

Un banc d'essai dynamique de la société D2T est un système constitué de 3 parties principales. Une partie électrique composée d'une électronique de puissance permettant de commander la machine électrique. Une partie mécanique composée de la machine électrique, du moteur à tester et de la transmission. Une partie informatique (MORPHEE) assurant la communication entre les différents appareils et permettant l'exécution de différents essais.

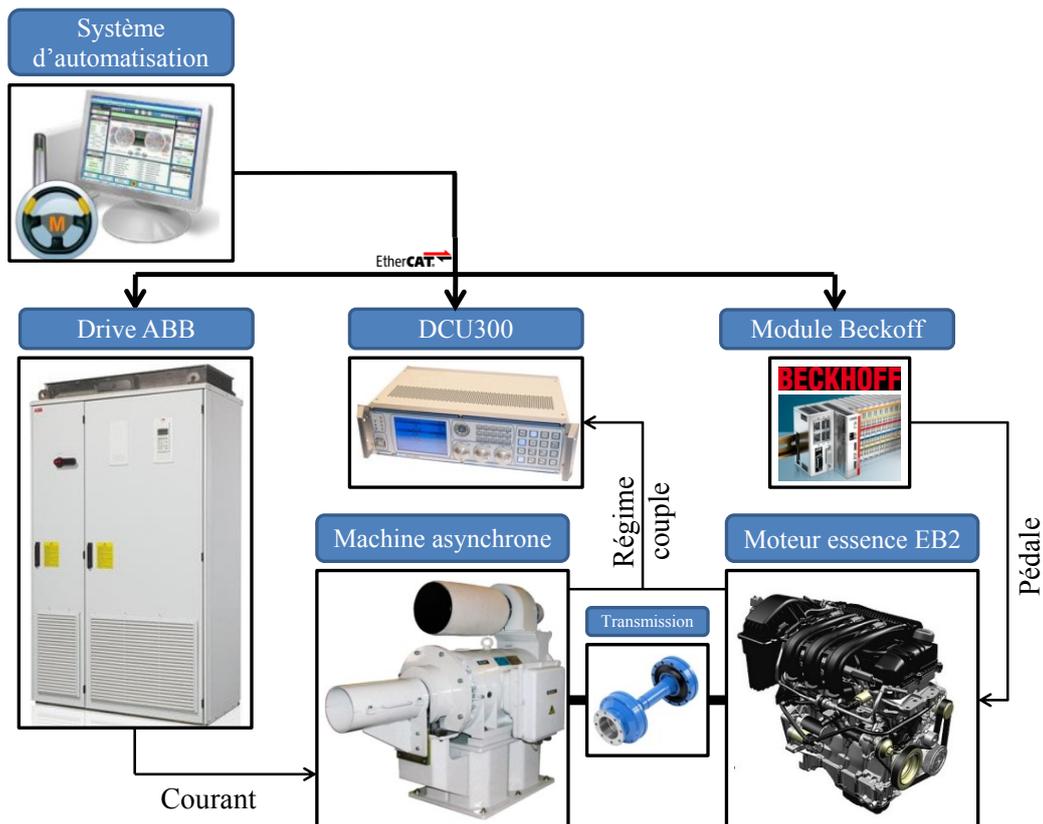


Figure I-2 : Schéma synoptique de la configuration du banc d'essais du laboratoire PRISME

Le schéma synoptique de la figure I-2 montre la connexion entre les différents éléments constituant le banc d'essais HD installé au laboratoire PRISME.

3.1.1. Partie électrique

Le drive ABB est l'étage de puissance assurant le pilotage de la machine de charge. Il est sélectionné en fonction de la puissance de la machine électrique à commander, de l'alimentation (triphase, monophasé, ...) et du nombre de pôles de la machine de charge.



Figure I-3 : Drive ABB ACS800

Le drive ABB fonctionne selon les modes suivant.

- « **Mode couple** » : le drive reçoit une consigne de couple en pourcent et garantit le couple nécessaire à la sortie de la machine de charge. Ce mode de régulation est basé sur la méthode DTC (Direct Torque Control). Un modèle adaptatif est intégré au drive ABB afin d'estimer le couple à la sortie de la machine de charge en fonction du courant demandé et de la tension appliquée aux bornes de la machine.

- « **Mode régime** » : le drive reçoit une consigne de vitesse en pourcent. Dans ce mode de fonctionnement, le drive ABB utilise un capteur de régime, généralement un capteur incrémental, afin de réguler le régime autour de la consigne de régime demandée.

3.1.2. Partie mécanique

La partie mécanique est composée de l'ensemble machine électrique, moteur thermique et transmission.

La machine électrique est une machine asynchrone de la marque SCHORCH d'une puissance maximale de 250 KW avec un régime maximal pouvant aller jusqu'à 10000 tr/min et un couple maximal pouvant aller jusqu'à 250 N.m. Pour assurer la sécurité du banc d'essais et préserver le moteur à tester, le régime maximum, pouvant être atteint par la machine de charge, est limité au régime maximum du moteur à tester. La machine de charge peut fonctionner en génératrice ou en frein ce qui offre la possibilité de simuler le fonctionnement d'un véhicule à motorisation hybride. D2T fournit aussi des freins à courant de Foucault, qui sont généralement utilisés pour réaliser des essais en régime stabilisé [Lesobre, 2001].



Figure I-4 : Exemple de machine de charge MDA250

Le moteur sous test peut être un moteur thermique essence ou Diesel, voire hybride. La machine de charge installée au laboratoire PRISME a une puissance de 250kW et un régime maximum de 10000tr/min. Sur ce banc, nous avons pu tester un moteur essence EB2 et un moteur Diesel DV6 ayant un régime maximal de 4500 tr/min et respectivement un couple maximal de 115 N.m et 225N.m.



Figure I-5 : Moteur essence EB2

3.1.3. Partie informatique

La partie informatique est composée de deux ordinateurs temps réel industriels permettant d'assurer l'exécution des modèles de contrôle du banc d'essais et l'acquisition des mesures en temps réel.



Figure I-6 : Unité de contrôle DCU3000

La DCU3000 est l'unité numérique de régulation dédiée au pilotage de l'ensemble machine de charge et moteur thermique. Elle gère en toute sécurité et avec précision les différents modes de régulation du banc d'essais. Elle est utilisée pour acquérir en temps réel les mesures de couple et de régime non filtrées à une fréquence de 1kHz.

Le superviseur temps réel communique avec les différents éléments présents dans le banc d'essais via des liaisons Ethernet et Ethercat.

MORPHEE est un outil logiciel capable de simuler en temps réel des modèles de véhicule et/ou conducteur (SIL : Software In the Loop). Il gère également les enregistrements des données au cours d'un essai. L'utilisateur peut donc définir les plans de mesure à enregistrer, le format de fichier, la durée et la fréquence d'enregistrement. Il est possible de programmer et d'exécuter des essais en mode automatique. L'utilisateur doit définir le profil de l'essai sous forme de consigne de régime et/ou de couple et les modes de régulations du banc d'essais.

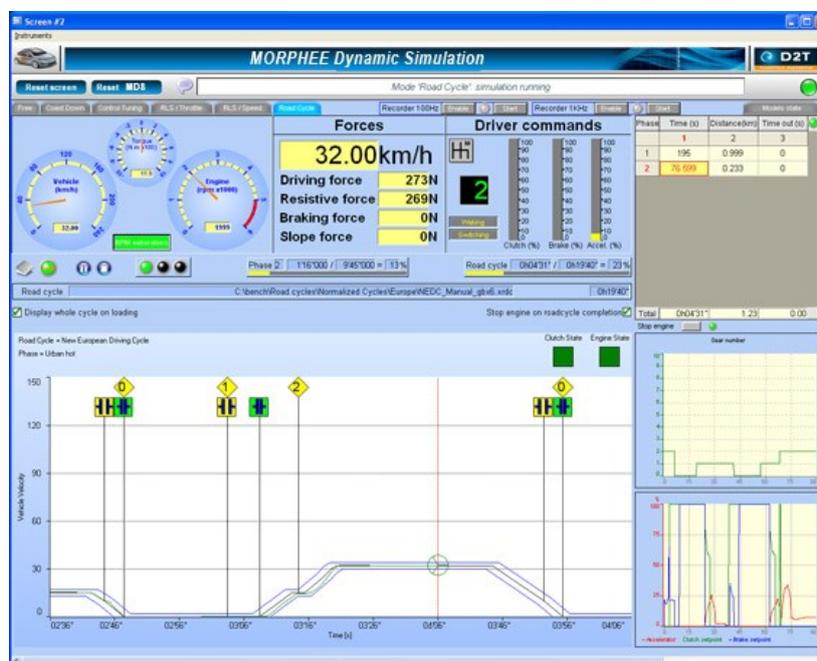


Figure I-7 : Exemple d'interface du superviseur MORPHEE

3.1.4. Autre composant associés au banc d'essais

La configuration d'un banc d'essais comporte d'autres appareils principalement utilisés pour l'acquisition des données.

3.1.4.1. Potelet de mesure

Le potelet de mesure regroupe les mesures de température, de pression et autre (vitesse turbo-compresseur, hygrométrie, ...), et les transmet en format numérique au PC MORPHEE. Ce PC permet de les présenter grâce à une interface conviviale et permet de les enregistrer pour un usage ultérieur.

3.1.4.2. OSIRIS

OSIRIS est un système d'acquisition rapide ayant la capacité d'acquérir 32 voies de mesure à une fréquence de 500kHz. Ce système permet d'acquérir la pression cylindre et l'angle du vilebrequin afin d'étudier les phénomènes de combustion. A partir de ces deux grandeurs, les lois de la thermodynamique permettent d'estimer le dégagement de chaleur, la puissance et le travail indiqué par le moteur. Il est aussi possible d'utiliser ce système pour la détection des phénomènes de cliquetis (combustion non contrôlée) sur les moteurs essences.



Figure I-8 : Système d'acquisition rapide OSIRIS

3.2. Modes de fonctionnement d'une machine D2T

Ils existent plusieurs possibilités pour maintenir l'ensemble **machine/moteur** autour d'un point de fonctionnement. Ces possibilités sont classées en modes de régulation.

Dans le mode **régime/couple**, le régime est régulé par la machine de charge, et le couple moteur est régulé par le moteur à tester. Nous le noterons SP/TQ.

Pour le mode **couple/régime**, le couple moteur est régulé par la machine de charge, le régime est régulé par le moteur à tester. Nous le noterons TQ/SP. Ce mode de régulation est moins maîtrisé par les constructeurs automobiles, la dynamique de la machine de charge étant très différente de celle du moteur thermique. La puissance de machine de charge étant souvent supérieure à la puissance du moteur thermique, il est alors très fréquent qu'un saut important de consigne de couple engendre un calage moteur.

Les moteurs des véhicules (légers ou de poids lourds) sont généralement pilotés en puissance, c'est-à-dire qu'à un régime donné il est demandé au moteur de fournir le couple nécessaire à l'obtention de la puissance demandée. Afin de vérifier l'évolution de ce couple en fonction de la position pédale, les essais de saut de pédale nécessitent de maintenir le régime constant par la machine de charge pendant l'excitation directe de la pédale du moteur à tester. Ce mode de fonctionnement est désigné **régime/pédale** et sera noté SP/Th.

Les moteurs d'engins de chantier (tracteur, pelleuse, grue, décapeuse, niveleuse, etc.) sont généralement pilotés en régime. Afin de vérifier l'évolution de régime en fonction de la position pédale, les sauts de pédales nécessitent de maintenir le couple constant par la machine de charge pendant l'excitation de la pédale du moteur à tester. Ce mode de fonctionnement est désigné **couple/pédale** et sera noté TQ/Th.

L'utilisateur pilote le banc d'essais depuis le système d'automatisation, il a la possibilité de programmer et d'effectuer des essais spécifiques. Grâce à une communication EtherCAT, le système d'automatisation transmet des consignes au boîtier DCU3000 qui assure la régulation du banc d'essais et la gestion de changement de mode. La communication entre le boîtier DCU, le drive ABB et le module Beckhoff est également réalisée par le bus de terrain EtherCAT. La machine de charge de ce banc peut fonctionner en génératrice ou en frein et offre donc la possibilité de simuler le fonctionnement d'un véhicule complet bien que l'on en possède que le moteur thermique ou la motorisation hybride. Bien que plus onéreux à l'achat, ce type de banc permettant de valider très tôt la conception du moteur, du véhicule, du contrôle moteur et du module de gestion de l'énergie grâce à des essais normalisés d'homologation, il permet malgré tout de réduire les coûts de conception globaux des constructeurs.

4. Essais normalisés

Ils existent deux types de cycle de conduite, les cycles modaux tel que le cycle Européen NEDC (New European Driving Cycle) et les cycles transitoires tel que le cycle américain FTP-75 (Federal Test Procedure). Les cycles modaux sont généralement une compilation d'accélération linéaires et de périodes à vitesse constante. Ceci n'est néanmoins pas une simulation réaliste du comportement d'un véhicule. Dans les cycles transitoires, le moteur est sollicité par des consignes plus dynamiques permettant de simuler un vrai comportement des conditions de conduite sur la route.

4.1.1. Cycle de conduite Européen NEDC

Le nouveau cycle européen de conduite NEDC présenté en figure I-9 est utilisé pour l'homologation des véhicules en Europe quant à leur émission de polluants. La première partie de ce cycle correspond à une utilisation urbaine et est constituée de la répétition du cycle UDC (Urban Driving Cycle). La deuxième partie est composée du cycle extra-urbain EUDC (Extra-Urbain Driving Cycle).

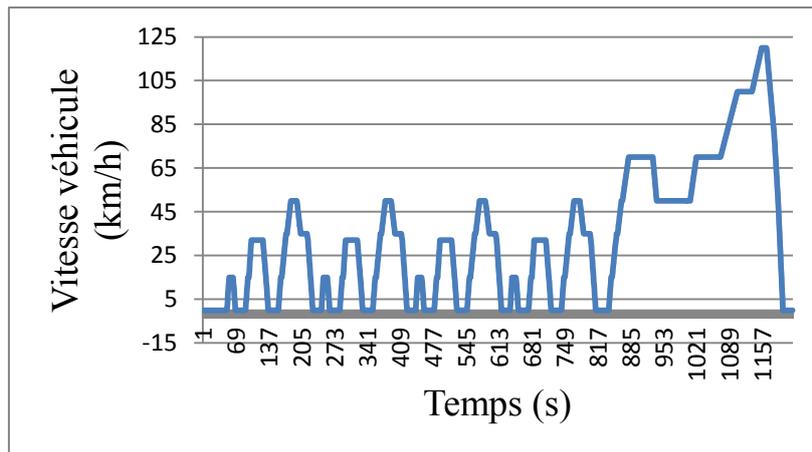


Figure I-9 : Cycle de conduite Européen NEDC.

4.1.2. Cycle de conduite Américain FTP-75

Le cycle de conduite américain FTP-75, créé par l'EPA (Environmental Protection Agency), représente un cycle urbain avec une grande partie de conduite en ville contenant des arrêts fréquents ainsi qu'une partie de conduite sur autoroute. Le moteur démarre à froid et entame un cycle extra-urbain durant 500 secondes (figure I-10). Il suit ensuite un cycle urbain puis est stoppé 10 minutes. A l'issue des 2 premiers cycles (figure I-11) et de l'arrêt, le cycle extra-urbain initial est de nouveau appliqué au moteur.

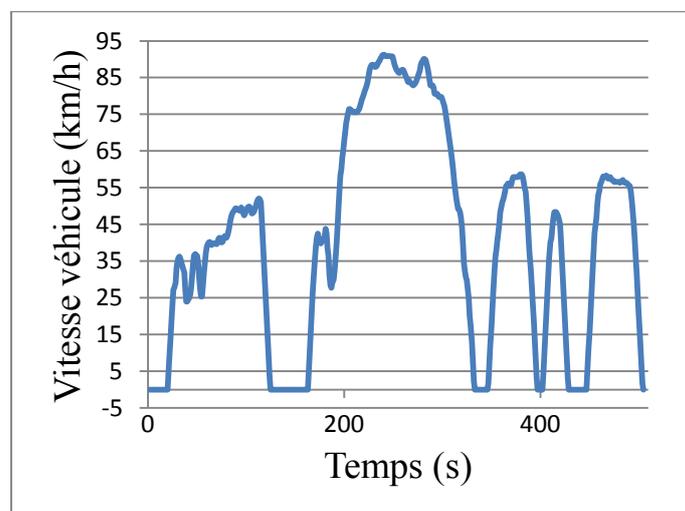


Figure I-10 : Cycle de conduite FTP-75, partie extra-urbaine

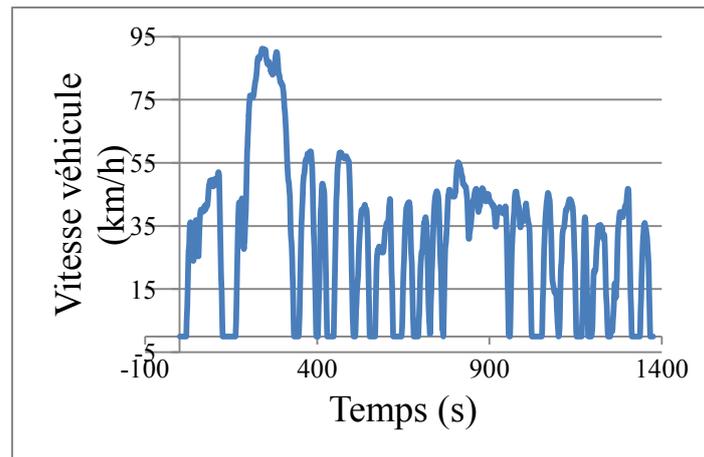


Figure I-11 : Cycle de conduite FTP-75, parties extra-urbaine et urbaine

4.1.3. Procédure d'essai harmonisée mondiale WLTC

Le cycle mondial WLTC (Worldwide Harmonized Light vehicle Test Cycle) a été développé par des experts européens, japonais et indiens afin de remplacer les cycles normalisés (NEDC, 10-15 mode, etc.) et ceci à une échelle mondiale. L'essai WLTC est réalisé sur un banc à rouleaux ; il permet d'évaluer l'émission de polluants, la consommation de carburant et l'autonomie de la batterie des véhicules utilitaires légers. Les véhicules sont classés en trois classes selon le rapport entre la puissance maximale et la masse du véhicule à tester.

4.1.4. Cycle normalisé pour les engins de chantier

Les poids lourds sont des véhicules commerciaux avec un poids total en charge supérieur à 3500 kg. Il existe deux essais normalisés pour homologuer les engins de chantier et les véhicules de poids lourds.

L'essai WHSC (Worldwide Heavy duty Diesel engine Stationary test Cycle) est un cycle d'essai harmonisé au niveau mondial pour les moteurs Diesel des poids lourds en conditions stabilisées.

L'essai WHTC (Worldwide Heavy Duty Diesel Engine Transient Test Cycle) correspond lui à des moteurs en conditions transitoires.

5. Problématique des bancs d'essais haute dynamique

Sur un banc d'essais moteur, le régime moteur est généralement maintenu par la machine de charge et le couple est fourni par le moteur thermique. Le cycle normalisé considéré indique la vitesse véhicule à partir de laquelle les consignes de régime véhicule et de couple moteur sont déduites. Pour réaliser cette transformation [Perez *et al*, 2008] il est nécessaire de disposer d'un modèle du conducteur et du véhicule (figure I-12).

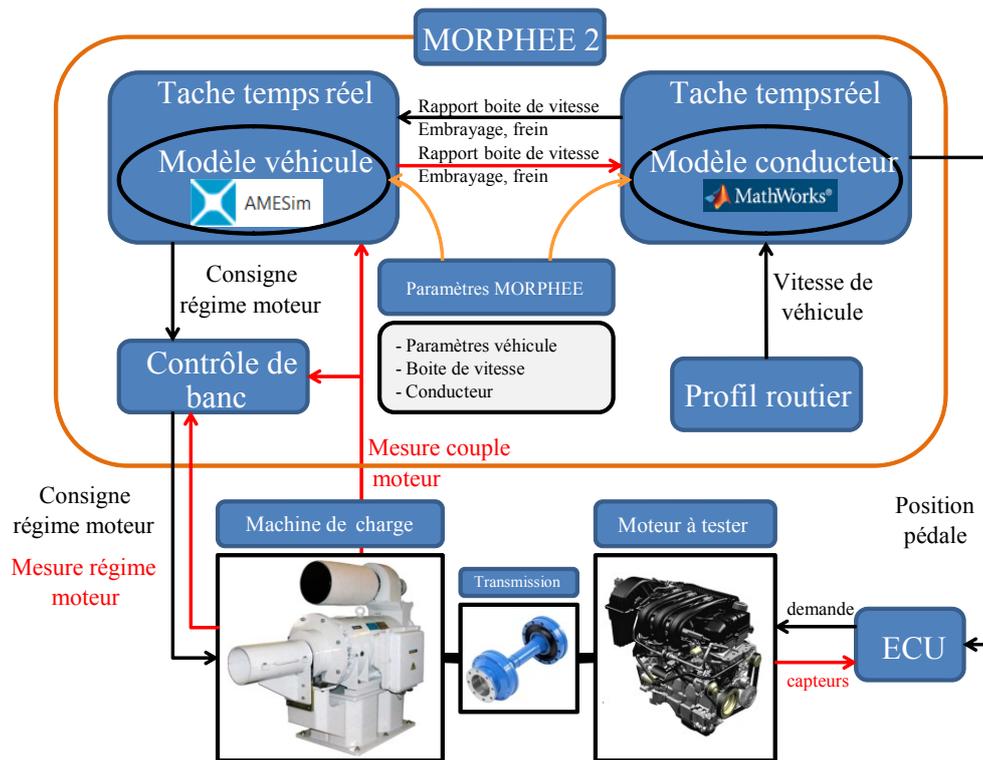


Figure I-12 : Schéma de la structure permettant de générer les consignes de régime et de couple

Le durcissement des normes se traduit par des cycles normalisés de plus en plus dynamiques et donc par des consignes de couple et de régime plus dynamiques. Les exigences en matière de suivi de consigne ou de passage entre les points de fonctionnement durant la phase de calibrations ont augmenté et conduisent les constructeurs et équipementiers à remplacer progressivement leurs bancs dynamiques par des bancs "haute dynamique" (banc d'essais HD). Ces bancs d'essais vont permettre un passage entre deux points de fonctionnements à la fois rapides et précis. Ces bancs HD devraient offrir une réduction du temps total de calibration et beaucoup plus de précision lors de la simulation des dynamiques véhicule.

Le suivi des consignes de couple et de régime peut être considéré comme un changement de point de fonctionnement du moteur. Le tracé de la figure I-13 compare le passage d'un point de fonctionnement 1 à un point 2 sur un banc d'essais moteur et sur un véhicule.

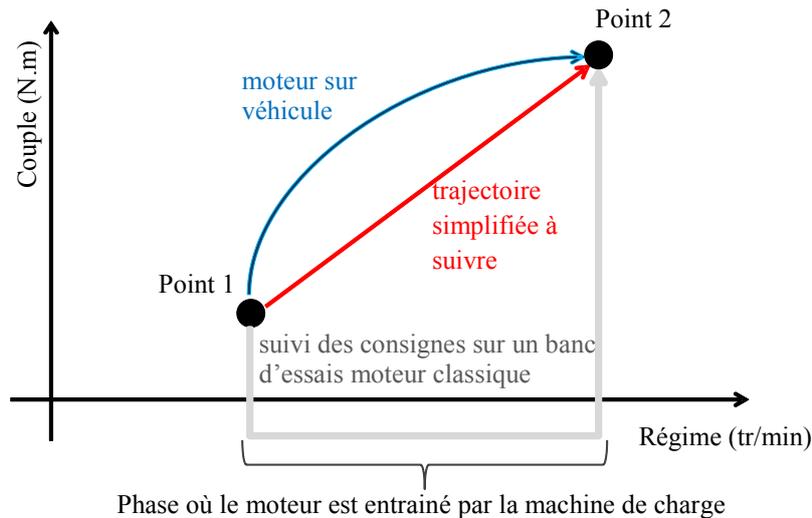


Figure I-13 : Passage d'un point de fonctionnement couple/régime 1 à un point 2 sur un banc d'essais moteur (gris) et sur un véhicule (bleu)

Sur un banc d'essais moteur, la machine électrique de charge est souvent plus dynamique que le moteur thermique. Aussi, quand la machine reçoit une consigne de régime à un instant donné, le moteur thermique est rapidement entraîné par la machine électrique jusqu'à l'établissement du régime demandé. Pendant cette phase, le moteur thermique tente de fournir le couple demandé. La trajectoire tracée en gris sur la figure I-13 montre une allure de trajectoire de couple/régime suivie sur un banc d'essais moteur classique (banc dynamique ou banc stationnaire) et on peut y observer la phase où malgré une accélération c'est bien la machine de charge qui entraîne le moteur thermique (couple négatif). Le tracé rouge correspond à la trajectoire qu'il serait souhaitable de suivre sachant que, comme le montre le tracé bleu, sur un véhicule le moteur a tendance à fournir plus de couple pour changer son point de fonctionnement et de la figure I-13 montre le type de trajectoire suivie pour passer du point 1 au point 2.

Un suivi idéal des consignes de régime et de couple sur banc d'essais permettent d'estimer de façon réaliste une consommation et une émission de polluants, il est donc nécessaire de disposer de bancs d'essais moteur haute dynamique garantissant autant que possible un changement de point de fonctionnement à la fois rapide et fidèle à une trajectoire idéale. Pour une trajectoire idéale telle que représentée sur la figure I-13, les boucles d'asservissement (régulateurs) de régime moteur et de couple doivent donc conduire à des temps de réponse proches et être caractérisées par des bandes passantes proches.

5.1. Description du système

La figure I-14 présente le système à commander composé d'un moteur à tester accouplé à une machine de charge via une transmission. Un étage de puissance transforme le signal de commande "courant" en un couple appliqué au niveau du rotor de la machine de charge. Pour un moteur thermique, la demande "pédale" est généralement interprétée par le calculateur moteur (ECU - Electronic Control Unit) qui décide alors de la quantité de carburant à injecter dans la chambre de combustion. Pour assurer une combustion idéale, le calculateur contrôle le

système de la chaîne d'air en régulant le débit d'air frais et/ou une pression, par exemple celle d'admission. La demande "pédale" peut parfois être appliquée à un actionneur linéaire qui contrôle l'accélérateur d'une façon directe en injectant plus ou moins de carburant.

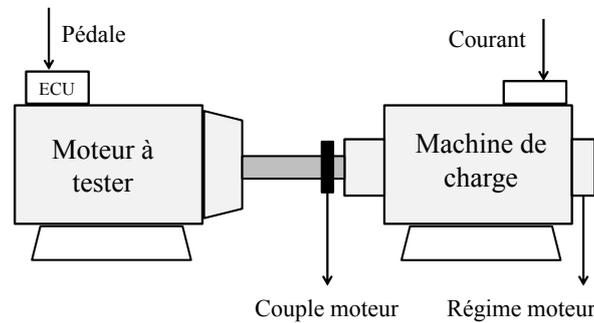


Figure I-14 : Schéma simplifié du système à commander

Pour simplifier la mise en service du banc moteur, la mesure de régime moteur est fournie par un codeur raccordé au bout de la ligne d'arbre, côté machine de charge. Le régime est déterminé en comptant le nombre de tops générés par le codeur pendant un intervalle de temps donné.

La mesure de couple appliqué par le moteur thermique (ou électrique) sur la machine de charge est fournie par un capteur piézoélectrique monté en ligne à côté de la machine de charge (schéma de la figure I-14). Le capteur de couple génère un signal électrique dont l'amplitude varie en fonction de la déformation provoquée par le couple moteur.

Il existe également quelques applications dites "montage balance", généralement équipées de freins hydrauliques ou de freins à courant de Foucault, où le capteur de couple est placé entre le stator du frein et le bâti. Cette architecture nécessite d'étalonner le capteur de couple lors de la mise en service du banc afin d'assurer la fiabilité de la mesure de couple.

L'utilisation de moyens informatiques et électroniques a rendu possible la surveillance du comportement d'un banc d'essais moteur, le déclenchement des sécurités, l'acquisition d'une grande quantité de grandeurs physiques et la gestion des régulations des températures d'huile et d'eau de refroidissement, de la pression, du régime, du couple, etc. La tâche de supervision est devenue de plus en plus aisée grâce à des systèmes d'automatisation performants. Etant donné que le couple et le régime moteur sont les mesures essentielles au maintien du moteur autour de points de fonctionnement, un tel système d'automatisation doit être capable de traiter les mesures de régime et de couple et d'appliquer des commandes de courant et de pédale en temps réel. D2T propose pour cela le système d'automatisation MORPHEE.

5.2. Etat de l'art

Malgré de nombreux travaux effectués pour le contrôle des machines de charge d'une part, et pour le contrôle des moteurs thermiques d'autre part, la bibliographie relative au contrôle des machines de charge accouplées à un moteur sous test est relativement pauvre. Une première explication de ce manque d'information serait fournie par la diversité des types d'essais à réaliser sur un banc d'essais moteur, et également au besoin de changer de moteur

régulièrement. Une deuxième explication pourrait être fournie par le fait que deux mondes se font face sans jamais avoir réellement étudié l'interaction forte les liants. D'un côté le constructeur de machine de charge dont l'objectif est d'avoir une machine robuste, rapide et ayant comme priorité la performance de sa machine électrique. Il considérera le moteur thermique comme une boîte noire (aucun paramètre ne peut être modifié) ayant comme entrée la pédale de l'accélérateur et comme sortie le couple moteur et/ou son régime. De l'autre côté, le constructeur de moteur thermique dont l'objectif est d'être le plus fidèle possible lors de ses essais afin d'obtenir des données d'homologation les plus précises possible. Lui, considérera la machine de charge comme un outil lui permettant de maintenir un couple et/ou un régime.

Dans la littérature, le problème de commande des bancs d'essais par des approches multivariables a été peu traité. Une grande partie de ces travaux est basée sur des approches temporelles de prédiction et/ou d'approximation [G. Engelbert *et al.*, 2008], [T.E. Passenbrunner *et al.*, 2011]. Les approches multivariables fréquentielles sont très peu utilisées [J.B. Byron *et al.*, 1997]. Tout ceci n'est évidemment pas indépendant du degré de maîtrise de l'Automatique des ingénieurs motoristes pour lesquels la problématique Thermodynamique est souvent plus importante.

Nous classerons ici les approches de commande des bancs d'essais moteur en 2 familles : les approches classiques et les approches avancées.

Pour les approches classiques, la synthèse des régulateurs dans les quatre modes de fonctionnement, régime/couple, couple/régime, régime/pédale et couple/pédale, est ici basée sur des approches monovariables, c'est-à-dire qu'un signal de sortie (couple ou régime) est exclusivement commandé grâce à un signal d'entrée (courant machine de charge ou pédale moteur) et que la loi de commande est obtenue sans prise en compte des effets de couplage. Les méthodes de régulations associées sont développées par des ingénieurs afin de rentabiliser et simplifier le processus de développement et de validation. Ceci aboutit généralement à un jeu de paramètres par banc d'essais et par mode de fonctionnement valable pour une plage de puissance des moteurs thermiques accouplés à la machine de charge. Avec la montée en exigence des normes, ces méthodes deviennent très gourmandes en temps de réglage sans pour autant que les performances obtenues répondent totalement aux attentes des clients.

Pour les approches avancées, le banc d'essais moteur est évidemment considéré comme étant un opérateur matriciel (multivariable) composé de quatre éléments. Dans un cadre linéaire, chaque élément de cette matrice représente une fonction de transfert liant une entrée et une sortie du système. Le schéma de la figure I-15 représente un modèle multivariable du banc d'essais avec ses 2 entrées et ses 2 sorties.

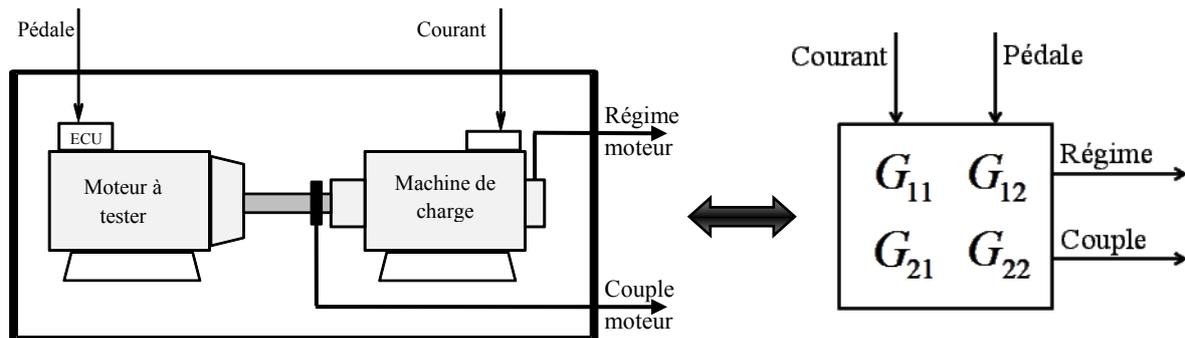


Figure I-15 : Schéma simplifié d'un banc d'essais moteur

G_{11} : transfert entre l'effort de commande courant et le régime moteur

G_{12} : transfert entre l'effort de commande pédale et le régime moteur

G_{21} : transfert entre l'effort de commande courant et le couple moteur

G_{22} : transfert entre l'effort de commande pédale et le couple moteur

La majeure partie des travaux réalisés pour la commande des bancs d'essais relève des approches classiques et donc monovariables. Ceci est à l'origine des modes régime/couple et couple/régime chez les constructeurs des bancs d'essais moteurs. Considérer un système multivariable comme deux systèmes séparés ne permet pas la prise en compte des phénomènes de couplage (notamment dynamique) lors de la synthèse des lois de commande. Cette notion de mode disparaît généralement dans le cas des approches avancées qui sont multivariables, les deux entrées du système étant conjointement sollicitées par le régulateur multivariable. Le régulateur multivariable agit ainsi simultanément sur les deux entrées de commande (pédale et courant) après avoir reçu une, ou les deux consignes de couple et de régime. Les approches multivariables permettent de prendre en considération les phénomènes de couplage et donc de mieux assurer la stabilité du banc d'essais moteur en fonctionnement.

Casadie [Casadie, 2006] présente une structure de contrôle direct de couple (DTC Direct Torque Control figure I-16) des machines asynchrones apparues dans la deuxième moitié des années 80. Le principe de sa structure est basé sur l'estimation du flux statorique et sur un modèle de la machine asynchrone qui permet de connaître l'évolution du champ magnétique de la machine en fonction de la tension d'alimentation et de la charge électrique demandée. La connaissance de la valeur du flux permet d'appliquer une séquence prédéfinie aux interrupteurs d'un onduleur de tension afin de générer le maximum de couple à la sortie de la machine. Le contrôle de la machine est donc réalisé sans avoir besoin d'un capteur de vitesse ou de position d'où l'avantage de cette méthode. L'inconvénient de la méthode proposée revient à l'ondulation élevée du couple, et au changement de pas de couple lors du démarrage moteur. Toufouti [Toufouti *et al.*, 2007] a présenté deux techniques de commande pour améliorer la méthode DTC standard. La première méthode est basée sur la logique floue. Le vecteur de tension prédéfini est choisi en fonction de l'erreur du couple, l'erreur du flux et l'angle de flux. Dans la deuxième technique, le vecteur de tension prédéfini est choisi par un

réseau de neurone multicouche. Le choix des poids de chaque couche du réseau est effectué après une phase d'apprentissage qui optimise le critère de choix de vecteur de tension. Dans le même contexte, Elbacha [Elbacha *et al.*, 2005] montre l'intérêt du système anti-windup pour résoudre le problème de saturation de l'effort de commande. Dans son cas d'étude, un régulateur PI est intégré à la structure de contrôle direct du couple pour asservir la vitesse du moteur asynchrone. La méthode DTC a montré ses avantages économique (pas de capteur nécessaire) et industriel (en terme de couple à la sortie du moteur) par rapport aux anciennes techniques de commande des machines asynchrones.

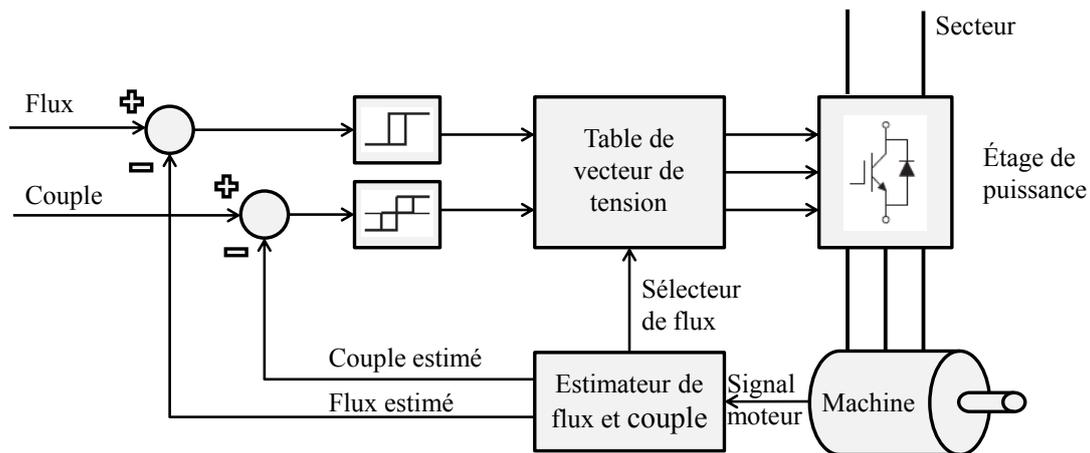


Figure I-16 : Schéma de contrôle direct de couple

Malgré les performances dynamiques de la machine de charge, l'accouplement d'un moteur thermique à cette dernière réduit les performances et change la dynamique du système dans sa globalité. Parmi les phénomènes indésirables rencontrés, on peut noter l'acyclisme provoqué par la combustion. Cet acyclisme impose de filtrer la mesure de couple afin de pouvoir disposer d'une estimation du couple moyen produit par le moteur.

Chauvin *et al.* [Chauvin *et al.*, 2009] utilise un estimateur pour évaluer le couple instantané du moteur. Cette estimation est basée sur la mesure de la vitesse de rotation de la machine de charge, la vitesse de rotation du moteur à tester et l'entrée de commande de la machine de charge. Le couple moteur est considéré comme un signal périodique dont la périodicité est directement liée à la vitesse de rotation et au nombre de cylindres du moteur thermique. L'estimation de la période est réalisée par une décomposition en série de Fourier du signal de commande. L'estimateur de couple est défini par une représentation d'état dont la détermination des paramètres revient à l'estimation des coefficients de la transformée de Fourier du signal périodique. La même représentation d'état est utilisée dans [Blumenschein *et al.*, 2013] pour définir un modèle adaptable au banc d'essais moteur. Le moteur thermique est modélisé par une cartographie non linéaire et un estimateur de couple. Ce problème est mis sous la forme d'une LMI (Linear Matrix Inequality) qui est traité par le solveur de Matlab [Sturm *et al.*, 1999]. La machine de charge, à son tour, est modélisée par une cartographie et une fonction de transfert. Le principe du modèle développé considère que le moteur thermique et la machine de charge sont des générateurs de couple. La vitesse de rotation de la ligne d'arbre est calculée en appliquant le deuxième principe de Newton. Le modèle du banc

est validé avec des mesures sur banc réel. La régulation du couple et du régime est effectuée par deux simples PI.

Ces approches d'estimation basées sur un modèle paramétrique ne prennent pas en considération les phénomènes de vieillissement du système ou le changement des conditions d'essai.

Passenbrunner [Passenbrunner *et al.*, 2011] présente un contrôle optimal de régime et de couple d'un banc moteur. Le contrôle est construit sur la base des équations représentant la physique du système pour minimiser l'erreur entre la consigne et le signal de sortie. Une action intégrale a été ajoutée au régulateur synthétisé afin de lutter contre les non-linéarités du système non prises en compte par les équations physiques du modèle. Ces non-linéarités sont traitées différemment dans [Priesner *et al.*, 2012] où un estimateur évalue l'erreur liée à la perturbation ou à la non-linéarité. La régulation de couple et de régime est donc réalisée par une commande prédictive et un deuxième régulateur compense l'erreur liée à la non-linéarité.

Dans le même contexte, [Guenbacher and Marconi, 2008] proposent une approche robuste pour contrôler un banc d'essais moteur. Le régulateur est composé d'une action de feedforward (commande par action directe) calculée sur la base du modèle inverse du banc et d'une action de feedback (commande par réaction) pour compenser les erreurs dues aux perturbations. Le feedback est calculé par une optimisation itérative de l'inéquation de Hamilton Jacobi.

La plupart des méthodes proposées précédemment nécessitent un modèle et une connaissance parfaite des paramètres du système. Byron [Byron *et al.*, 1997] présente une approche multivariable pour commander une machine de charge accouplée à un moteur Diesel. L'approche proposée traite le problème de commande en prenant en considération les retards et les phénomènes de couplage présent entre la machine de charge et le moteur thermique. La dynamique du système est représentée sous forme d'une fonction de transfert obtenue par le calcul du rapport entre la réponse du système à une excitation de son entrée par rapport au signal d'excitation. Chaque entrée du système est excitée par un signal de type "Schroeder sweep", ce signal permettant de solliciter le système sur une bande de fréquence avec une énergie maximale mais une amplitude de variation minimale. Le système est identifié autour de plusieurs points de fonctionnements afin de prendre en considération les phénomènes non linéaires et les incertitudes du système.

Les metteurs en service de bancs d'essais ne maîtrisant souvent pas les approches les plus évoluées de l'Automatique, il est évident que, si l'utilisation d'approches multivariables permettrait de répondre aux attentes des clients en termes de performance des bancs, ces approches multivariables devraient également être capables de fournir des lois de commande simples à intégrer aux unités de contrôle des bancs. C'est ce challenge qui fait l'objet de notre travail. Ainsi, le présent manuscrit de thèse présente une méthodologie de synthèse de loi de commande multivariable robuste pour commander les bancs d'essais moteurs, l'ensemble de nos développements ayant été guidés par l'objectif de simplification et d'automatisation de leur mise en œuvre. Cette méthodologie utilise la réponse fréquentielle du système pour synthétiser la loi de commande, les entrées du système étant excitées par des signaux

périodiques multisinus. Tous les points de fonctionnement du système sont pris en compte afin de garantir la robustesse du régulateur.

6. Conclusion

Ce chapitre a présenté les différents bancs d'essais moteur en fonction des types d'essais à réaliser. Il explique la problématique actuelle des bancs d'essais essentiellement orientée par de nouveaux besoins de simulation de situations de roulage véhicule, et montre que les approches de commande utilisées jusqu'ici sont devenues extrêmement gourmandes en temps de réglage sans pour autant satisfaire la demande des clients. Afin de tenir compte des phénomènes de couplage présents dans les bancs d'essais, il est donc nécessaire d'orienter les approches de commande vers des approches multivariables et robustes.

Les chapitres suivants proposeront donc une méthodologie innovante et complète pour la synthèse des lois de commande pour les bancs d'essais haute dynamique.

II. Chapitre II

Modélisation / identification des bancs d'essais moteur

II. Chapitre II	47
1. Introduction	49
2. Modélisation.....	49
2.1. Présentation de la maquette	49
2.2. Modèle ligne d'arbre	50
2.2.1. Modèle inertie	51
2.2.2. Modèle amortisseur.....	52
2.2.3. Modèle ressort.....	53
2.2.4. Modèle frottement.....	54
2.3. Assemblage de modèles élémentaires	56
2.3.1. Modèle accouplement mécanique.....	56
2.3.2. Construction du modèle ligne d'arbre	56
2.4. Modélisation de l'étage de puissance.....	57
2.5. Modèle DRIVEBOX	58
2.6. Modèle de la dynamique du moteur thermique	59
2.7. Validation du modèle.....	59
3. Identification fréquentielle de bancs d'essai.....	61
3.1. Introduction	61
4. Dynamique d'un système et bande passante.....	62
5. Choix du signal d'excitation	62
5.1. Détermination de la bande fréquentielle du système.....	64
5.2. Identification d'un banc d'essai par excitation multisinus	66
5.3. Détermination du domaine de fonctionnement	66
5.4. Choix des points de fonctionnement à exciter.....	66
5.5. Excitation par signal multisinus	67
5.6. Calcul de la réponse fréquentielle	68
5.7. Erreur de calcul (bruit numérique)	68
5.8. Identification de la maquette	69
5.9. Recherche d'un modèle incertain propre du système identifié	72

6. Application au banc d'essai	75
6.1. Banc d'essai Diesel DV6.....	75
6.2. Détermination de la courbe de couple	75
6.3. Identification fréquentielle par excitation multisinus	76
6.4. Obtention et traitement des réponses fréquentielles	77
7. Conclusion.....	80

1. Introduction

L'étude d'un système permet la compréhension de son comportement. Les techniques de modélisation permettent de représenter le comportement du système par un ensemble d'équations mathématiques dont la connaissance des paramètres et des variables d'état permettent de prédire l'évolution future du système. Ce type de modèle résultant de connaissances physiques, on parle ici de modèle de connaissance. Le développement des outils logiciels ayant rendu possible la simulation des modèles mathématiques dans un environnement réaliste, le coût du développement des systèmes peut être réduit considérablement. Pour le cas qui concerne ici l'entreprise D2T, la modélisation d'un banc d'essais moteur permet à la fois de construire une plateforme de simulation ainsi que de définir une méthodologie de synthèse de loi de commande. La plateforme de simulation développée permettra une première évaluation des performances des régulateurs synthétisés, et ceci de façon parfaitement reproductible.

L'identification du comportement réel d'un banc d'essais moteur sollicité par des signaux d'excitation peut également être utilisée en complément de la modélisation. On parlera alors de modèle de comportement.

La première partie de ce chapitre présente la modélisation d'une maquette de banc d'essais équipée de deux moteurs asynchrones. La deuxième partie présente la méthodologie d'identification adoptée dans ce travail de thèse afin de déterminer la réponse fréquentielle des bancs d'essais moteur.

2. Modélisation

2.1. Présentation de la maquette

Le système à modéliser, représenté dans la figure II.1, est une maquette de banc d'essais moteur installée à l'entreprise D2T. Elle est constituée de deux moteurs asynchrones accouplés par une transmission. Un des moteurs simule le moteur dont le fonctionnement doit être évalué, l'autre simule la charge dynamique à laquelle il est soumis. Les deux moteurs électriques sont pilotés par une électronique de puissance ("drive") ABB ACS 800 qui convertit la commande requise par un système informatique en une commande (courant) électrique. Le système informatique DRIVEBOX est un superviseur temps-réel qui assure le bon fonctionnement global du banc moteur. Il permet également d'intégrer et d'exécuter en temps réel des modèles Simulink ou AMESim, ceci pour réguler le régime et le couple moteur.

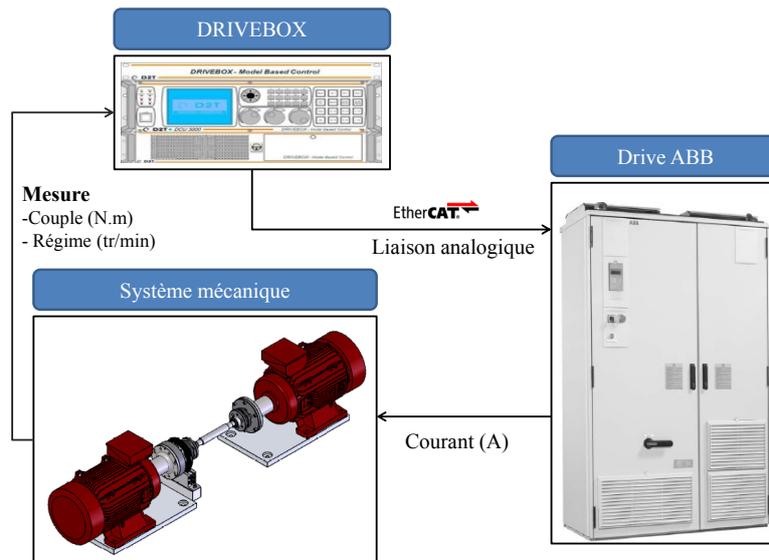


Figure II-1 : Présentation d'une maquette de banc d'essais

La maquette de banc d'essai, présentée dans la figure II.1 est modélisée afin de construire une plateforme de simulation permettant de développer les outils nécessaires pour synthétiser des lois de commande.

Les étapes de modélisation de cette maquette de banc d'essai sont expliquées en détail, de la mise en équations jusqu'à la validation finale du modèle du banc. Le système électromécanique est divisé en trois parties principales :

- une partie mécanique représentée par la ligne d'arbre (moteurs et transmission mécanique)
- une partie de puissance représentée par le drive ABB ACS 800
- une partie de commande représentée par la DRIVEBOX.

La méthode de simulation utilisée est simple et similaire à une modélisation de type bond graph. Elle est basée sur la décomposition du banc d'essais en un ensemble d'éléments simples liés entre eux selon les règles de la Physique.

2.2. Modèle ligne d'arbre

La ligne d'arbre est constituée de la transmission, de deux rotors moteurs, de deux accouplements mécaniques, d'un capteur de régime et un capteur de couple. Son modèle est décomposé en quatre éléments :

- **inertie** correspondant aux inerties de la transmission, des capteurs de couples et de régimes et des rotors des deux moteurs,
- **amortisseur** correspondant au comportement physique de l'accouplement mécanique,
- **ressort** correspondant au comportement physique de l'accouplement mécanique,

- **frottement** correspondant aux forces de contact entre les corps fixes et tournants.

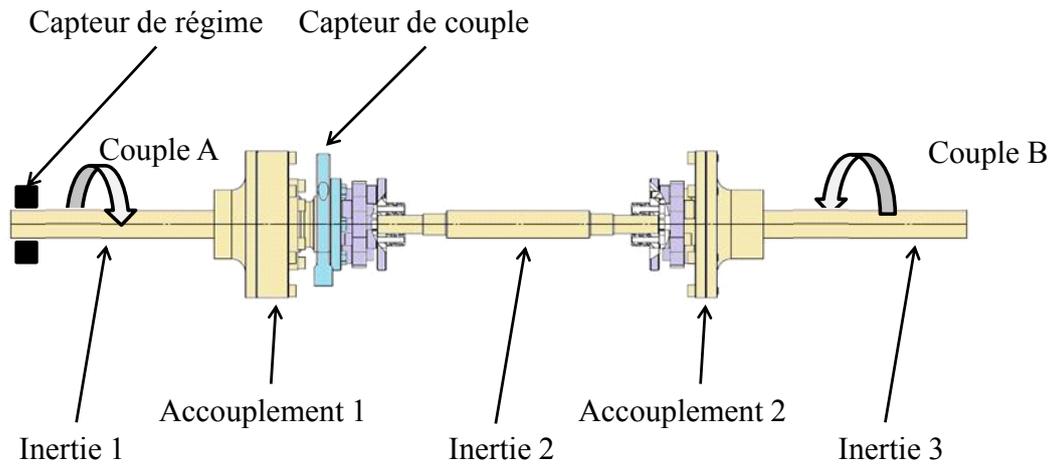


Figure II-2 : Schéma simplifié de la ligne d'arbre

2.2.1. Modèle inertie

Dans un référentiel Galiléen, l'inertie caractérise la résistance opposée par un corps à la variation de son mouvement autour d'un axe de rotation. Plus l'inertie est grande, plus le couple nécessaire pour modifier son mouvement de rotation est important. C'est la raison pour laquelle les constructeurs des moteurs thermiques ou électriques cherchent à minimiser l'inertie de la ligne d'arbre afin d'augmenter la rapidité du système et améliorer les performances de contrôle.

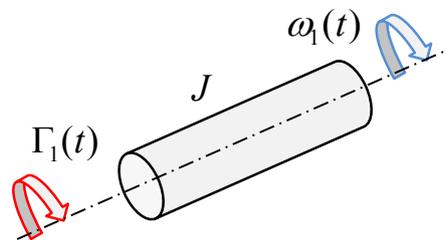


Figure II-3 : Modèle inertie

Supposons que la masse représentée dans la figure II.3 a une inertie J et une vitesse de rotation ω . En appliquant la deuxième loi de Newton "principe fondamentale de la dynamique", le mouvement du système peut être décrit par l'équation (2.1)

$$\sum \Gamma_i(t) = J\gamma(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt}, \quad (2.1)$$

avec $\Gamma_i(t)$: couple extérieur appliqué sur l'inertie, en N.m

J : inertie du corps en rotation, en Kg.m²

$\gamma(t)$: accélération du centre d'inertie du corps en rotation, en N/Kg.m

$\omega(t) = \omega_1 - \omega_2$: vitesse de rotation, en rad/s

Afin d'éviter le problème de dérivation qui amplifierait le bruit de simulation, l'équation (2.1) est intégrée :

$$\omega(t) = \omega_0 + \frac{1}{J} \int \sum \Gamma_i(t) \quad (2.2)$$

ω_0 la vitesse de rotation initiale en rad/s.

La figure II.4 traduit l'équation (2.2).

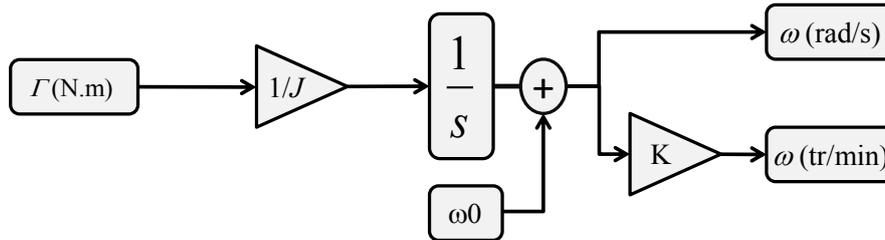


Figure II-4 : Schéma synoptique de l'inertie J

2.2.2. Modèle amortisseur

L'amortisseur est un élément nécessaire pour protéger la transmission au moment de la dissipation d'énergie causée par une impulsion de couple. Il génère un couple résistant proportionnel à la différence de vitesse entre ses deux extrémités.

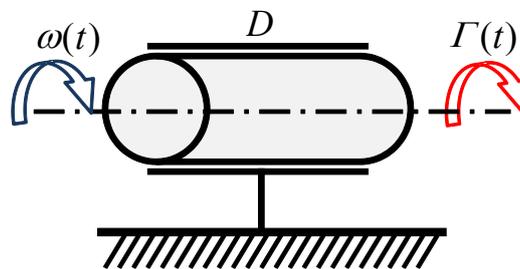


Figure II-5 : Modèle amortisseur

L'équation physique qui décrit l'évolution du couple en fonction de la différence de vitesse de rotation d'un amortisseur D est:

$$\Gamma(t) = D\omega(t), \quad (2.3)$$

avec $\omega(t) = \omega_1(t) - \omega_2(t)$

$\Gamma(t)$: couple transmis à travers l'amortisseur, en N.m

D : facteur d'amortissement, en N.m/(rad/s)

$\omega(t)$: différence de vitesse de rotation, en rad/s

$\omega_1(t), \omega_2(t)$: vitesse de rotation de chaque extrémité de l'amortisseur, en rad/s.

La figure II.6 présente un modèle de l'équation (2.3).

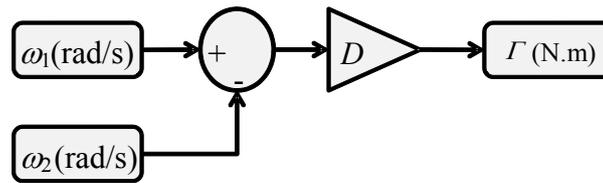


Figure II-6 : Schéma synoptique de l'amortisseur D

2.2.3. Modèle ressort

Le ressort est une pièce métallique permettant d'absorber un choc mécanique. Suite à une déformation mécanique, le ressort génère un couple résistif proportionnel à cette déformation.

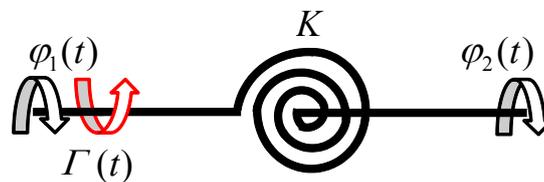


Figure II-7 : Modèle du ressort

L'équation physique du couple en fonction de la déformation $\varphi(t)$ d'un ressort K est :

$$\Gamma(t) = K(\varphi(t) + \varphi_0), \quad (2.4)$$

avec $\Gamma(t)$: couple transmis à travers le ressort, en N.m

K : raideur du ressort, en N.m/rad

$\varphi(t)$: déformation relative, en rad

φ_0 : déformation initiale, en rad.

Pour une pièce en rotation, la déformation est égale à l'intégrale de la différence entre les deux vitesses de rotation. L'équation (2.4) devient :

$$\Gamma(t) = K\left(\varphi_0 + \int \omega(t)\right). \quad (2.5)$$

Un modèle de l'équation (2.5) est représenté dans la figure II.8.

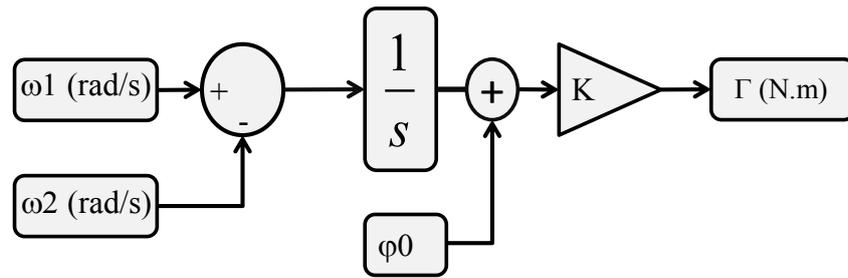


Figure II-8 : Schéma synoptique du ressort K

2.2.4. Modèle frottement

Une étude statique est réalisée pour identifier les frottements statiques et dynamiques. Les moteurs étant à l'arrêt, un effort de commande croissant est appliqué à l'entrée du système jusqu'à la mise en rotation de la ligne d'arbre. L'évolution de couple en fonction de la vitesse de rotation pendant la phase de démarrage moteur permet de choisir un modèle de frottement adéquat. Dans cette étude, le modèle de LuGre [Armstrong, 1995; H. Osson *et al* 1998, Nguyen. B *et al* 2007] est choisi. L'équation (2.6) décrit l'évolution du couple résistif Γ (figure II.10) en fonction de la vitesse de rotation ω de la ligne d'arbre.

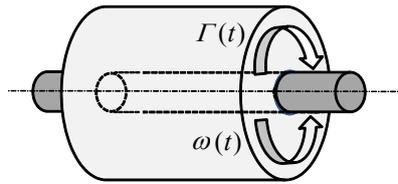


Figure II-9 : Corps en rotation

$$\left. \begin{aligned} |\omega| \geq \omega_{th} &\Rightarrow \Gamma = (\Gamma_c + (\Gamma_{brk} - \Gamma_c) \exp(-|\omega|)) \text{sign}(\omega) + f\omega \\ |\omega| < \omega_{th} &\Rightarrow \Gamma = \frac{\omega}{\omega_{th}} (f\omega_{th} + (\Gamma_c + (\Gamma_{brk} - \Gamma_c) \exp(-\omega_{th}))) \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

avec : $\Gamma(t)$: couple de frottement,

ω_{th} : vitesse seuil de rotation très proche de 0 (10^{-4}),

$\Gamma_c(t)$: couple de frottement de coulomb au-delà de ω_{th} ,

$\Gamma_{brk}(t)$: couple de collage à vaincre pour que la vitesse puisse commencer à évoluer,

f : coefficient de frottements visqueux.

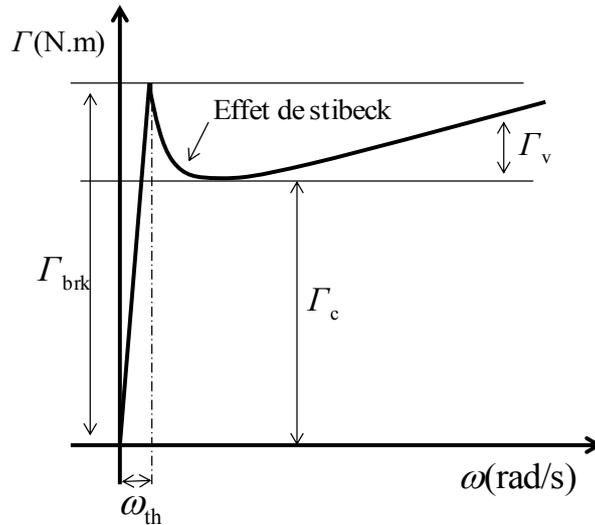


Figure II-10 : Modèle de LuGre de frottement décrit par (2.6)

A faible vitesse, le frottement de collage Γ_{brk} empêche la mise en rotation du système. Ce frottement peut être décomposé en frottement de coulomb Γ_c constant, et un frottement de Stribeck. Au-delà d'une vitesse ω_{th} , l'effet de Stribeck diminue en fonction de la vitesse de rotation et le frottement visqueux Γ_v devient prépondérant. Le modèle de LuGre permet d'expliquer les phénomènes de discontinuité observés aux vitesses faibles.

Une modélisation Simulink du frottement est présentée par la figure II.11.

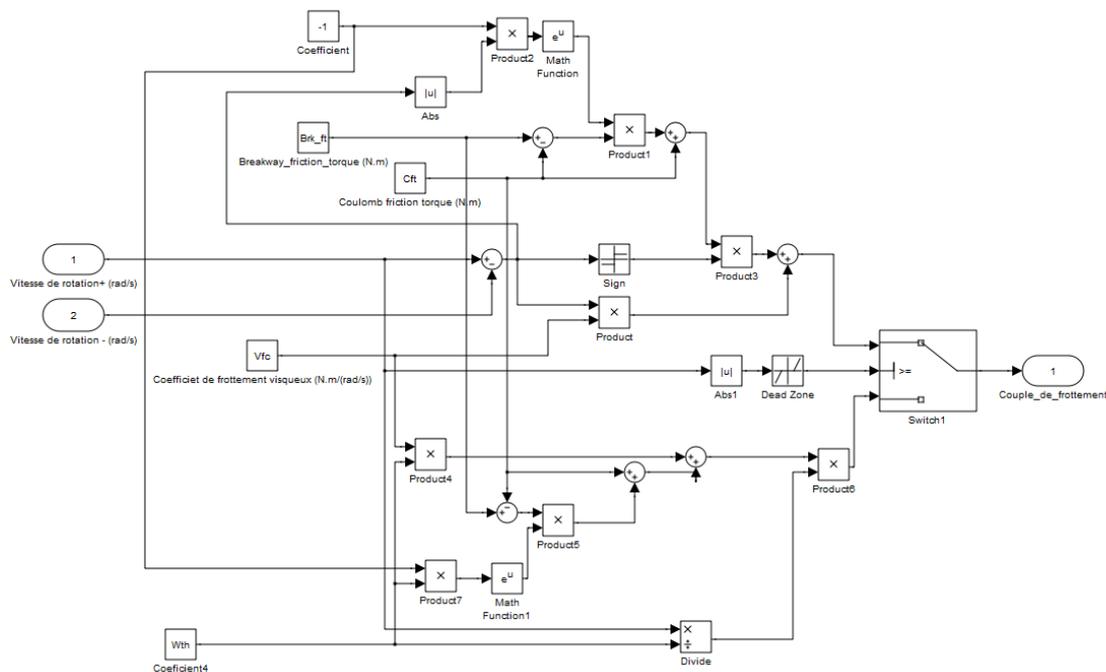


Figure II-11 : Schéma synoptique du modèle de frottement de LuGre

Les schémas synoptiques représentés par les figures II.4, II.6, II.8 et II.11 acceptent à leurs entrées un couple ou une vitesse et génèrent en sortie une vitesse ou un couple. L'interconnexion de ces modèles devra assurer un même sens de rotation identique et donc des signes de vitesses et de couples cohérents.

2.3. Assemblage de modèles élémentaires

On considère que le drive ABB applique un champ magnétique à chaque moteur asynchrone qui produit alors un couple mécanique (figure II.2). Le sens de rotation est considéré positif dans le sens horaire en regardant le système depuis la machine de charge. Chaque couple Γ agissant dans le sens des aiguilles d'une montre est donc considéré positif.

2.3.1. Modèle accouplement mécanique

D'après la figure II.2, l'inertie 1 et l'inertie 2 sont liées par un accouplement élastique qui permet un certain désalignement et autorise des décalages angulaires entre les axes de rotation de chaque inertie. Ce dispositif, transmetteur de couple, est donc considéré comme l'association d'un amortisseur avec un ressort.

L'accouplement mécanique reçoit une différence de vitesse identique pour le modèle du ressort et de l'amortisseur. La figure II.12 montre le schéma synoptique de l'assemblage du modèle amortisseur (2.3) et du modèle ressort (2.5).

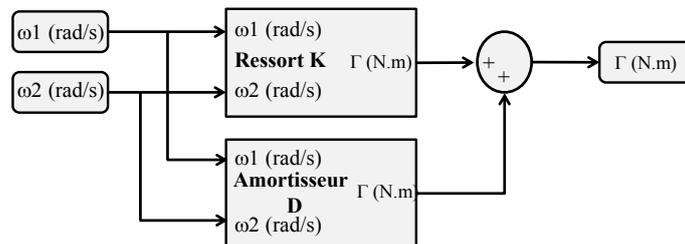


Figure II-12 : Schéma synoptique de l'accouplement

2.3.2. Construction du modèle ligne d'arbre

Des règles simples ont été établies pour simplifier l'assemblage des modèles élémentaires:

- le modèle d'inertie reçoit un couple à son entrée et génère une vitesse à sa sortie
- le signe de la vitesse à chaque jonction suit le signe du couple responsable de cette rotation
- le modèle de ressort et d'amortisseur reçoivent une vitesse à leurs entrées et émettent un couple à leurs sorties.

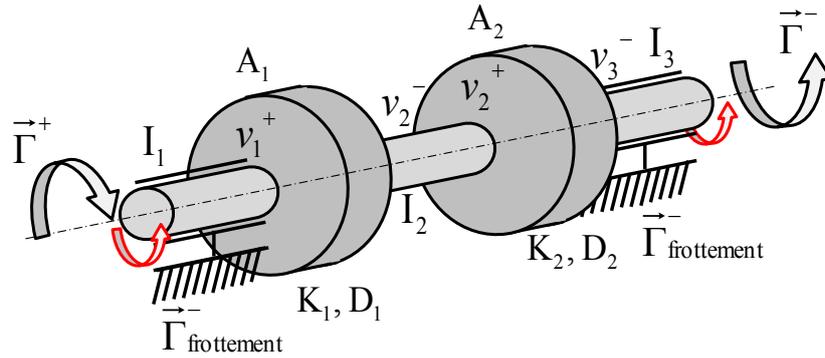


Figure II-13 : Modèle 3D de la transmission avec sens de rotation

Le couple Γ^+ entraîne l'inertie I_1 dans le sens positif. L'accouplement A_1 reçoit une vitesse positive v_1^+ de l'inertie I_1 et une vitesse négative v_2^- de l'inertie I_2 . L'accouplement génère donc un couple négatif (résistif) au niveau de l'inertie I_1 et un couple positif (moteur) au niveau de l'inertie I_2 . Les frottements au niveau de l'inertie I_1 génèrent un couple $\Gamma^-_{\text{frottement}}$ résistif au Γ^+ .

Le couple transmis par l'accouplement A_1 entraîne l'inertie I_2 dans le sens positif. L'accouplement A_2 reçoit une vitesse positive v_2^+ de l'inertie I_2 et une vitesse négative v_3^- de l'inertie I_3 . Il génère donc un couple négatif (résistif) au niveau de l'inertie I_2 et un couple positif (moteur) au niveau de l'inertie I_3 .

L'inertie I_3 reçoit également un couple négatif constitué du couple Γ^- et du couple généré par les frottements au niveau de l'inertie I_3 .

La figure II.14 montre le résultat de l'assemblage des modèles élémentaires de la ligne d'arbre.

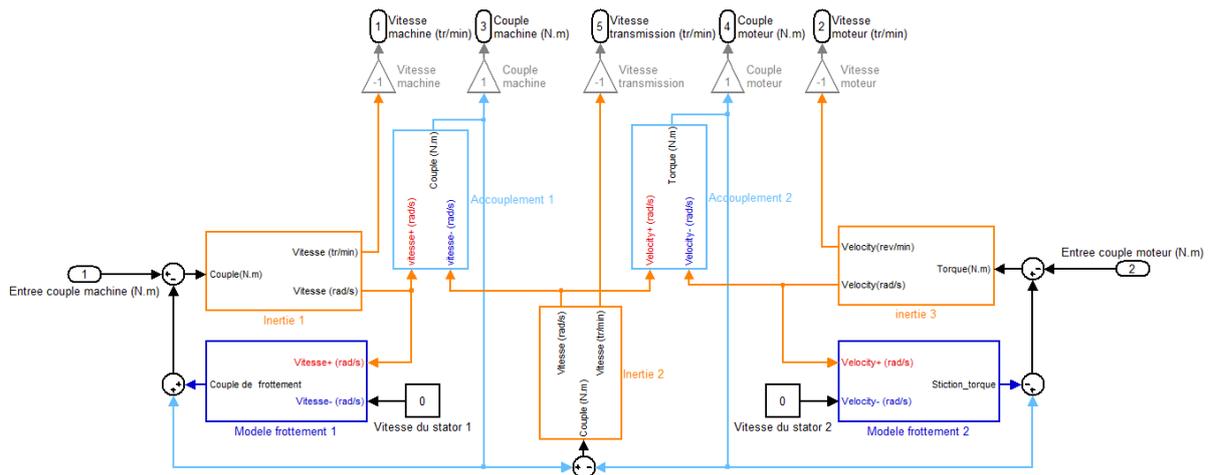


Figure II-14 : Schéma synoptique du modèle de la ligne d'arbre

2.4. Modélisation de l'étage de puissance

Le drive ABB ACS800 est un étage de puissance permettant de convertir la demande de couple en un couple mécanique. La valeur du couple maximal fourni par le drive correspond à

une consigne de 100% (10 volts). Le couple minimal fourni par le drive correspond à la consigne -100% (-10 volts). Dans la phase de freinage, la machine de charge réinjecte le courant fourni au réseau électrique. A vitesse nulle, le drive ABB coupe le couple négatif afin d'assurer la sécurité du banc d'essais et empêcher la rotation du moteur thermique en sens inverse.

De façon simplifiée, le drive ABB peut être modélisé par un gain et un retard. Le gain est défini par une cartographie construite en fonction de la courbe de couple de la machine.

La saturation entre -100% et 100% intégrée au modèle permet de respecter les seuils autorisés.

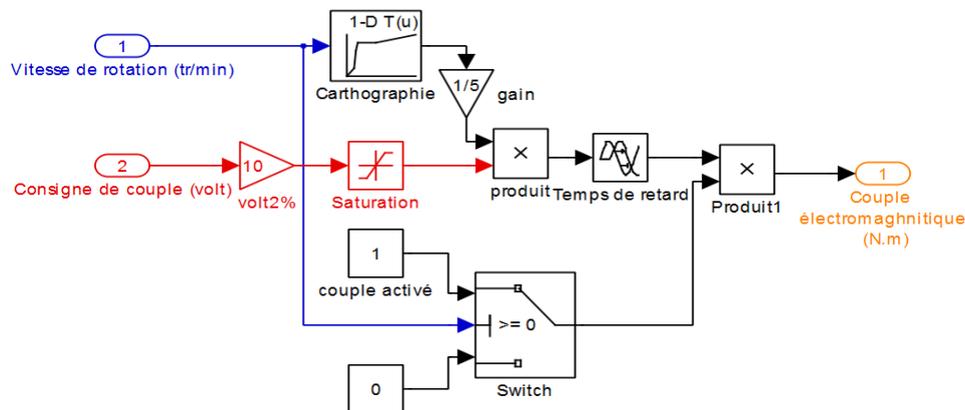


Figure II-15 : Schéma synoptique du modèle de drive ABB

2.5. Modèle DRIVEBOX

La DRIVEBOX est un système informatique permettant de contrôler le fonctionnement global d'un banc d'essais. Elle permet d'exécuter des modèles Simulink/AMESim en temps-réel et d'appliquer des consignes en numérique au drive ABB.

Pour la machine de charge, l'effet de la DRIVEBOX est modélisé par un retard de 2 ms et un gain de 1/10. Une saturation entre -100% et +100% est mise en place pour limiter l'effort de commande courant.

Pour la machine réalisant le moteur thermique, l'effet de la DRIVEBOX est modélisé par un retard de 2 ms et un gain de 1/10. Une saturation entre 0% et +100% est mise en place pour limiter l'effort de commande pédale.

Le modèle de la DRIVEBOX est représenté dans la figure II.16.

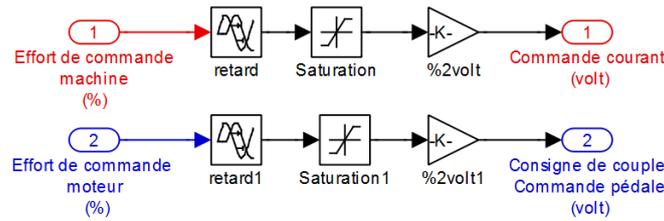


Figure II-16 : Schéma synoptique du modèle de la DRIVEBOX

2.6. Modèle de la dynamique du moteur thermique

Pour cette maquette, le comportement d'un moteur thermique est modélisé par une fonction de transfert du premier ordre avec un retard et une constante de temps fonctions du régime de rotation de la machine. La fonction de transfert, représentant les dynamiques du moteur est définie par :

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{1 + \tau s} e^{-\gamma s} . \quad (2.7)$$

L'expression de $H(s)$ permet d'exprimer $Y(s)$:

$$Y(s) = \frac{1}{\tau s} \left(X(s) e^{-\gamma s} - Y(s) \right) . \quad (2.8)$$

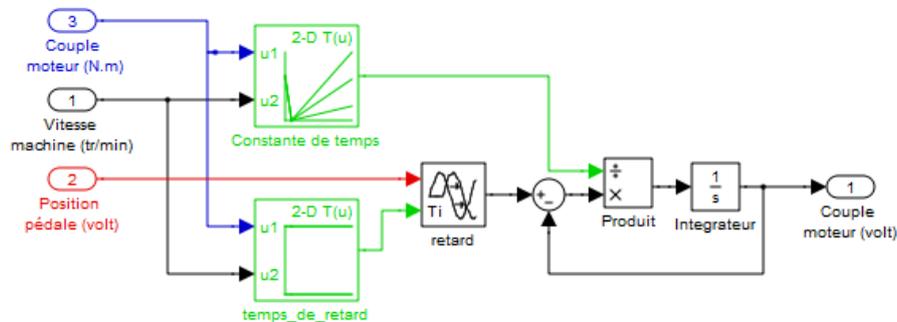


Figure II-17: Schéma synoptique du modèle représentant le moteur thermique.

Le schéma synoptique modélisant la dynamique du moteur thermique est représenté dans la figure II.17. La sortie de ce modèle est reliée à l'entrée du drive ABB en temps que consigne de couple.

2.7. Validation du modèle

Les valeurs de l'ensemble des paramètres du modèle du banc d'essais développé, sont déterminées à partir de données réelles. Un essai de validation consiste à appliquer une consigne courant à la machine de charge, à maintenir la commande pédale à 0%, puis à comparer l'évolution de couple et de régime moteur simulés aux données expérimentales. La figure II.18 montre le résultat de cette comparaison.

Lors de l'application d'un signal carré à l'entrée courant, la figure II.18 présente l'évolution des couples moteur simulé et expérimental. La figure II.19 permet de comparer l'évolution des régimes machine et moteur simulés aux données expérimentales.

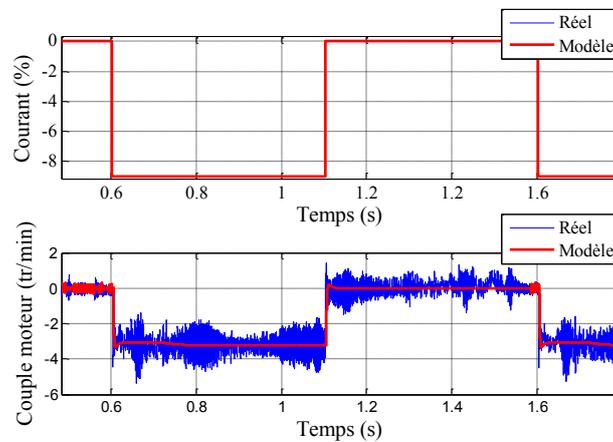


Figure II-18: Comparaison des signaux d'excitation entrée courant, et de couple moteur.

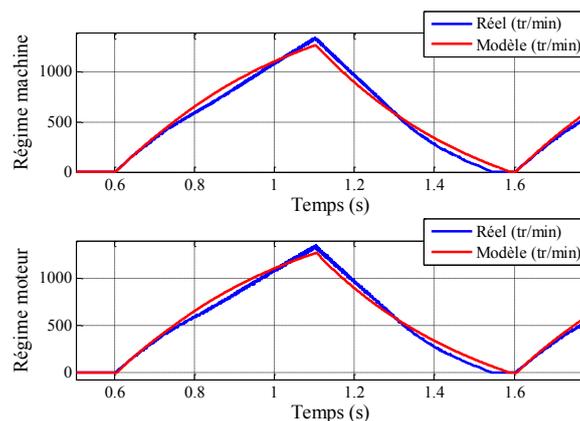


Figure II-19: Comparaison de régime moteur et de régime machine de charge.

Un changement de comportement du drive ABB génère de légères différences de comportement (changement de pente de régime) à partir de 500 tr/min. En effet, d'après le modèle de frottement (2.6), les frottements augmentant proportionnellement avec le régime, la consigne courant est constante, la pente de régime devrait donc continuer à décroître jusqu'à l'équilibre. Le drive ABB semble donc appliquer un couple supérieur à celui modélisé au-delà de 500 tr/min.

Le modèle développé est un modèle simple permettant de simuler le comportement moyen et dynamique du banc d'essais, dans ce cas deux machines électriques. Si le banc d'essai comportait un moteur à combustion, les phénomènes à combustion et les échanges thermiques ne seront pas considérés. Ce modèle a permis de mettre au point un processus d'identification et un test de performance automatisés. Ce modèle permet également aux ingénieurs de développer des lois de commande ou des cycles d'essais normalisés sans consommer de carburant.

3. Identification fréquentielle de bancs d'essai

3.1. Introduction

Un système dynamique est un objet dont les variables internes de différents types interagissent et produisent un signal observable appelé sortie. Cet objet est manipulé par un signal externe appelé commande, chaque signal non manipulé observable ou non observable affectant la sortie du système est appelé perturbation. Pour un système multivariable, les signaux d'entrée et de sortie sont définis par des vecteurs.

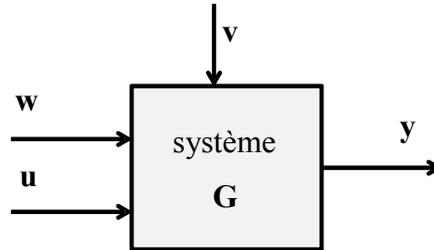


Figure II-20: Schéma synoptique d'un système multivariable

Les variables apparaissant sur la figure II-20 sont :

- y le vecteur des sorties du système G , u le vecteur des entrées de commande du système G , w le vecteur des signaux de perturbation observables, v le vecteur des signaux de perturbation non observables.

L'identification de la dynamique d'un système G consiste à construire un modèle représentant l'évolution des signaux de sorties en fonction des signaux d'entrées $y = f(u, w)$. Les modèles d'un système sont généralement classés en trois catégories.

Le modèle "**boite blanche**" construit par une connaissance préalable de la physique du système. Il est également dénommé modèle de connaissance.

Le modèle "**boite grise**" construit grâce à une connaissance préalable suffisante pour définir une forme de modèle mais insuffisante pour en fournir les valeurs des paramètres. Les paramètres sont alors estimés à partir de données entrée/sortie mesurées.

Lorsqu'une connaissance préalable n'est pas suffisante pour décrire la dynamique du système, le modèle "**boite noire**" est défini par un modèle mathématique de forme arbitraire mais susceptible de correctement modéliser le comportement entrée/sortie du système réel. Les paramètres de ce modèle arbitraire sont alors estimés à partir de données entrée/sortie mesurées. Ce type de modèle est souvent appelé modèle de comportement.

Les paramètres des modèles boite grise et boite noire sont obtenus grâce à des méthodes d'identification paramétriques. Afin d'obtenir aisément un modèle dynamique de bancs d'essais, nous ferons le choix d'utiliser tout d'abord une méthode non paramétrique conduisant aux réponses fréquentielles du système d'entrées la pédale du moteur et le courant électrique, les signaux de sorties correspondent à ceux fournis par un capteur de régime et un capteur de couple (figure II.1). Dans un second temps, une méthode d'identification paramétrique

permettra d'exploiter ce modèle non paramétrique pour déterminer les paramètres d'un modèle de type boîte-noire de forme générique et prédéfinie.

Un système banc d'essai étant multivariable, l'identification de son comportement est ici réalisée entrée par entrée. Prenons comme exemple un système à 2 entrées et 2 sorties avec le modèle linéaire et stationnaire suivant :

$$\begin{cases} y_1(s) = G_{11}(s)u_1(s) + G_{12}(s)u_2(s) + w_1(s) \\ y_2(s) = G_{21}(s)u_1(s) + G_{22}(s)u_2(s) + w_2(s) \end{cases} \quad (2.9)$$

L'excitation de l'entrée u_1 (l'entrée u_2 étant maintenue constante) et l'observation des variations de y_1 et y_2 permettent de déterminer les fonctions de transfert G_{11} et G_{21} . Bien évidemment il est souhaitable que lors de ces essais les perturbations w_1 ou w_2 restent elles aussi constantes.

4. Dynamique d'un système et bande passante

Un système dynamique est un système causal et déterministe dont l'amplitude des sorties dépend significativement de ses entrées dans un intervalle de fréquence appelé bande passante. Énergétiquement parlant, c'est la bande de fréquence dans laquelle le rapport des énergies contenues dans le signal de sortie et dans le signal d'entrée dépasse un seuil donné.

Pour déterminer efficacement les paramètres du modèle d'un système dynamique, ses signaux d'excitation doivent simultanément ou successivement comporter des composantes harmoniques réparties sur une plage de fréquence supérieure ou égale à sa ou ses bandes passantes. Une fois de telles données entrée/sortie enregistrées, une identification fréquentielle permet d'obtenir un modèle linéaire (non paramétrique) qui approxime la dynamique du système réel. Une loi de commande linéaire peut ensuite être synthétisée à partir du modèle fréquentiel du système ou du modèle boîte noire qui en serait issu.

5. Choix du signal d'excitation

Afin de réduire le temps d'essai nécessaire à la réalisation de l'identification du comportement dynamique des bancs d'essais considérés, différents types de signal contenant simultanément plusieurs fréquences peuvent être choisis : signal de type multisinus, chirp, Signal Binaire Pseudo-Aléatoire (SBPA ou PRBS pour Pseudo Random Binary Signal).

Dans ce travail de thèse, c'est le signal multisinus qui a été choisi. Il est défini comme une combinaison linéaire de plusieurs signaux sinusoïdaux [Guillaume *et al*, 2001] :

$$x(t) = \sum_{k=1}^N A_k \cos(2\pi k \Delta f t + \Phi_k) \quad (2.10)$$

Le signal $x(t)$ de l'équation (2.10) est une somme de N sinusoïdes de fréquences espacées par un intervalle Δf . La fréquence Δf de la première sinusoïde et la fréquence $N\Delta f$ de la dernière sinusoïde déterminent la plage fréquentielle du signal d'excitation. L'amplitude A_k et la phase

Φ_k sont définis afin de limiter l'amplitude crête-à-crête de $x(t)$ qui doit rester sensiblement constante au cours de l'essai.

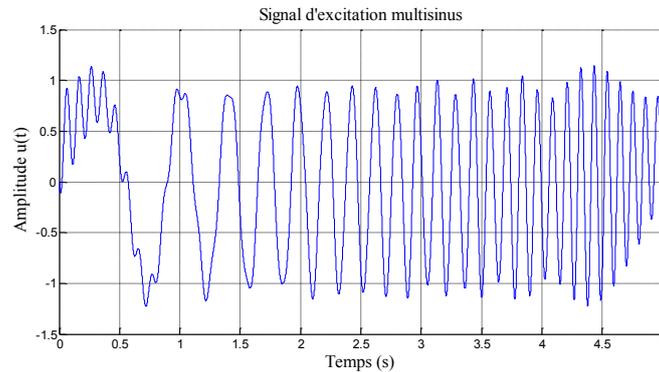


Figure II-21 : Signal multisinus

La figure II.21 montre un signal multisinus échantillonné à 1 kHz avec une amplitude de 1. Ce signal de 5 s contient 100 fréquences, de 0.1 Hz à 10 Hz, espacées de 0.1 Hz.

L'avantage majeur du signal multisinus est sa densité spectrale qui est concentrée dans la plage de fréquence considérée. La figure II.22 compare la densité spectrale de trois signaux : multisinus, SBPA et chirp. On remarque en effet que la densité spectrale du signal multisinus est constante et exclusivement concentrée dans la bande de fréquence [0.1, 10] Hz. Aucune énergie n'est donc appliquée en dehors de la plage d'identification définie. Par contre, pour les signaux chirp et SBPA, une partie de l'énergie du signal est appliquée à l'extérieur de la bande de fréquence définie. Cette énergie est donc en partie perdue pour la détermination de notre modèle.

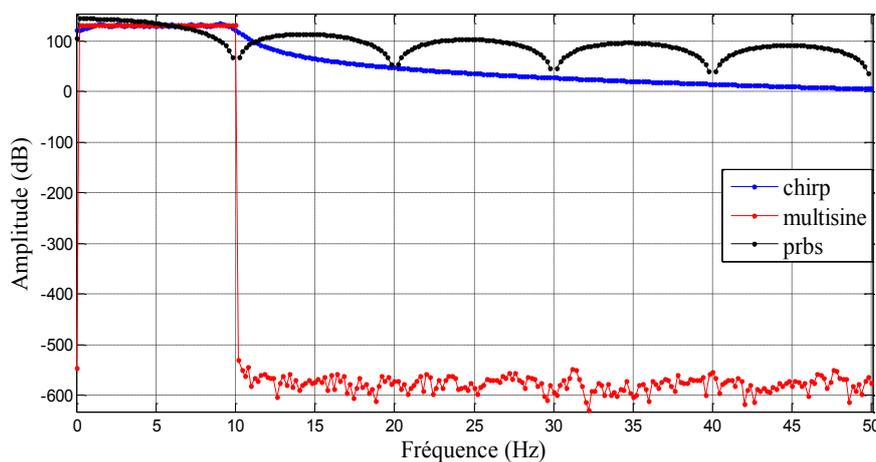


Figure II-22 : Comparaison de la densité spectrale des signaux chirp, multisinus et PRBS

L'amplitude du signal multisinus doit être suffisamment forte pour que le signal de sortie ne soit pas trop sensible au bruit de mesure et à la non-linéarité causée par les frottements et les jeux mécaniques. Cette amplitude doit aussi être suffisamment faible afin d'exciter le système sans le solliciter en dehors de sa plage de fonctionnement linéaire. On peut remarquer que la dynamique du signal multisinus augmente en fonction du temps : au départ de l'essai la

dynamique dominante est celle d'un sinus de fréquence 0.1 Hz alors qu'en fin d'essai la dynamique dominante est celle d'un sinus à 10 Hz

5.1. Détermination de la bande fréquentielle du système

Les fréquences minimale et maximale du signal multisinus à utiliser sont déterminées à l'aide d'analyse harmonique rapide (utilisation de quelques signaux sinusoïdaux purs) permettant d'estimer la bande passante du système grâce à la mesure de quelques phases et gains à diverses fréquences.

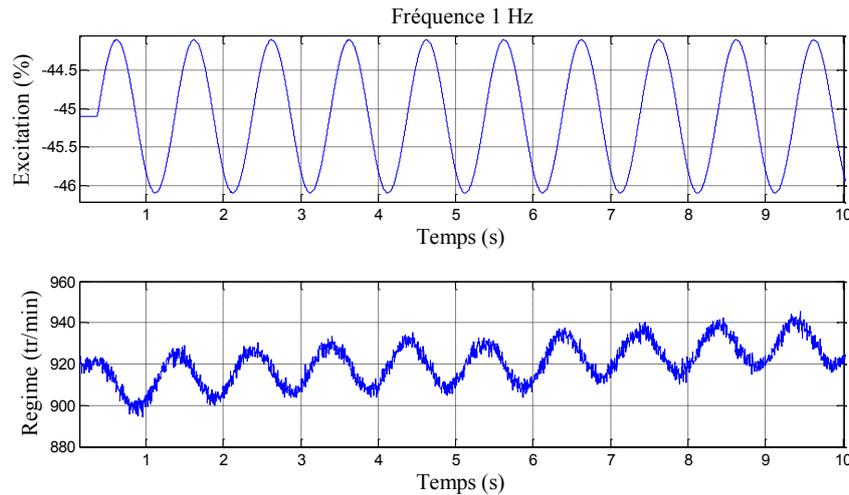


Figure II-23 : Evolution du régime enregistrée lors d'une excitation par un signal sinusoïdal

La figure II.23 montre la réponse temporelle de la sortie régime moteur du système présenté dans la figure II.1, suite à l'excitation de l'entrée courant par un signal sinusoïdal avec une amplitude de 1% et une fréquence de 1 Hz. On peut remarquer que le signal mesuré comporte certes une composante sinusoïdale mais également du bruit haute fréquence et un signal basse fréquence générant une dérive. Afin que la mesure du gain et de la phase n'en soit pas affectée, un filtre sélectif est utilisé afin de ne conserver que la composante correspondant à la pulsation ω_0 du signal d'excitation. Ce filtre sélectif est défini par :

$$F(s) = \frac{2\zeta \frac{s}{\omega_0}}{1 + 2\zeta \frac{s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (2.11)$$

La figure II.24 montre le diagramme de Bode de $F(s)$ avec $\omega_0 = 1$ rad/s et $\zeta = 0.1$.

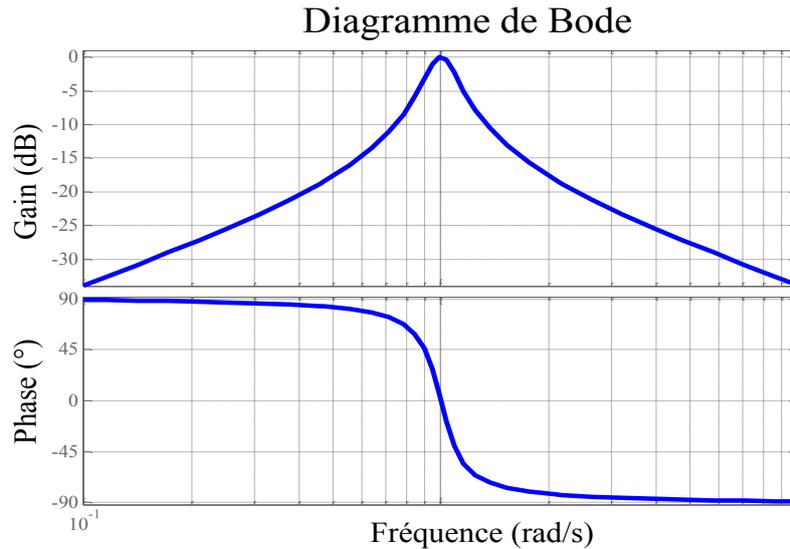


Figure II-24: Diagramme de Bode d'un filtre sélectif avec $\omega_0 = 1$ rad/s et $\zeta = 0.1$.

$F(s)$ a un gain unitaire et une phase nulle à ω_0 . Ce filtre atténue tous les signaux dont la fréquence est différente à ω_0 . La figure II.25 montre la variation de la sortie régime et la variation de couple avant et après filtrage. Dans cet essai, l'entrée courant est excitée par un signal sinusoïdal d'amplitude 1% et de pulsation 1 Hz.

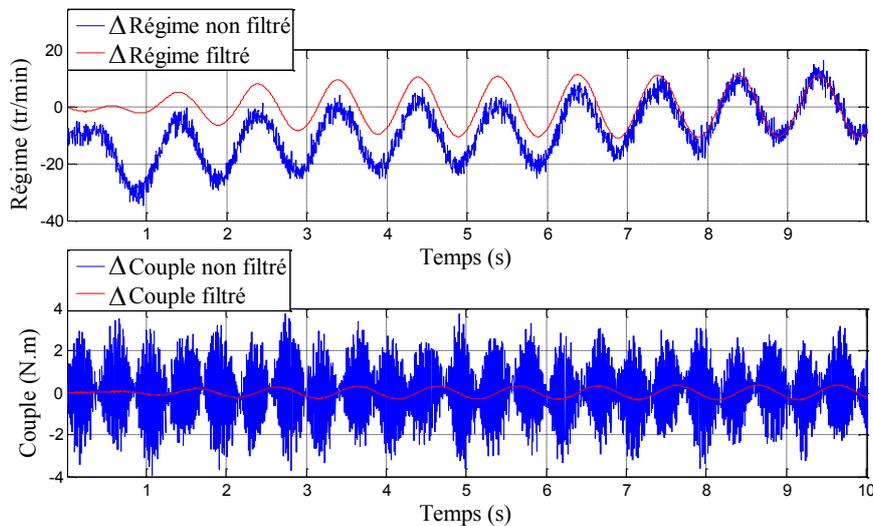


Figure II-25 : Comparaison des réponses non filtrées (mais dont la valeur moyenne a été supprimée) et filtrées par $F(s)$

On peut constater qu'avec le coefficient d'amortissement utilisé ($\zeta = 0.1$) le temps nécessaire pour que la sortie du filtre $F(s)$ s'établisse est d'environ 5 périodes.

La mesure de gain et de phase permet d'étudier la dynamique du système (essentiellement sa bande passante) et donc de déterminer la bande de fréquence où la détermination de sa réponse fréquentielle doit être effectuée. Elle permet également de choisir l'amplitude

d'excitation du signal multisinus et éventuellement de détecter l'existence des modes résonants.

Pour les bancs d'essais, une bande de fréquence comprise entre $f_{\min} = 0.1$ Hz et $f_{\max} = 20$ Hz est généralement satisfaisante. L'amplitude d'excitation peut être déterminée grâce à une excitation sinusoïdale de fréquence $10 \cdot f_{\min}$ et dont on fait varier l'amplitude pour provoquer une variation de 5% du couple maximum. Cette amplitude doit permettre de rendre le signal mesuré moins sensible au bruit tout en maintenant le système étudié dans sa région de comportement linéaire autour du point de fonctionnement considéré.

5.2. Identification d'un banc d'essai par excitation multisinus

Un banc d'essai comportant le plus souvent un moteur thermique dont le comportement dynamique est fonction de son régime et du couple fourni, un ensemble de points de fonctionnement doit être considéré pour l'identifier. La définition de cet ensemble ne peut s'effectuer qu'une fois le domaine de fonctionnement du moteur déterminé.

5.3. Détermination du domaine de fonctionnement

Généralement, la machine de charge est plus puissante que le moteur thermique qu'elle permet de tester. Le domaine de fonctionnement où l'identification du comportement dynamique du banc d'essai doit être réalisée dépend donc uniquement du moteur thermique et donc de ses régimes maximum et minimum (régime de ralenti) qui sont donnés par son constructeur. Le domaine de fonctionnement est totalement déterminé une fois connu le couple maximum que peut produire le moteur thermique sur cet intervalle de régime. Une procédure de détermination de la courbe de couple a été développée pour déterminer le domaine d'utilisation du moteur. Elle consiste tout d'abord à maintenir la commande pédale à 100% (couple maximum) pendant que le régime moteur varie lentement du régime de ralenti jusqu'au régime maximum. Dans un deuxième temps, on maintient la pédale à 0% (couple minimum) pendant que le régime varie lentement du régime maximal au régime de ralenti. La pente de montée et de descente de régime est fixée par la norme à 8 (tr/min)/s.

5.4. Choix des points de fonctionnement à exciter

Quatre critères sont utilisés pour choisir les points de fonctionnement à exciter :

- le banc d'essai doit pouvoir rester au voisinage d'un même point de fonctionnement pendant l'excitation multisinus
- le point de fonctionnement doit être suffisamment éloigné des extrémités du domaine de fonctionnement du moteur afin de ne pas solliciter de trop fortes non linéarités
- les points de fonctionnement du moteur les plus courants doivent être plus particulièrement pris en compte
- tout couple négatif ne sera pas considéré car il correspondrait à des phases où le moteur est entraîné par la machine de charge.

Compte tenu de ces contraintes, la figure II-27 présente un ensemble de points de fonctionnement répartis sur le domaine de fonctionnement du banc d'essai. v_l et v_h sont les

régimes de ralenti et maximal du moteur thermique, $C_{i\min}$ et $C_{i\max}$ sont les couples minimum et maximum au régime v_i .

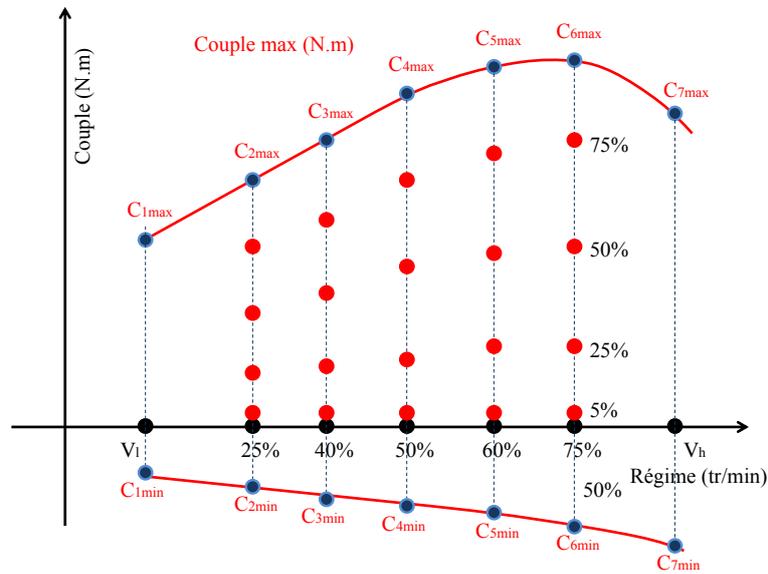


Figure II-26 : Choix de 20 points de fonctionnement pour l'identification du banc d'essai

Pour cinq valeurs de régime $v_i + \% (v_h - v_l)$, quatre valeurs de couple sont choisis en fonction du couple maximum $C_{i\max}$.

5.5. Excitation par signal multisinus

Une excitation multisinus permet d'identifier l'ensemble de la réponse fréquentielle du système autour d'un point de fonctionnement donné et ceci en une seule mesure. Pour faciliter sa mise en œuvre et l'exploitation des données qui en résultent, nous proposons que :

- l'identification se fasse en boucle ouverte
- les entrées non excitées restent égales aux valeurs moyennes conduisant au point de fonctionnement en régime stabilisé
- le signal multisinus permet de conserver la même valeur moyenne de l'entrée excitée.

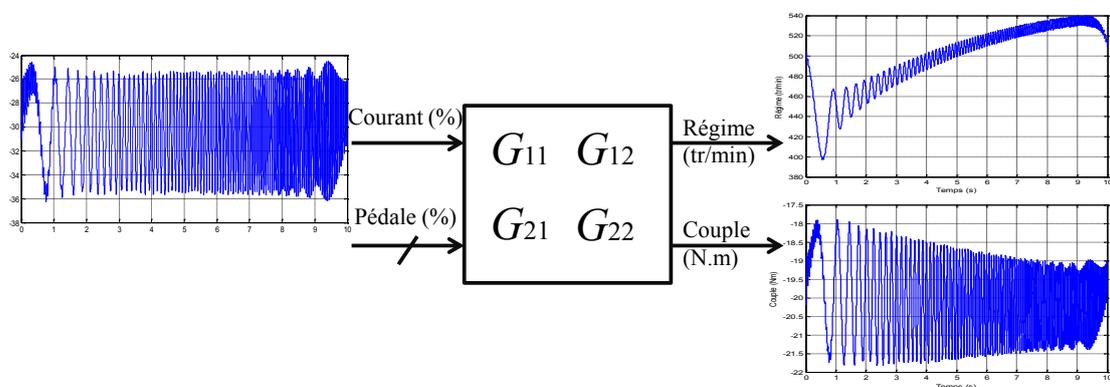


Figure II-27 : Excitation de l'entrée courant par un multisinus

La figure II.27 montre la réponse des deux sorties régime et couple, du modèle du banc d'essai développé dans la première partie de ce chapitre, lors de l'excitation de l'entrée courant par un signal multisinus. L'entrée pédale garde sa valeur moyenne constante durant l'excitation multisinus. Les deux sorties et l'entrée excitée permettent ici la détermination du comportement dynamique associé aux éléments G_{11} et G_{21} de la matrice de transfert du système autour du point de fonctionnement étudié. Le comportement dynamique associé aux éléments G_{12} et G_{22} de la matrice de transfert est obtenu en appliquant un signal d'excitation à l'entrée pédale et en maintenant l'entrée courant constante.

5.6. Calcul de la réponse fréquentielle

La réponse fréquentielle de la fonction de transfert liant une entrée de commande à une sortie du système est obtenue par le calcul de la densité spectrale de puissance résultant de la transformée de Fourier de la fonction d'inter-corrélation entre le signal de sortie y et le signal d'entrée x divisée par la transformée de Fourier de la fonction d'auto-corrélation du signal d'entrée x .

$$G(j\omega) = \frac{\mathcal{F}\{\Gamma_{yx}(\tau)\}}{\mathcal{F}\{\Gamma_{xx}(\tau)\}}, \quad (2.12)$$

avec $\Gamma_{yx}(\tau) = \int y(t)x(t-\tau)dt$ et $\Gamma_{xx}(\tau) = \int x(t)x(t-\tau)dt$.

Etant donné que l'utilisation d'un filtre sélectif est impossible lors d'une excitation multisinus, une fenêtre triangulaire est utilisée pour éliminer l'énergie du bruit de mesure haute fréquence présente dans le signal de sortie.

5.7. Erreur de calcul (bruit numérique)

Il existe aussi un bruit numérique lié au calcul mathématique de la réponse fréquentielle. Le signal d'excitation multisinus est répété plusieurs fois afin de minimiser l'effet de ce bruit.

Prenons comme exemple la fonction de transfert du deuxième ordre définie par

$$G(s) = \frac{s+1}{s^2+s+1}. \quad (2.13)$$

La figure II.28 compare la réponse fréquentielle de la fonction de transfert $G(s)$ identifiée par un signal multisinus simple contenant une seule séquence multisinus, et par un signal multisinus contenant quatre séquences multisinus successives. La première réponse fréquentielle montre l'existence de ce bruit numérique qui se traduit notamment par une phase oscillante en haute fréquence. La réponse fréquentielle obtenue suite à l'excitation du système par quatre multisinus est plus proche de la réponse fréquentielle exacte de $G(s)$.

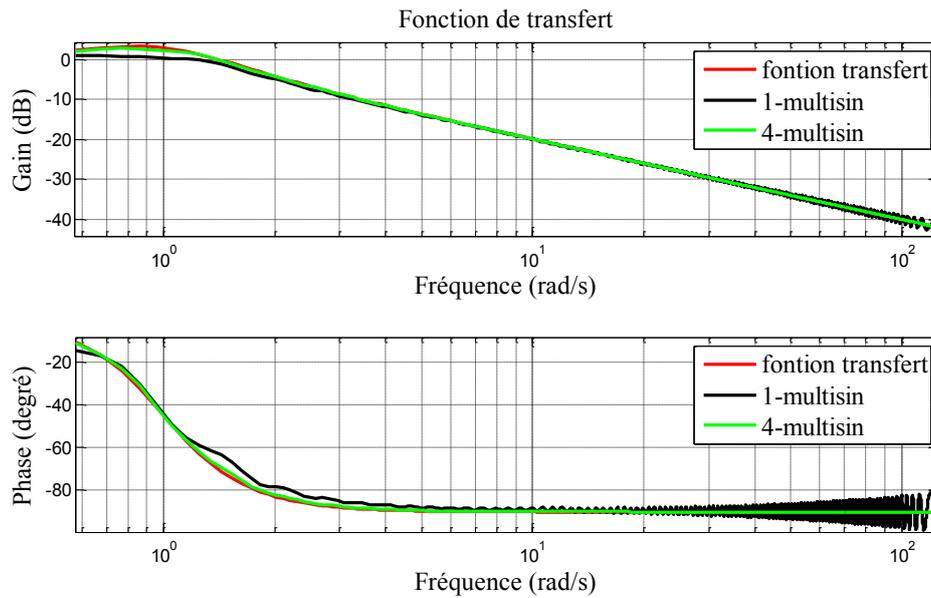


Figure II-28 : Réponse fréquentielle de $G(s)$ identifiée par un ou quatre multisinus

5.8. Identification de la maquette

Considérons la maquette de banc d'essai (figure II.1) autour du point de fonctionnement défini par un régime de 1075 tr/min et un couple de 17 N.m.

L'excitation de l'entrée courant permet d'identifier les transferts :

- G_{11} entre l'entrée courant et la sortie régime ;
- G_{21} entre l'entrée courant et la sortie couple.

L'excitation de l'entrée pédale permet d'identifier les transferts :

- G_{12} entre l'entrée pédale et la sortie régime ;
- G_{22} entre l'entrée pédale et la sortie couple.

Le tableau 1 présente les réponses temporelles réelles du système excité par un signal multisinus sur l'entrée courant puis sur l'entrée pédale. Le tableau 2 montre la réponse fréquentielle du système réel excité par un signal multisinus.

Tableau 1: Réponse temporelle du système suite à l'excitation multisinus

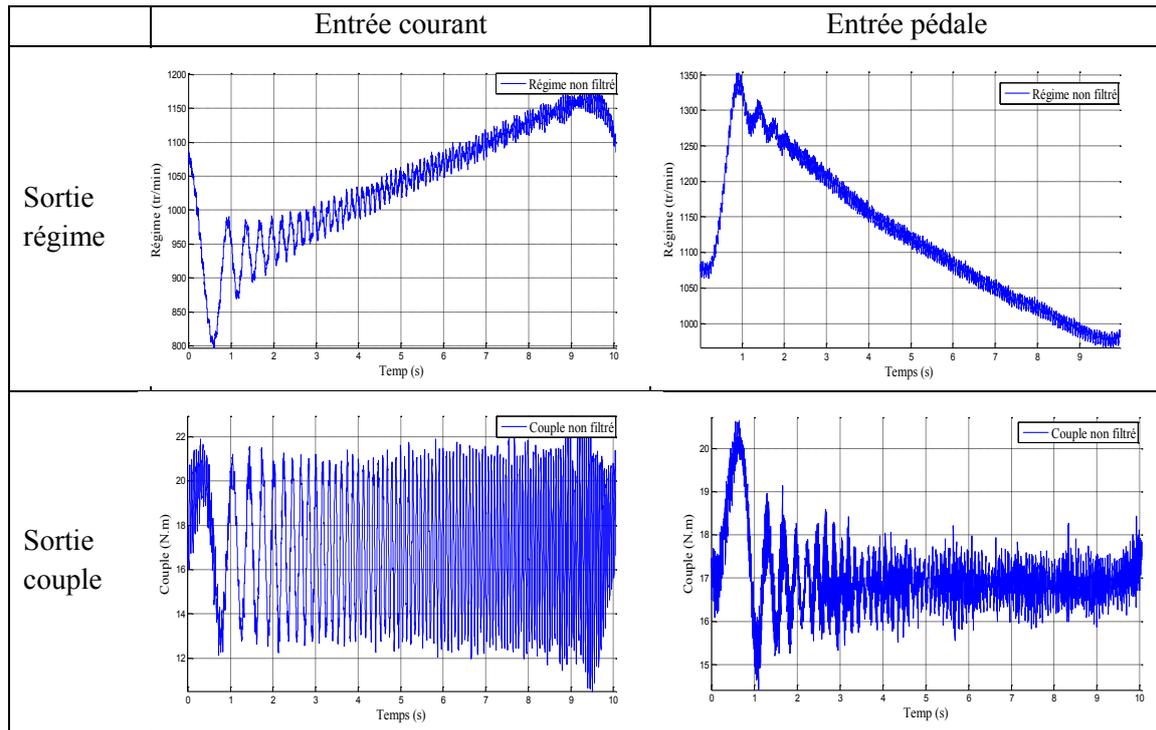
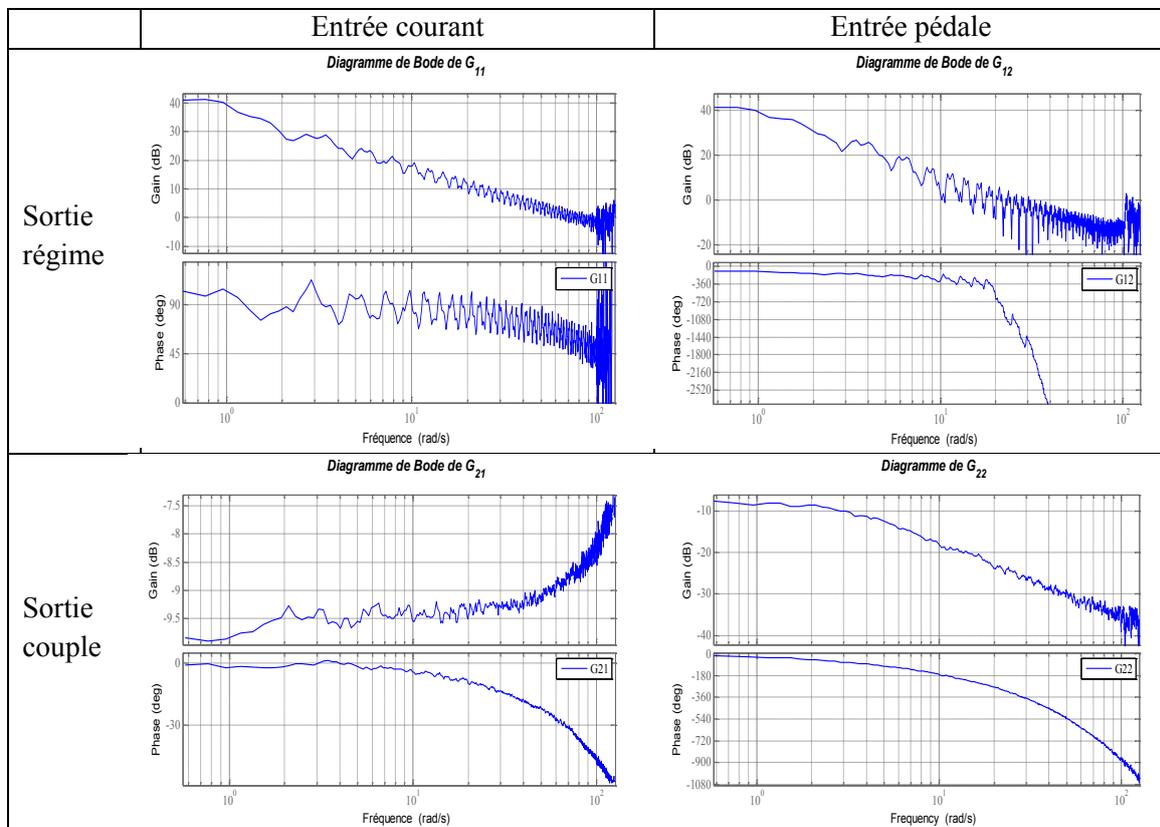


Tableau 2: Réponse fréquentielle du système autour de du point de fonctionnement défini par un régime de 1075 tr/min et un couple de 17 N.m



Le terme G_{11} montre la dynamique d'un système intégrateur avec une phase commençant à $+90^\circ$. Cette phase peut être modélisée par la présence d'un signe moins "-" dans la fonction de transfert $G_{11}(s)$.

Le terme G_{21} montre la dynamique d'un simple intégrateur avec une phase commençant à -90° . La forte décroissance de la phase en haute fréquence peut être modélisée par la présence d'un terme retard dans la fonction de transfert $G_{21}(s)$.

Le terme G_{12} montre un gain quasi-constant sur la plage de fréquence considérée puis le début d'un phénomène de résonance et de décroissance de la phase en haute fréquence. Cela montre bien la relation quasi-proportionnelle entre la consigne courant et le couple généré par la machine électrique.

Le terme G_{22} montre un comportement de type passe-bas avec une bande passante d'environ 3 rad/s. L'effet d'un retard est également observé. Par le rapport entre le déphasage observé à 100rad/s et la pulsation associée, ce retard peut être estimé de l'ordre de :

$$\text{retard}_{G_{22}} \approx \frac{\varphi(\text{rad})}{\omega(\text{rad/s})} \Big|_{100\text{rad/s}} = \frac{900 * \pi}{180} \frac{1}{100} = 0.157 \text{ s} \quad (2.14)$$

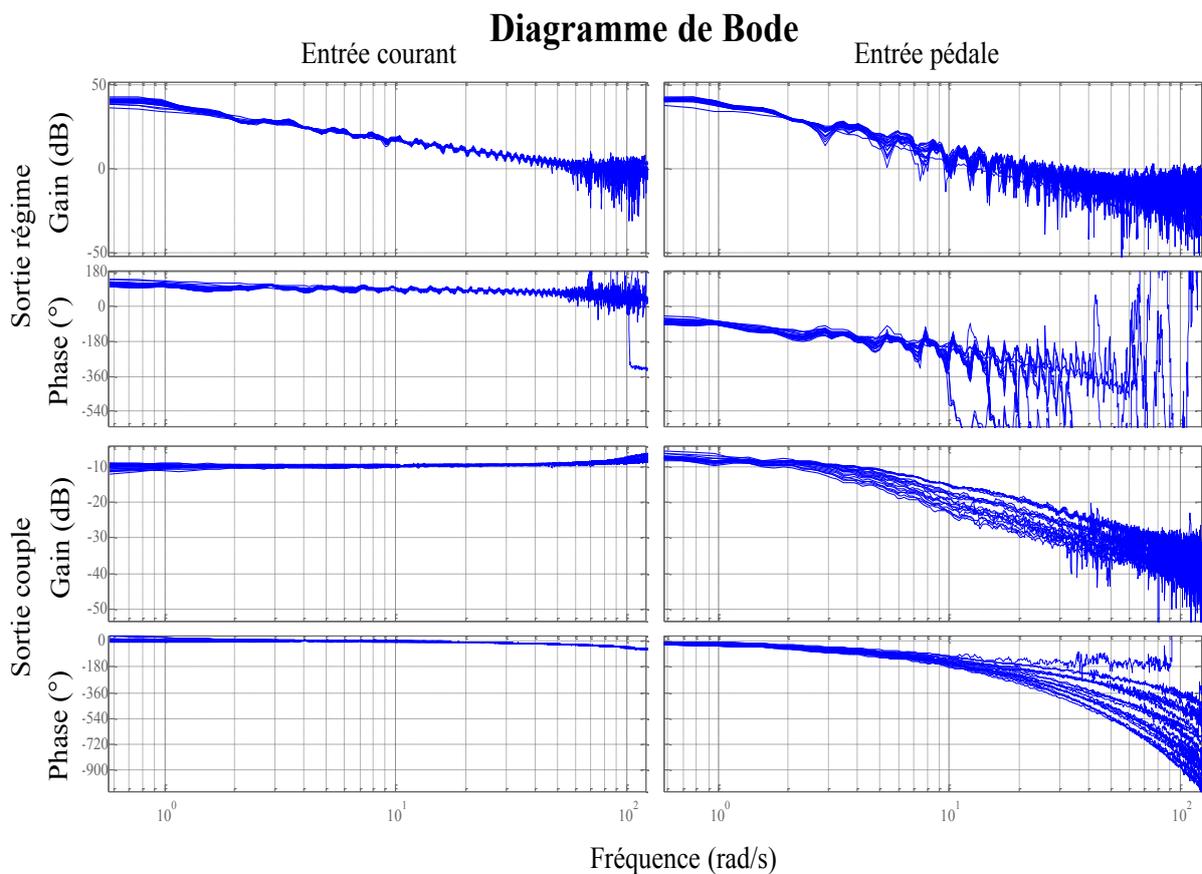


Figure II-29 : Réponse fréquentielle du système autour 20 points de fonctionnement

La figure II.29 montre la réponse fréquentielle du système obtenue autour des vingt points de fonctionnement définis par la figure II.26. Les variations du gain et de la phase de cette réponse fréquentielle permettent de modéliser l'incertitude portant sur le modèle dynamique linéaire de ce système. On peut néanmoins remarquer que cette incertitude est parfois extrêmement importante à partir de fréquences données. Ceci n'est probablement pas dû à une véritable variation du comportement dynamique du système mais plutôt à une mauvaise estimation de celui-ci causée par un manque d'information pertinente dans les signaux de sortie mesurés.

5.9. Recherche d'un modèle incertain propre du système identifié

Comme nous venons de le voir, le problème majeur des réponses fréquentielles brutes issues de l'application de la relation (2.12) réside dans leur phase qui est incohérente dans les plages de fréquences élevées où les données temporelles d'origine contiennent une information peu pertinente (présence de bruit et niveau de variation faible). A titre d'exemple, la réponse fréquentielle G_{12} (tableau 2) montre une phase qui diverge parfois à partir de 10 rad/s. La prise en compte de cette phase ne permettrait pas de réaliser la synthèse d'un régulateur à la fois robuste et performant.

Afin de faciliter l'exploitation de ces réponses fréquentielles il est donc important d'en faire disparaître les incohérences. Ces données brutes peuvent ainsi être utilisées pour déterminer les paramètres de fonctions de transfert de formes prédéfinies dont les réponses fréquentielles cohérentes peuvent alors être utilisées pour déterminer de nouvelles réponses fréquentielles maintenant "nettoyées" et donc davantage exploitables pour la synthèse de lois de commande robustes et ceci le plus automatiquement possible.

Après avoir observé les réponses fréquentielles de quatre banc d'essais différents (avec moteur essence, Diesel), il est proposé que chaque terme de la matrice de transfert \mathbf{G} soit défini par l'expression suivante:

$$G_{ij}(s) = k_{ij} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{1ij}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{2ij}}\right) \left(1 + 2\zeta_{1ij} \frac{s}{\omega_{3ij}} + \frac{s^2}{\omega_{3ij}^2}\right) e^{-r_{ij}s}}{\left(1 + \frac{s}{\omega'_{1ij}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega'_{2ij}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega'_{3ij}}\right) \left(1 + 2\zeta_{2ij} \frac{s}{\omega'_{4ij}} + \frac{s^2}{\omega'_{4ij}^2}\right)} \quad (2.15)$$

Pour chacun des points de fonctionnement et pour chacun des quatre termes $G_{ij}(s)$ de la matrice de transfert $\mathbf{G}(s)$, le gain k_{ij} , les pulsations propres ω_{kij} et ω'_{kij} , les coefficients d'amortissement ζ_{kij} et le retard r_{ij} sont déterminés en deux temps. Tout d'abord, pour l'ensemble des modèles G_{ij} , les paramètres hormis les retards sont estimés en minimisant le critère E_1 défini par

$$E_1 = \sum_{\omega=2\pi 0.1}^{2\pi 20} \left(|M(j\omega)|_{\text{dB}} - |M_1(j\omega)|_{\text{dB}} \right)^2 / \omega + 400 \sum_{\omega=2\pi 0.1}^{2\pi 0.4} \left(|C(j\omega) - C_1(j\omega)|_{\text{dB}} \right)^2, \quad (2.16)$$

Avec :

M : gain de la réponse fréquentielle issue des mesures.

M_1 : gain de la réponse fréquentielle du modèle G_{ij}

C_{plx} : valeur complexe de la réponse fréquentielle issue des mesures.

C_{plx1} : valeur complexe de la réponse fréquentielle du modèle G_{ij}

La division par la pulsation ω permet d'avantage de réduire l'erreur obtenue aux fréquences faibles. Le second terme permet également de prendre en compte la phase de la réponse fréquentielle issue des mesures dans la plage de fréquences où les données fréquentielles sont a priori les plus fiables. Lors de l'optimisation du procédé nominal, la fréquence propre ω'_{4ij} et l'amortissement ζ_{2ij} sont communs aux quatre termes $G_{ij}(s)$ afin de simplifier la synthèse du régulateur, comme le chapitre III le présentera.

Une fois le critère E_1 minimisée, le retard seul est estimé en minimisant le critère E_2 défini par

$$E_2 = \sum_{\omega=2\pi 0.1}^{\omega_{\max}} \left(|C(j\omega) - C_1(j\omega)|_{dB} \right)^2, \quad (2.17)$$

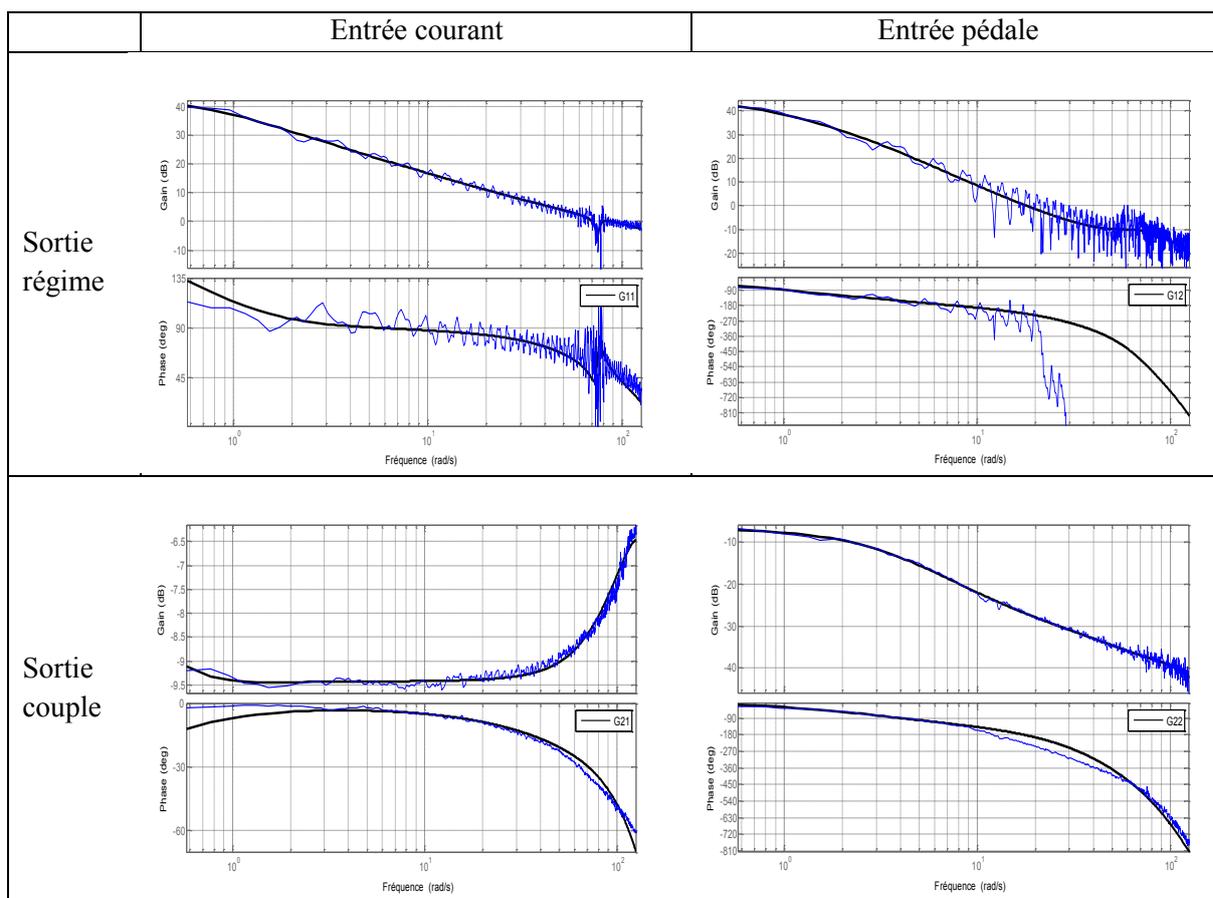
ω_{\max} étant la fréquence maximale pour laquelle la réponse fréquentielle dispose d'une phase correctement estimée. Pour G_{11} cette fréquence correspond à 20 Hz, pour les autres termes cette fréquence correspond à 3 Hz.

Cette identification paramétrique a été réalisé en utilisant les données correspondant au point de fonctionnement 1100 tr/min et 18 N.m. Ce point de fonctionnement est considéré comme point nominal, la matrice de transfert $\mathbf{G}(s)$ est alors définie par les éléments suivants :

$$\begin{aligned} G_{11}(s) &= \frac{-97.8(s+49.6)(s+1.5)(s^2+23.9s+7290)}{(s+64.1)(s+0.88)(s+0.837)(s^2+27.3s+7940)} e^{-0.011s} \\ G_{12}(s) &= \frac{14.9(s+17.6)(s+16)(s^2+34.4s+7938)}{(s+29.27)(s+0.99)(s+0.977)(s^2+27.3s+7940)} e^{-0.1s} \\ G_{21}(s) &= \frac{43.2(s+0.3)(s+145)(s^2+51s+7292)}{(s+117.3)(s+0.266)(s+0.08)(s^2+27.3s+7940)} e^{-0.0054s} \\ G_{22}(s) &= \frac{0.548(s+126)(s+2.11)(s^2+53.4s+7904)}{(s+80.32)(s+2)(s+1.86)(s^2+27.3s+7940)} e^{-0.1s} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Le tableau 3 présente la réponse fréquentielle du modèle défini par la relation (2.18) et la compare à la réponse fréquentielle brute obtenue à partir de la relation (2.12).

Tableau 3 : Comparaison des réponses fréquentielles brute et recalculée à partir d'un modèle paramétrique identifié



Répétée pour les 20 points de fonctionnement considérés, la méthodologie présentée permet alors d'obtenir un nouvel ensemble de réponses fréquentielles que montre la figure II-30.

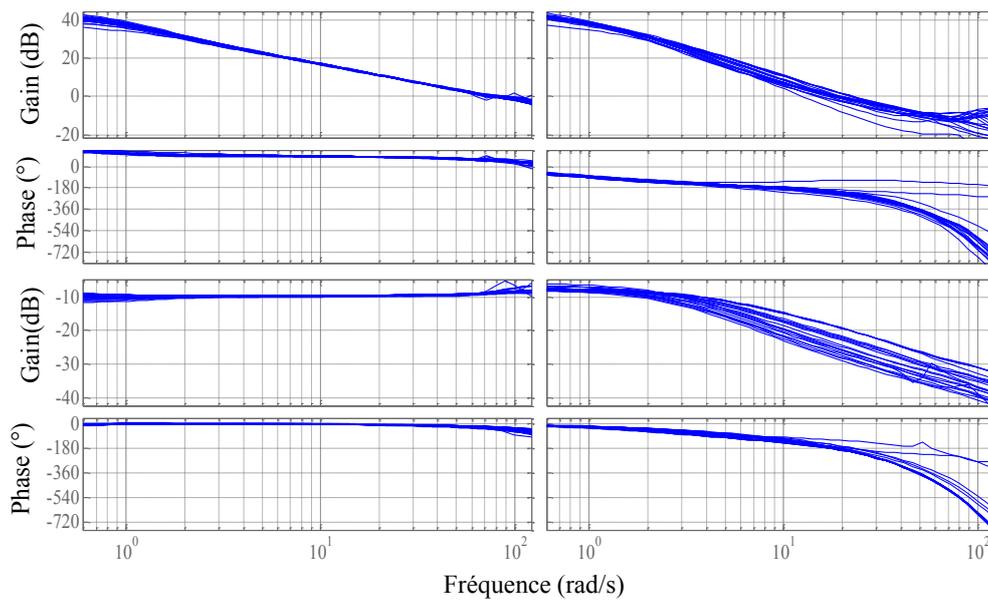


Figure II-30: Nouvelles réponses fréquentielles du système autour 20 points de fonctionnement

Ces nouvelles réponses fréquentielles peuvent alors être utilisées pour la synthèse aisée d'une loi de commande à la fois robuste et aussi performante que possible.

6. Application au banc d'essai

6.1. Banc d'essai Diesel DV6

Le banc d'essai Diesel DV6 présenté par la figure II-31 est constitué d'une machine de charge asynchrone SCHORCH d'une puissance de 250 kW et pouvant générer un couple maximum de 550 N.m et d'un moteur Diesel DV6 4 cylindres pouvant produire une puissance de 89 kW et un couple maximum de 220 N.m. Ce banc d'essai a été installé au laboratoire PRISME de l'Université d'Orléans



Figure II-31: Banc d'essai Diesel DV6 du laboratoire PRISME

6.2. Détermination de la courbe de couple

La première phase d'identification consiste à déterminer le domaine de fonctionnement de l'ensemble machine de charge et moteur Diesel en déterminant la courbe de couple maximum de ce dernier. La figure II-32 montre l'essai réalisé. Les points de la courbe de couple maximal sont déterminés entre 120s et 520s. Les points de la courbe de couple minimal sont déterminés entre 550s et 1000s. Lors de cette phase, le moteur est entraîné par la machine de charge, le couple moteur "résistant" étant alors dû aux frottements du vilebrequin et au mouvement des pistons dans les cylindres. On peut constater que la valeur absolue de couple résistant diminue en fonction de la vitesse de rotation du moteur

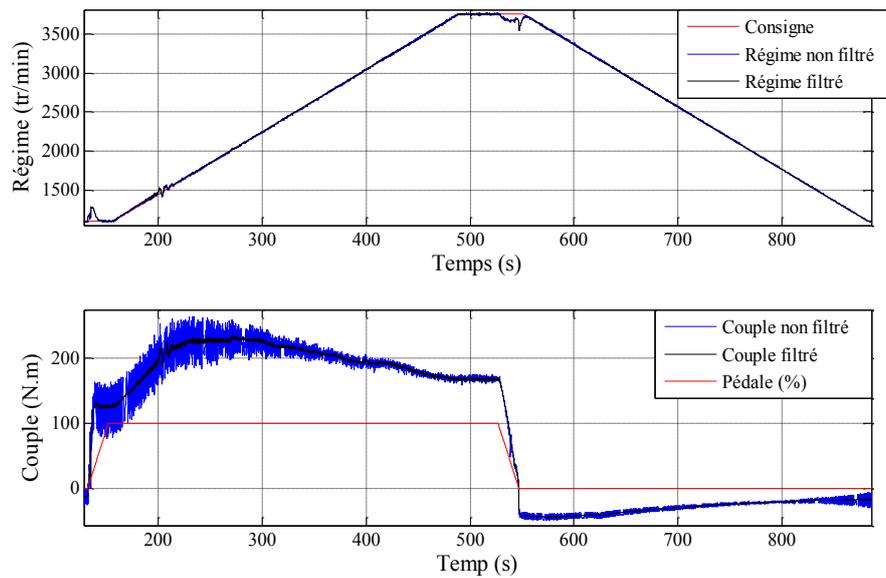


Figure II-32 : Détermination du domaine de fonctionnement du banc d'essai Diesel

6.3. Identification fréquentielle par excitation multisinus

Le domaine de fonctionnement et les 20 points de fonctionnement retenus sont présentés par la figure II-33.

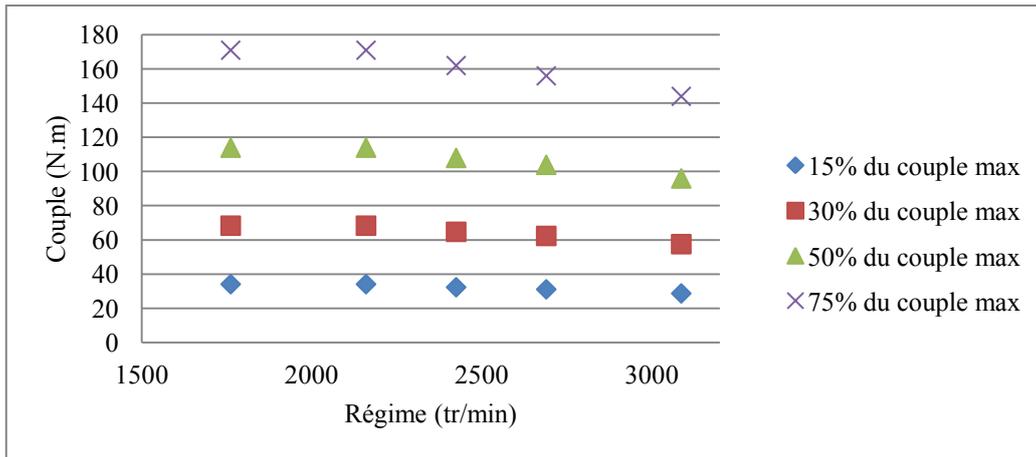


Figure II-33: Choix de 20 points de fonctionnement pour l'identification du banc d'essai Diesel.

La figure II-34 présente la réponse temporelle du banc d'essai Diesel suite à une excitation multisinus de l'entrée pédale autour du point de fonctionnement 2700 tr/min et 60 N.m. Le phénomène de combustion peut être observé sur les mesures de couple et de régime sous la forme d'un bruit haute fréquence.

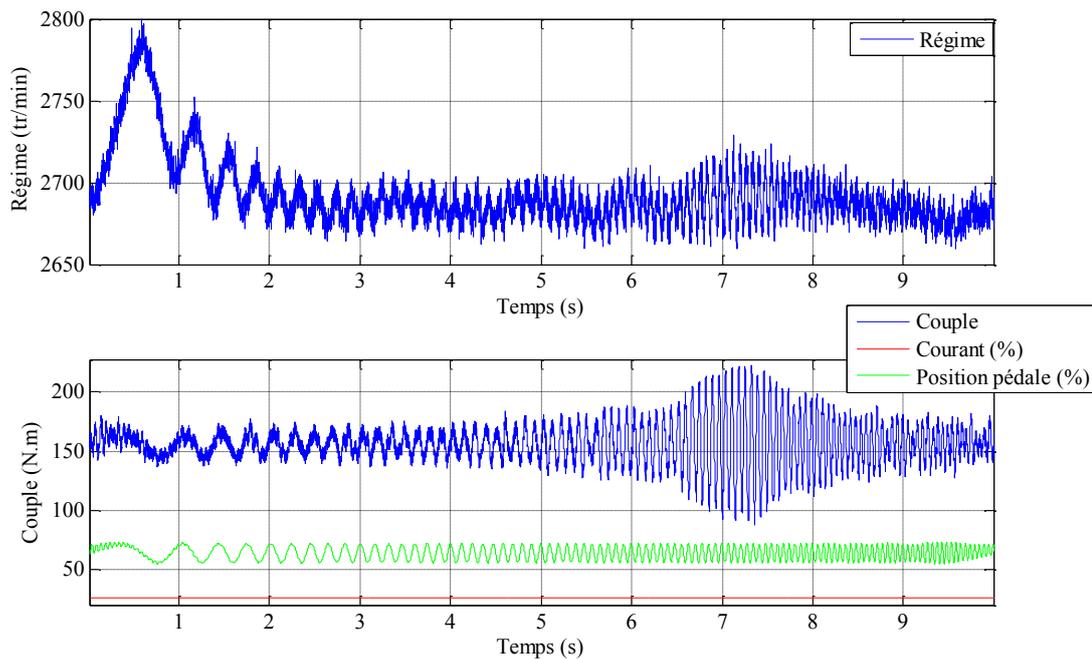


Figure II-34 : Réponse temporelle du banc d'essai Diesel suite à l'excitation de l'entrée pédale par un signal multisinus

On peut remarquer que l'amplitude du couple augmente légèrement avant 5.5 s, puis plus sensiblement avant de diminuer à partir de 7.2 s. Compte tenu de la constance de l'amplitude du signal d'excitation multisinus, cette amplification semble liée à un phénomène de résonance.

6.4. Obtention et traitement des réponses fréquentielles

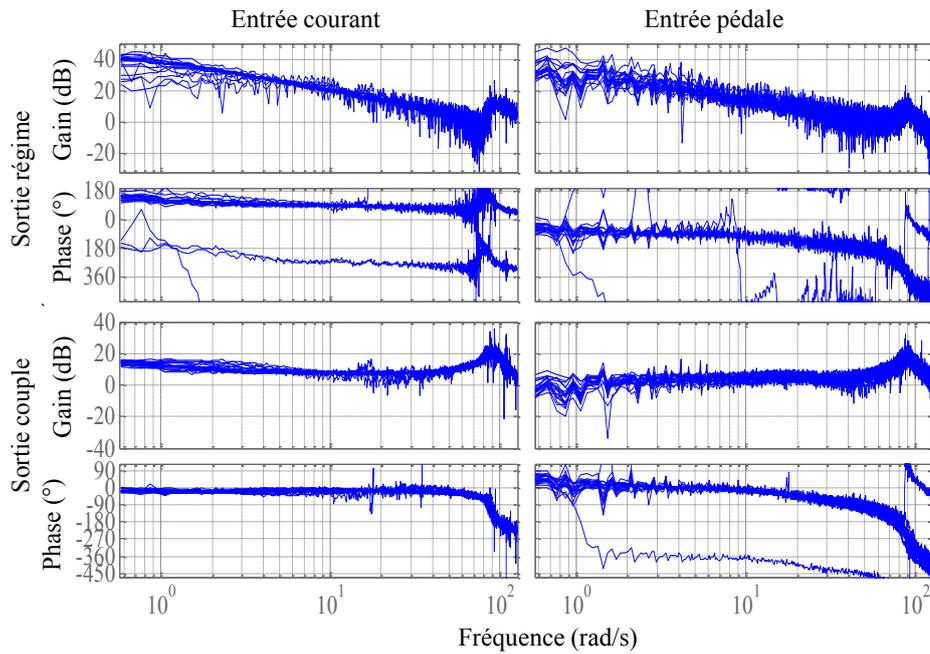


Figure II-35: Réponse fréquentielle du banc d'essai Diesel.

La figure II-35 présente la réponse fréquentielle du banc d'essai Diesel autour de tous les points de fonctionnement considérés. Le diagramme de Bode des deux termes G_{11} et G_{12} présentent un gain décroissant avec une pente de -20 dB/décade et un pic de résonance à la fréquence 90 rad/s. le gain décroissant explique la diminution de l'amplitude du régime moteur observé lors de l'excitation de l'entrée pédale par un signal multisinus (Figure II-34). Les termes G_{21} et G_{22} présente un gain légèrement croissant et un pic de résonance à 90 rad/s. Là aussi ceci est conforme aux observations faites sur la réponse du couple moteur.

Pour le point de fonctionnement nominal la minimisation des critères E_1 et E_2 (2.16, 2.17) permet d'obtenir la matrice de transfert $\mathbf{G}(s)$ du modèle nominal du système définie par les éléments suivants :

$$\begin{aligned}
 G_{11}(s) &= \frac{-210(s+49)(s+4.6)(s^2+5.87s+5710)}{(s+84.59)(s+1.979)(s+1.1)(s^2+14.54s+7787)} e^{-0.0085s} \\
 G_{12}(s) &= \frac{44.78(s+57.5)(s+17.18)(s^2+86.52s+6600)}{(s+30)(s+17.4)(s+0.53)(s^2+14.54s+7787)} e^{-0.058s} \\
 G_{21}(s) &= \frac{365.8(s+2.1)(s+1.47)(s^2+70.2s+7899)}{(s+148.9)(s+2.574)(s+0.5398)(s^2+14.54s+7787)} e^{-0.006s} \\
 G_{22}(s) &= \frac{158.6(s+1)^2(s^2+75.9s+3341)}{(s+26.1)(s+3.66)(s+0.44)(s^2+14.54s+7787)} e^{-0.045s}
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Pour l'ensemble des points de fonctionnement considérés, les réponses fréquentielles directement issues des mesures (bleu) et celles des modèles paramétriques approximés (vert)

sont présentées par les figures III-36, 37, 38, 39. Ces figures présentent également la réponse fréquentielle du modèle paramétrique choisi comme procédé nominal (rouge).

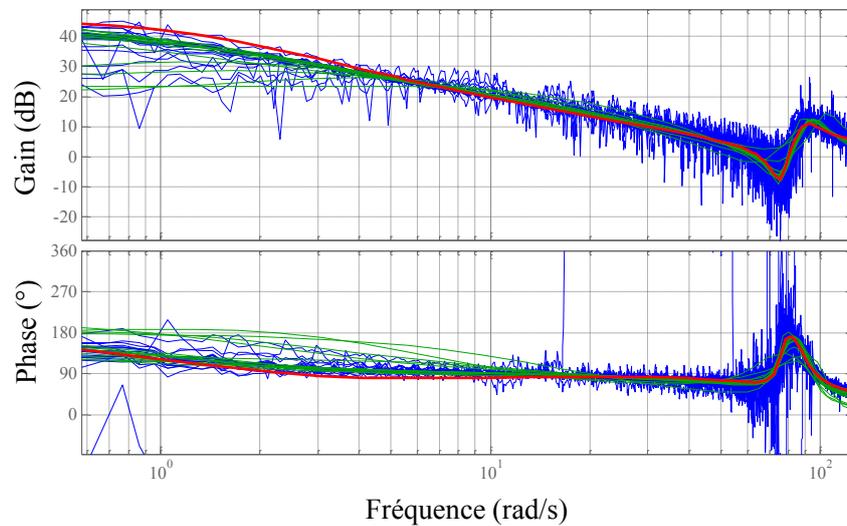


Figure II-36 : Réponse fréquentielle du terme G_{11} : données fréquentielles initiales (bleu), modèle paramétrique nominal (en rouge), modèles paramétriques reparamétrés (vert)

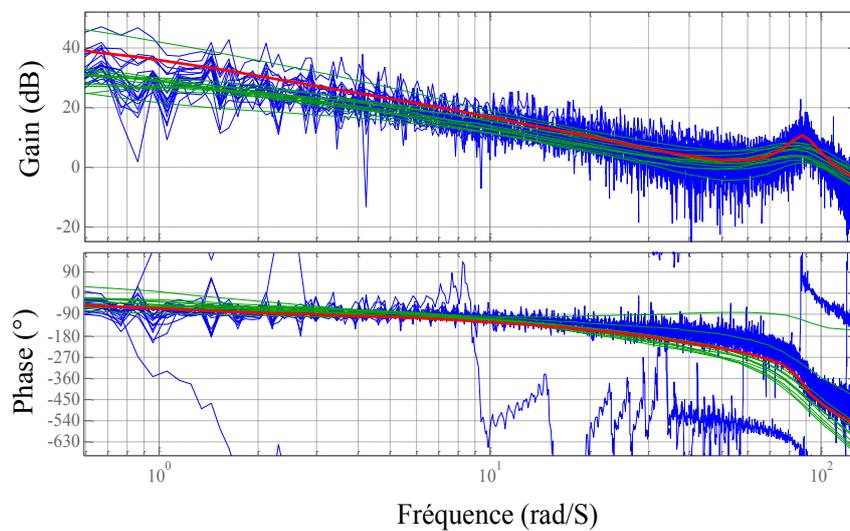


Figure II-37 : Réponse fréquentielle du terme G_{12} : données fréquentielles initiales (bleu), modèle paramétrique nominal (en rouge), modèles paramétriques reparamétrés (vert)

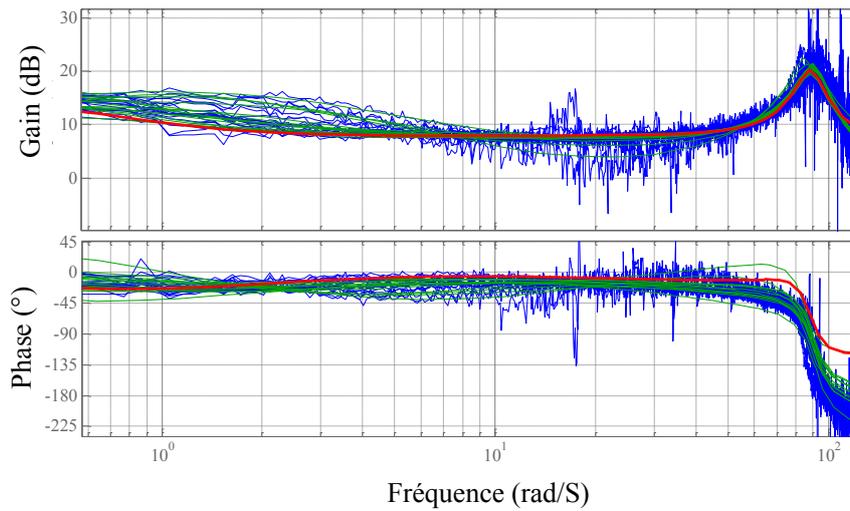


Figure II-38 : Réponse fréquentielle du terme G_{21} : données fréquentielles initiales (bleu), modèle paramétrique nominal (en rouge), modèles paramétriques reparamétrés (vert)

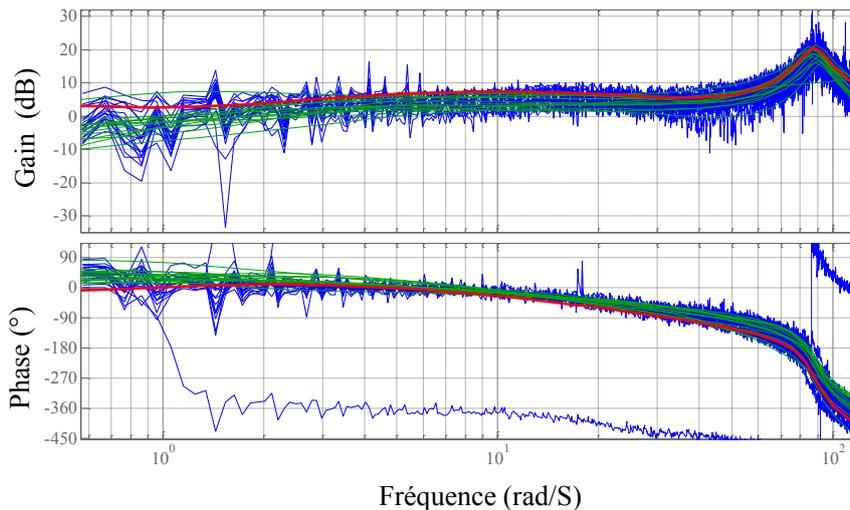


Figure II-39 : Réponse fréquentielle du terme G_{22} : données fréquentielles initiales (bleu), modèle paramétrique nominal (en rouge), modèles paramétriques reparamétrés (vert)

Après l'étude effectuée sur la maquette de banc d'essai, la qualité des réponses fréquentielles finalement obtenues sur ce banc d'essai Diesel montre qu'il semble possible de généraliser la méthodologie d'identification proposée à un ensemble de bancs d'essais.

7. Conclusion

Ce chapitre met en évidence une méthode simple de modélisation d'une maquette de bancs d'essais. Elle consiste à décomposer le banc d'essai en plusieurs éléments simples, le comportement de chaque élément étant décrit par des équations physiques. Le modèle obtenu a pu être validé par comparaison de ses réponses avec celles du système réel. Ce modèle a alors été utilisé pour mettre au point une méthodologie d'identification adaptée aux bancs

d'essais et permettant ensuite de développer des outils de synthèse de loi de commande, puis de valider ces lois.

La méthode d'identification repose tout d'abord sur le calcul de la réponse fréquentielle multivariable du système obtenue à partir de signaux d'excitation de type multisinus, et ceci autour de différents points de fonctionnement répartis sur l'ensemble du domaine de fonctionnement possible du banc d'essai. Afin de disposer d'informations fiables pour la synthèse de lois de commande, ces réponses fréquentielles ont ensuite servi pour l'estimation paramétrique de matrices de transfert de forme prédéfinie. Cette méthode d'identification a été développée et validée sur la maquette de banc d'essai D2T puis sur un banc d'essai Diesel haute dynamique installé au laboratoire PRISME de l'Université d'Orléans.

La réponse fréquentielle incertaine résultant du modèle du système peut alors être utilisée pour la synthèse de lois de commande et notamment pour celle d'un régulateur CRONE multivariable robuste que présente le chapitre III.

III. Chapitre III

Définition d'une commande robuste multivariable pour banc d'essais moteur haut dynamique

III. Chapitre III	83
1. Introduction	86
2. Définitions.....	89
2.1. Boucle ouverte.....	89
2.2. Fonctions de sensibilités.....	90
2.3. Fréquence de coupure et bande passante.....	90
2.4. Marge de phase.....	90
2.5. Stabilité.....	90
2.6. Incertitude.....	91
3. Principes et développements de la commande CRONE	92
3.1. Commande CRONE première génération.	92
3.2. Commande CRONE deuxième et troisième génération pour les systèmes SISO	94
3.2.1. Blocage de phase idéal de Bode.....	94
3.2.2. Principe de la commande CRONE deuxième génération	95
3.2.3. Principe de la commande CRONE troisième génération.....	98
3.2.3.1. Gabarit généralisé.....	98
3.2.3.2. Gabarit généralisé optimal	99
3.2.3.3. Intégration du gabarit généralisé dans la fonction de transfert en boucle ouverte nominale	100
3.2.3.4. Optimisation de la boucle ouverte.....	102
3.2.3.5. Synthèse du régulateur rationnel	105
3.2.3.6. Commande CRONE des systèmes à non minimum de phase avec retard, instables ou comportant des modes peu amortis	105
3.3. Simplification de la mise en œuvre de la méthodologie CRONE	106
3.3.1. Optimisation simultanée de la robustesse et des performances	106
3.3.1.1. Minimisation de l'énergie de l'erreur.....	106
3.3.1.2. Minimisation de la norme infinie de $SG(s)/s$	107
3.3.1.3. Minimisation de la norme infinie de $S(s)/s$	107
3.3.2. Simplification du choix du procédé nominal	107

3.4.	Exemple de commande CRONE d'un système SISO	108
4.	Principe de la commande CRONE MIMO	113
4.1.	Introduction	113
4.2.	Analyse des systèmes multivariables	114
4.2.1.	Analyse RGA	114
4.2.2.	Analyse BRG	115
4.3.	Commande CRONE Multi-SISO	115
4.4.	Commande CRONE MIMO	117
4.4.1.	De la commande CRONE SISO à la commande CRONE MIMO	117
4.4.2.	Détermination du régulateur MIMO	119
4.4.3.	Procédé MIMO nominal	120
4.4.4.	Approximation du retard du procédé nominal	120
4.4.5.	Stabilité interne du système en boucle fermée	120
4.4.5.1.	Stabilisation de la matrice de la fonction de transfert $SG(s)$	121
4.4.5.2.	Stabilisation de la matrice de la fonction de transfert $KS(s)$	122
4.4.6.	Spécifications en basse fréquence	123
4.4.7.	Spécification en haute fréquence	124
4.5.	Application à la maquette D2T	124
4.5.1.	Objectifs	125
4.5.2.	Procédé nominal	125
4.5.3.	Paramètres de la matrice de transfert en boucle ouverte $\beta_0(s)$	127
4.5.3.1.	Boucle de régime $\beta_{011}(s)$	127
4.5.3.2.	Boucle de couple $\beta_{022}(s)$	128
4.5.4.	Optimisation de la matrice de transfert en boucle ouverte $\beta_0(s)$	128
4.5.5.	Performances fréquentielles en boucle fermée	129
4.5.6.	Obtention du régulateur CRONE MIMO	131
4.5.7.	Intégration d'un système anti-windup	132
4.5.8.	Performances temporelles	133
4.5.8.1.	Réponse temporelle en mode SP/TQ	133
4.5.8.2.	Réponse temporelle en mode TQ/SP	138
5.	Développement d'un outil logiciel pour une synthèse simplifiée de commande CRONE MIMO	143
5.1.	Objectif de l'outil logiciel développé	143

5.2. Synthèse de régulateurs PID	145
5.3. Synthèse de régulateurs CRONE SISO	146
5.4. Synthèse de régulateurs CRONE MIMO (décentralisé ou pleinement multivariable)	146
6. Conclusion.....	147

1. Introduction

Le développement du contrôle des bancs d'essais moteur fait traditionnellement appel à des solutions économiques simples, comme par exemple la très populaire loi de commande de type PID (Proportionnelle Intégrale Dérivée). L'évolution des normes d'émissions de polluants et la concurrence entre les constructeurs automobiles conduisent au besoin de contrôle moteur plus élaborés et donc nécessitent des bancs d'essais plus performants pour être évalués. En effet, si un banc d'essais moteur est incapable de recréer correctement les situations haute dynamique pour lesquelles le moteur doit être évalué, il est à parier que le contrôle moteur sera mis au point correctement de façon incomplète. Les temps de développement des contrôles moteur et donc d'utilisation des bancs d'essais moteurs étant en forte augmentation, malgré l'amélioration de leurs performances, il est donc crucial que le coût de mise au point des bancs reste raisonnable.

Le banc d'essai moteur étant constitué d'une machine de charge et d'un moteur à tester, le contrôle classique des bancs d'essais est basé sur deux régulateurs PID indépendants, l'un commandant le moteur à tester, l'autre la machine de charge. Pour une telle structure de contrôle, il est nécessaire de préciser l'objectif de chacune des boucles de régulation. Par exemple, quand le régulateur PID qui commande la machine de charge assure la régulation de régime moteur, le régulateur PID qui commande le moteur à tester régule le couple moteur ou vice-versa. Trois modes de régulation sont rencontrés :

- SP/TQ (speed/torque), où la machine de charge régule le régime et où le moteur à tester régule le couple ;
- TQ/SP (torque/speed), où la machine de charge régule le couple et où le moteur à tester régule le régime ;
- SP/Th (speed/throttle) où la machine de charge régule le régime moteur et où le moteur est directement piloté par la pédale.

L'apparition de plusieurs modes de régulation a mené au développement de nouvelles stratégies de gestion de changement de mode. Pendant le fonctionnement du banc d'essais, le changement de mode de régulation doit être transparent pour l'utilisateur. Lors des changements de mode, il est souvent constaté des problèmes dus aux discontinués des commandes générées par les régulateurs PID associés à chacun des modes. Cela peut entraîner l'apparition de grandes oscillations de régime et de couple, et conduire à la rupture de la transmission mécanique assurant la liaison entre la machine de charge et le moteur à tester.

Deux régulateurs PID indépendants synthétisés par le metteur au point d'un banc d'essais ne permettent généralement pas de commander au mieux un tel système multivariable. En effet, avec des régulateurs assurant des dynamiques différentes, un décalage entre les réponses de régime et de couple peut conduire à des signaux de commande incompatibles avec le système réel. Chaque régulateur PID permettant d'assurer un niveau de rejet de perturbation, ce niveau est limité par le choix de la rapidité assurée par ces régulateurs et par le choix de la structure du contrôle. Si on suppose que les deux boucles de commande sont indépendantes l'une de l'autre, le changement de la consigne au niveau de la première boucle n'a pas d'effet immédiat

sur la commande créée par la deuxième boucle de régulation qui est alors inapte à contrer efficacement le phénomène de couplage inhérent au système MIMO asservi. Afin de mieux gérer cette interaction entre l'évolution de l'ensemble des signaux de commande et des sorties à réguler, des termes de compensation sont parfois ajoutés aux régulations PID initiales. Cette technique ne permet pas malgré tout de prendre en considération la véritable dynamique du système, l'utilisateur du banc ajustant ces termes de compensation en fonction de réponses visualisées sur écran.

Généralement, le réglage des régulateurs PID est effectué pour quatre points de fonctionnement bien choisis (la combinaison de deux régimes et deux couples). Si les performances de régulation peuvent être satisfaisantes autour de ces quatre points de fonctionnement, la plupart du temps les performances se dégradent lorsque le point de fonctionnement réel s'éloigne de ceux-ci. La dégradation des performances peut parfois être liée aux non-linéarités du système, parfois à la variation de sa dynamique. Cette méthode de réglage des régulateurs PID ne permet ni d'assurer la stabilité ni la robustesse des performances pour l'ensemble des points de fonctionnement du banc d'essais moteur. L'utilisateur se retrouve donc face à deux alternatives : soit il modifie les paramètres des régulateurs PID pour bien calibrer son contrôle moteur autour du point de fonctionnement problématique, soit il ignore ce point et passe au point suivant.

Un banc d'essais moteur étant utilisé pour l'évaluation d'un ensemble de moteurs souvent aux performances et dynamiques différentes, à chaque changement de moteur à tester, les paramètres des régulateurs du banc moteur peuvent devoir être modifiés. Afin de toujours disposer d'un banc d'essais performant, il est alors important que ses régulateurs soient suffisamment robustes afin de pouvoir rester inchangés ou puissent être re-réglés facilement et rapidement.

On constate souvent une dégradation des performances des bancs d'essais moteur à bas régime, là où les développeurs cherchent à calibrer correctement leur contrôle moteur autour du régime de ralenti. Ce problème est relatif à la gestion du changement de mode de régulation au niveau du contrôle moteur lui-même. En effet, alors qu'un moteur thermique est généralement piloté en couple, c'est à dire que le moteur thermique fournit un couple en fonction de la position pédale, quand la position pédale est de 0% et en dessous d'un régime seuil, le moteur est alors régulé en régime, l'injection étant alors déterminée pour maintenir le moteur autour du régime de ralenti. Il y a alors de grands risques d'interaction entre la gestion du changement de mode du contrôle moteur et le mode du contrôle utilisé par le banc d'essais moteur.

La régulation de régime et de couple est effectuée en se basant sur des mesures filtrées par un filtre à moyenne glissante. Cette moyenne permet de filtrer les phénomènes d'acyclisme causés par la combustion interne du moteur thermique. Le temps de réponse du filtre à moyenne glissante varie en fonction de la vitesse de rotation. Ce temps est important à bas régime et diminue lorsque le régime augmente. Outre que ces filtres sont gourmands en temps de calcul, la moyenne étant calculée sur un ou deux tours à chaque période d'échantillonnage,

la rapidité des régulations étant limitée par le retard induit par les filtres, il serait souhaitable de pouvoir s'affranchir de leur utilisation.

Le mode de régulation TQ/SP est critique car la machine de charge est souvent plus rapide et plus puissante que le moteur à tester (moteur thermique). La valeur du saut de consigne de couple doit donc être limitée afin d'éviter le calage du moteur à tester. Le problème devient plus compliqué lorsque le banc d'essais reçoit simultanément un changement des consignes de couple et de régime moteur. Contenu des effets de couplage inhérent au système considéré, une loi de commande multivariable peu performante pourrait provoquer des oscillations ou déstabiliser le banc d'essais, et donc endommager les composants du banc dont, si la transmission mécanique résiste, le moteur à tester.

Il s'avère donc qu'il est nécessaire d'adopter une approche multivariable permettant de prendre en considération simultanément les deux boucles de régulation pour la synthèse d'une loi de commande robuste. Avec une approche multivariable, les deux modes SP/TQ et TQ/SP sont fusionnés, la loi de commande cherchant à stabiliser le système autour de son point de fonctionnement en agissant conjointement sur toutes les entrées de commande. L'approche CRONE multivariable est une méthodologie de synthèse de loi de commande basée sur la dérivation non entière. Sur la base de la réponse fréquentielle incertaine du système multivariable à commander, elle permet d'assurer des performances et de garantir la robustesse du degré de stabilité de l'ensemble de la boucle de régulation. Les niveaux de bruits présents dans les signaux de mesures ou tolérés dans les signaux de commande pouvant y être pris en compte, l'utilisation de la commande CRONE multivariable devrait permettre de s'affranchir de l'utilisation du filtre à moyenne glissante évoqué précédemment. La méthodologie CRONE permet également d'assurer un bon rejet de perturbation en prenant en compte tous les phénomènes de couplage du système.

Ce chapitre présente le principe de la commande CRONE multivariable, les développements qui ont été menés lors de ce travail de thèse, ainsi que l'outil logiciel créé afin d'en faciliter la mise en œuvre.

2. Définitions

La dynamique d'un système peut être modélisée par une fonction de transfert ou par une représentation d'état. Dans cette thèse, les matrices de transfert sont utilisées pour modéliser la dynamique du banc d'essai moteur. Ces fonctions de transferts sont déterminées par la méthode d'identification fréquentielle présentée dans le chapitre II.

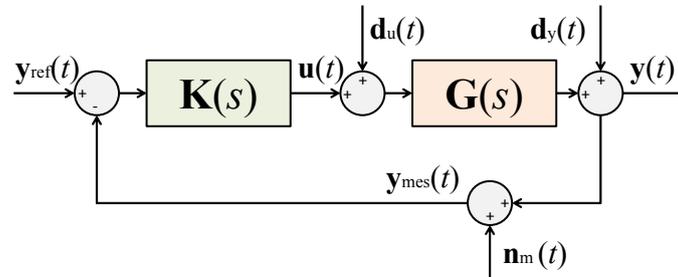


Figure III-1 : Schéma de commande à retour unitaire

Les notions suivantes seront adoptées :

- $\mathbf{G}(s)$, ensemble de matrices de dimension $m \times n$ de fonctions de transfert modélisant le procédé \mathbf{G} pour ses différents états paramétriques, avec m le nombre de sortie du système et n le nombre des entrées ;
- $\mathbf{G}_0(s)$, matrice de fonctions de transfert nominale du procédé pouvant être choisie parmi l'ensemble $\mathbf{G}(s)$;
- $\mathbf{K}(s)$, matrice de dimension $n \times m$ de fonctions de transfert du régulateur ;
- $\mathbf{d}_u(t)$, perturbations en entrée du procédé $\mathbf{G}(s)$, le vecteur $\mathbf{D}_u(s)$ de taille $n \times 1$ est la transformée de Laplace de $\mathbf{d}_u(t)$;
- $\mathbf{d}_y(t)$, perturbations en sortie du procédé $\mathbf{G}(s)$, le vecteur $\mathbf{D}_y(s)$ de taille $m \times 1$ est la transformée de Laplace de $\mathbf{d}_y(t)$;
- $\mathbf{n}_m(t)$, bruits de mesure, le vecteur $\mathbf{N}_m(s)$ de taille $m \times 1$ est la transformées de Laplace de $\mathbf{n}_m(t)$;
- $\mathbf{y}_{ref}(t)$, signaux de référence, le vecteur $\mathbf{Y}_{ref}(s)$ de taille $n \times 1$ est la transformée de Laplace de $\mathbf{y}_{ref}(t)$;
- $\mathbf{y}_{mes}(t)$, mesure à la sortie du procédé, le vecteur $\mathbf{Y}_{mes}(s)$ de taille $m \times 1$ est sa transformée de Laplace.

2.1. Boucle ouverte

La matrice de transfert en boucle ouverte est définie par le transfert obtenu en ouvrant la boucle (fermée) de commande. Pour un système multivariable, cette matrice n'est pas unique et en considérant le système de la figure III.1 on peut définir :

- $\beta(s) = \mathbf{G}(s)\mathbf{K}(s)$, la fonction de transfert en ouvrant la boucle en sortie du procédé ;
- $\beta_i(s) = \mathbf{K}(s)\mathbf{G}(s)$, la fonction de transfert en ouvrant la boucle en entrée du procédé.

C'est la définition de $\beta(s)$ que nous utiliserons prioritairement.

2.2. Fonctions de sensibilités

Dans le cadre multivariable, plus de quatre fonctions de sensibilité (matrice de transfert en boucle fermées liant une sortie à une entrée) peuvent être définies. Néanmoins notre étude se contentera d'étudier les quatre fonctions de sensibilité suivantes.

$\mathbf{S}(s) = (\mathbf{I} + \mathbf{G}(s)\mathbf{K}(s))^{-1}$: fonction de sensibilité liant la sortie $\mathbf{y}(t)$ et la perturbation à la sortie du procédé $\mathbf{d}_y(t)$. Elle permet de déterminer le niveau de rejet de perturbation à la sortie $\mathbf{y}(t)$.

$\mathbf{T}(s) = (\mathbf{I} + \mathbf{G}(s)\mathbf{K}(s))^{-1}\mathbf{G}(s)\mathbf{K}(s)$: fonction de sensibilité complémentaire liant la sortie $\mathbf{y}(t)$ au signal de référence $\mathbf{y}_{\text{ref}}(s)$. Elle permet notamment de déterminer la bande passante du système de commande et de visualiser le découplage entre l'évolution des sorties $\mathbf{y}(t)$ du procédé.

$\mathbf{SG}(s) = (\mathbf{I} + \mathbf{G}(s)\mathbf{K}(s))^{-1}\mathbf{G}(s)$: fonction de sensibilité de l'entrée liant la sortie $\mathbf{y}(t)$ à la perturbation $\mathbf{d}_u(t)$. Elle permet de visualiser l'effet du bruit $\mathbf{d}_u(t)$ en entrée du procédé sur sa sortie $\mathbf{y}(t)$.

$\mathbf{KS}(s) = \mathbf{K}(s)(\mathbf{I} + \mathbf{G}(s)\mathbf{K}(s))^{-1}$: fonction de sensibilité de commande liant le signal de commande $\mathbf{u}(t)$ au signal de référence $\mathbf{y}_{\text{ref}}(t)$. Elle permet de visualiser le niveau d'effort de commande agissant sur le procédé. Au signe près, c'est également la fonction de sensibilité liant le signal de commande $\mathbf{u}(t)$ au bruit de mesure $\mathbf{n}_m(t)$.

2.3. Fréquence de coupure et bande passante

Pour les termes diagonaux de la matrice de transfert $\mathbf{T}(s)$, ω_c est définie comme étant la fréquence de coupure du système de commande en boucle fermée, elle est très proche de ω_{cg} , la fréquence de coupure de gain (fréquence au gain unité) du terme diagonal de la boucle ouverte correspondante. Le maximum (pic de résonance) de la fonction de sensibilité complémentaire $\mathbf{T}(s)$ est situé à la fréquence de résonance ω_r , elle-même proche de ω_{cg} . Dans la définition standard, ω_c correspond à la pulsation où le gain en boucle fermée est de -3 dB.

2.4. Marge de phase

La marge de phase d'un système en boucle fermée stable est définie comme étant l'écart entre la phase d'un élément diagonal de la matrice de transfert en boucle ouverte à la fréquence ω_{cg} et l'argument $(-\pi)$ du point critique -1. Elle est définie par :

$$M_\phi = \pi + \arg[\beta(j\omega)]. \quad (3.1)$$

2.5. Stabilité

La sortie $\mathbf{y}(t)$ n'est apte à suivre le signal de référence $\mathbf{y}_{\text{ref}}(t)$ que si la boucle à retour unitaire de la figure III.2 est stable. Une fonction de transfert est stable si et seulement si tous ses pôles ont une partie réelle négative.

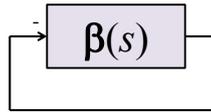


Figure III-2 : Représentation du système bouclé, $\beta(s)$ étant sa fonction de transfert en boucle ouverte

Dans le domaine fréquentiel et dans le cadre SISO, le critère de stabilité de Nyquist indique que le système en boucle fermée est stable si et seulement si la réponse fréquentielle de sa boucle ouverte $\beta(j\omega)$ effectue un nombre de tours, dans le même sens horaire autour du point critique $(-1, 0)$, égal au nombre de pôles à partie réelle positive contenus dans $\beta(s)$. En tenant compte du module des termes non-diagonaux de $\beta(j\omega)$, le théorème de Gershgorin permet d'étendre le critère de Nyquist au système MIMO.

Le degré de stabilité peut être estimé à partir des fonctions de sensibilités.

1. le pic de résonance M_r à partir de la fonction de sensibilité complémentaire $\mathbf{T}(s)$.
2. la valeur maximale du gain de la fonction de sensibilité $\mathbf{S}(s)$ (inverse de la marge de module).

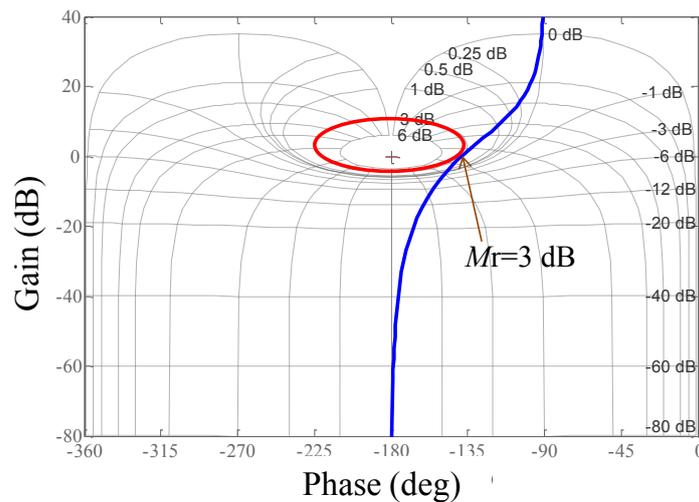


Figure III-3 : Pic de résonance mesuré dans le diagramme de Nichols

Pour un terme diagonal de $\mathbf{T}(s)$, le pic de résonance M_r peut être déterminé directement à partir du tracé de la réponse fréquentielle du terme diagonal correspondant de la boucle ouverte $\beta(j\omega)$ et de l'abaque de Nichols (figure III.3).

2.6. Incertitude

Un système est dit incertain si un changement de l'un de ses paramètres provoque un changement de la dynamique du système. Le procédé incertain peut être défini par (3.2).

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{G}_{\text{nom}}(s) \Delta \mathbf{G}(s). \quad (3.2)$$

$\Delta\mathbf{G}(s)$ est le modèle d'incertitude qui définit les variations de $\mathbf{G}(s)$ autour du procédé nominal $\mathbf{G}_{\text{nom}}(s)$. Chaque état paramétrique $\mathbf{G}_{\text{nom}}(j\omega)\Delta\mathbf{G}(j\omega)$ peut être caractérisé par une combinaison gain et phase $\{|\Delta\mathbf{G}(j\omega)|_{\text{dB}}, \arg\Delta\mathbf{G}(j\omega)\}$ qui définit sa position par rapport à $\mathbf{G}_{\text{nom}}(j\omega)$.

Exemple:

Prenons la fonction de transfert du système monovariante $G(s)$ avec une seule entrée et une seule sortie défini par:

$$G(s) = \frac{k}{s(1 + \tau s)} \tag{3.3}$$

avec $k \in$ dans $[1, 8]$ et $\tau \in [0.5, 4]$, $k_{\text{nom}}=4$; $\tau_{\text{nom}}=2.5$.

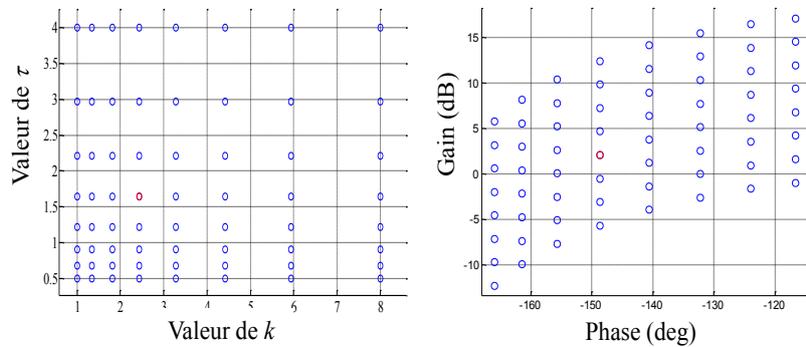


Figure III-4 : Domaine d'incertitude défini par k et τ .

La figure III.4 présente la plage de variation de (k, τ) et la réponse fréquentielle de tous les états paramétriques pour $\omega = 1$ rad/s. Le tracé en rouge représente la position du procédé nominal par rapport aux autres états paramétriques.

3. Principes et développements de la commande CRONE

La Commande Robuste d'Ordre Non Entier (CRONE) est une approche fréquentielle développée depuis les années quatre-vingt [Oustaloup *et al* 1975, 1981, 1983, 1991ab, 1995ab, 1999, 2013, Lanusse *et al*, 1994]. Elle est basée sur la configuration du système bouclé à retour unitaire présenté dans la figure III.1. Trois générations ont été développées, la fonction de transfert du régulateur CRONE ou la fonction de transfert en boucle ouverte sont définies par un ordre de dérivation ou d'intégration fractionnaire. Avant de traiter le cas MIMO, l'exemple d'un système monovariante est considéré dans ce qui suit pour expliquer les trois générations de la commande CRONE.

3.1. Commande CRONE première génération.

La méthodologie CRONE de la première génération propose que le régulateur $K(s)$ apporte une phase constante autour de la fréquence ω_{cg} . Cette génération est utilisée lorsque la phase du système à commander est constante autour de la fréquence ω_{cg} souhaitée.

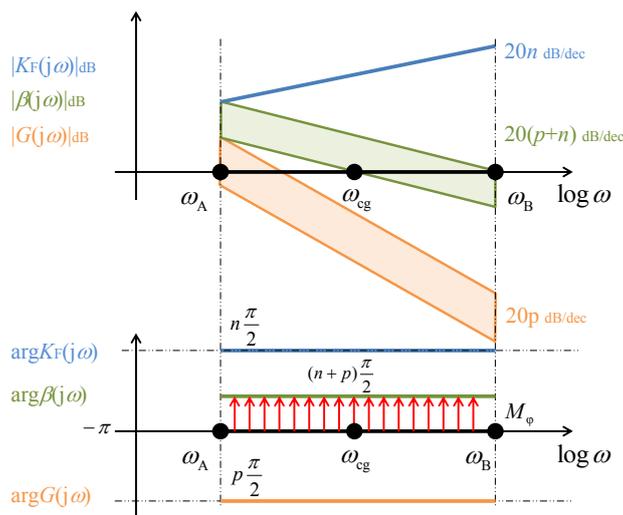


Figure III-5 : Robustesse de M_ϕ apportée par $K_F(s)$

Dans une plage de fréquence $[\omega_A, \omega_B]$ autour de la fréquence ω_{cg} souhaitée, le régulateur CRONE est défini par la fonction de transfert fractionnaire $K_F(s)$ d'ordre ν intégrodifférentiateur.

$$K_F(s) = C_0 s^\nu. \quad (3.4)$$

- Si $\nu > 0$: le régulateur $K_F(s)$ est un dérivateur.
- Si $\nu < 0$: le régulateur $K_F(s)$ est un intégrateur.

Le régulateur $K_F(s)$ apporte une phase constante $\nu\pi/2$ et assure un blocage de phase sur toute la plage de fréquence $[\omega_A, \omega_B]$. Dans l'exemple de la figure III.5, la phase du procédé autour de la fréquence ω_{cg} est égale à $p\pi/2$. Bien que le système soit incertain (gain), la marge de phase du système est alors constante et donnée par (3.5).

$$M_\phi = (\nu + p + 2) \frac{\pi}{2} \quad (3.5)$$

Le dérivateur d'ordre fractionnaire ν du régulateur (3.4) doit être remplacé par une dérivation bornée en fréquence (entre deux fréquences ω_l et ω_h) pour rendre le régulateur propre. Pour gérer l'erreur statique et réduire l'effet du bruit sur le niveau de la commande, un intégrateur d'ordre ν_l et un filtre passe-bas d'ordre ν_h sont rajoutés à l'expression (3.4). La nouvelle expression d'un régulateur CRONE est alors donnée par.

$$K_F(s) = C_0 \left(1 + \frac{\omega_l}{s}\right)^{\nu_l} \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega_l}}{1 + \frac{s}{\omega_h}}\right)^\nu \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_F}\right)^{\nu_h}} \quad (3.6)$$

Le régulateur CRONE de la première génération est implémenté sous forme d'une fonction de transfert rationnelle, cette fonction est obtenue par la méthode d'approximation d'Oustaloup [Oustaloup, 1981]. On considère le régulateur fractionnaire comme étant une succession de pôles et de zéros. Le régulateur rationnel est finalement utilisé sous la forme suivante :

$$K_R(s) = C_0 \left(1 + \frac{\omega_l}{s}\right)^{v_l} \prod_{i=1}^N \frac{1 + \frac{s}{\omega'_i}}{1 + \frac{s}{\omega_i}} \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_F}\right)^{v_F}} \quad (3.7)$$

Les fréquences ω_i et ω'_i sont calculées par :

$$\omega'_1 = \sqrt{\eta} \omega_1, \omega_1 = \alpha \omega'_1, \omega'_{i+1} = \alpha \eta \omega'_i \text{ et } \omega_{i+1} = \alpha \eta \omega_i \quad (3.8)$$

avec

$$\alpha = \left(\frac{\omega_h}{\omega_l}\right)^{\frac{v}{N}} \text{ et } \eta = \left(\frac{\omega_h}{\omega_l}\right)^{\frac{1-v}{N}}. \quad (3.9)$$

3.2. Commande CRONE deuxième et troisième génération pour les systèmes SISO

L'idée de la commande CRONE deuxième et troisième génération consiste à prédéfinir la fonction de transfert en boucle ouverte $\beta(s)$ grâce à un intégrateur d'ordre fractionnaire, puis à en déduire le régulateur le permettant.

3.2.1. Blocage de phase idéal de Bode

Prenant en considération la limitation de niveau d'effort de commande. Il est parfois impossible de choisir une fréquence de boucle ouverte ω_{cg} comprise dans une plage de fréquence où le système a un comportement asymptotique. La commande CRONE de première génération ne peut alors pas assurer la robustesse de la marge de phase du système en boucle fermée.

Devant un problème de stabilisation d'amplificateur à lampe dont le gain variait en fonction de la température, Bode [Bode, 1945] proposa d'adopter une fonction de transfert de la boucle ouverte permettant d'assurer une pente de gain constante dans la plage de fréquence de travail. La boucle ouverte était alors définie par l'expression suivante :

$$\log|L(j\omega)| = L_0 - 2(1-y) \log \left(\sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j \frac{\omega}{\omega_0}} \right) \quad (3.10)$$

Cette expression (3.10) correspond en fait à une fonction de transfert d'ordre fractionnaire [Åstrom, 2000, Banõs *et al.*, 2011] donnée par :

$$\beta_{\text{Bode}}(s) = \frac{10^{L_0}}{\left(\sqrt{1 + \left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2} + \frac{s}{\omega_0} \right)^{2(1-y)}} \quad (3.11)$$

Comme le montre la figure III-6, pour les fréquences $\omega \gg \omega_0$, la réponse fréquentielle de (3.11) est la même que celle d'un intégrateur fractionnaire d'ordre $2(1-y)$. La variation du gain du système à commander ne générant qu'une variation du gain de la réponse fréquentielle de $\beta_{\text{Bode}}(s)$, la marge de phase est alors constante et égale à $M_\phi = y\pi$ rad.

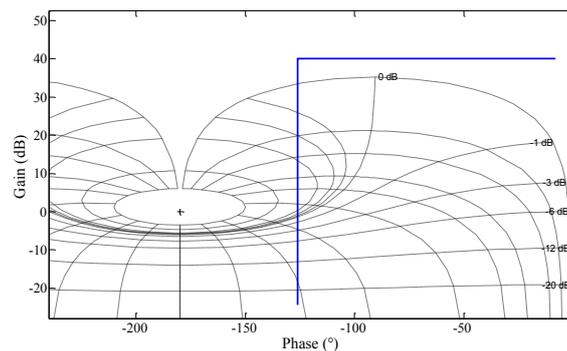


Figure III-6 : Diagramme de Nichols de la réponse fréquentielle de la boucle ouverte $\beta_{\text{Bode}}(s)$ définie par Bode $y=0.3$ et $10^{L_0}=100$

Tustin [Tustin, 1958] a appliqué la solution optimale proposée par Bode à un problème de commande de position d'une masse en mouvement. La problématique initiale de Bode fut complétée par une prise en compte de la saturation des actionneurs. Afin de conserver une marge de phase convenable autour de la fréquence ω_{cg} , Tustin a proposé de concevoir une boucle fermée robuste dont la fonction de transfert de la boucle ouverte était fractionnaire.

Finalement, Manabe [Manabe, 1960] a expliqué qu'une bonne synthèse de régulateur est celle qui garde la marge de phase constante autour de la fréquence ω_{cg} . Il a proposé d'approximer la fonction de transfert de la boucle ouverte par un intégrateur d'ordre fractionnaire (3.12).

$$\beta(s) = \frac{1}{s^k}, \quad (3.12)$$

k l'ordre d'intégration étant compris entre 1 et 2.

3.2.2. Principe de la commande CRONE deuxième génération

La commande CRONE de la deuxième génération s'avère proche de l'idée proposée par Bode. Oustaloup [Oustaloup, 1991a] a défini la fonction de transfert de la boucle ouverte, dans une plage de fréquence $[\omega_A, \omega_B]$ autour de ω_{cg} , par celle d'un intégrateur d'ordre fractionnaire :

$$\beta(s) = \left(\frac{\omega_{cg}}{s} \right)^v \quad (3.13)$$

La réponse fréquentielle de $\beta(s)$, forme une ligne droite verticale dans le plan de Nichols. Cette réponse fréquentielle est appelée gabarit. En présence de variations de gain du système, ce gabarit glisse sur lui-même et assure une marge de phase M_ϕ constante aux voisinages de la fréquence au gain unité ω_{cg} . Dans la plage $[\omega_A, \omega_B]$, $\beta(s)$ tangente le cercle M_r qui représente le pic de résonance en boucle fermée. Le blocage de phase qui assure une phase constante permet également d'assurer un pic de résonance robuste en boucle fermée [Oustaloup, 1995b]. La troncature fréquentielle de cet intégrateur fractionnaire fait appel à deux fréquences ω_l et ω_h et, dans une plage de fréquence désirée, la fonction de transfert de la boucle ouverte est définie par :

$$\beta(s) \approx \left(\begin{array}{cc} 1 + \frac{s}{\omega_h} \\ \frac{\omega_{cg}}{\omega_l} \frac{1 + \frac{s}{\omega_l}}{\omega_l} \end{array} \right)^v \quad \text{avec } \omega_l < \omega_h \quad (3.14)$$

Afin de prendre en compte les spécifications de précision aux basses fréquences, le gabarit vertical au voisinage de la fréquence ω_{cg} et les spécifications sur les sensibilités de l'entrée aux hautes fréquences, la boucle ouverte fractionnaire (3.14) est augmentée d'un intégrateur bornée d'ordre ν_l et d'un filtre basse bas d'ordre ν_h .

$$\beta(s) = C \left(\frac{\omega'_l}{s} + 1 \right)^{\nu_l} \left(\frac{1 + s/\omega_h}{1 + s/\omega_l} \right)^v \frac{1}{(1 + s/\omega'_h)^{\nu_h}} \quad (3.15)$$

avec $\omega'_l < \omega_l < \omega_{cg} < \omega_h < \omega'_h$.

C permet d'assurer un gain unité de la boucle ouverte à la fréquence ω_{cg} . L'ordre ν_l permet de garantir un niveau de précision au régime permanent, il annule l'erreur statique en boucle fermée. L'ordre ν_h permet de satisfaire aux spécifications en haute fréquence, il permet par exemple d'y fixer le niveau du signal de commande.

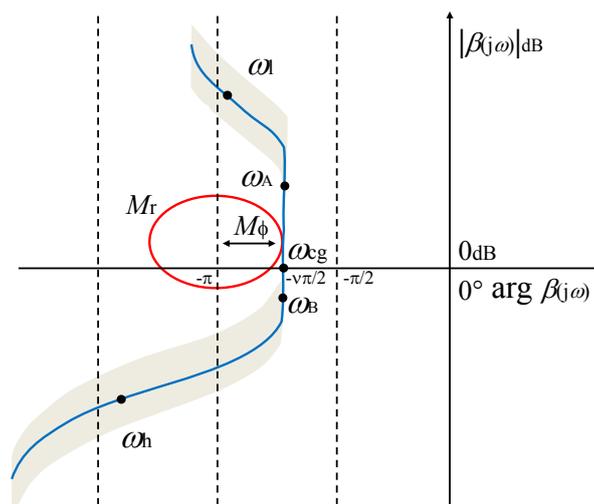


Figure III-7 : Diagramme de Nichols de la boucle ouverte fractionnaire de 2^{ème} génération augmentée des parties hautes et basse fréquences

Dans la figure III.7, le gabarit de $\beta(s)$ glisse sur lui-même assurant une marge de phase constante de la boucle ouverte fractionnaire sur une plage de fréquence $[\omega_A, \omega_B]$ contenant la fréquence ω_{cg} désirée

La méthode proposée par Oustaloup [Oustaloup *et al*, 1981, 2000a] permet d'approximer la boucle ouverte fractionnaire (3.15) par une boucle ouverte rationnelle (3.16) en utilisant une suite de N pôle et N zéros :

$$\beta_{0R}(s) = C \left(1 + \frac{\omega'_1}{s}\right)^{v_1} \left(\frac{1+s/\omega_h}{1+s/\omega_l}\right)^{\lfloor v \rfloor} \prod_{i=1}^N \frac{1 + \frac{s}{\omega'_i}}{1 + \frac{s}{\omega_i}} \frac{1}{(1+s/\omega'_h)^{v_h}} \quad (3.16)$$

ou $\lfloor v \rfloor$ est la partie entière de v

Les fréquences ω_i et ω'_i sont calculées par (3.17).

$$\omega'_1 = \sqrt{\eta} \omega_1, \omega'_i = \alpha \omega_i, \omega'_{i+1} = \alpha \eta \omega'_i \text{ et } \omega_{i+1} = \alpha \eta \omega_i \quad (3.17)$$

avec

$$\alpha = \left(\frac{\omega_h}{\omega_l}\right)^{\frac{v-\lfloor v \rfloor}{N}} \text{ et } \eta = \left(\frac{\omega_h}{\omega_l}\right)^{\frac{1-v+\lfloor v \rfloor}{N}} \quad (3.18)$$

Le régulateur rationnel $K_R(s)$ à phase variable est alors obtenu en divisant l'approximation rationnelle de la fonction de transfert en boucle ouverte nominale par celle du procédé nominal :

$$K_R(s) = \frac{\beta_{0R}(s)}{G_0(s)} \quad (3.19)$$

3.2.3. Principe de la commande CRONE troisième génération

Contrairement à l'approche CRONE de la deuxième génération, celle de la troisième génération permet de prendre en compte d'autres types d'incertitude que celles portant exclusivement sur le gain d'un système [Sabatier *et al* 2015].

3.2.3.1. Gabarit généralisé

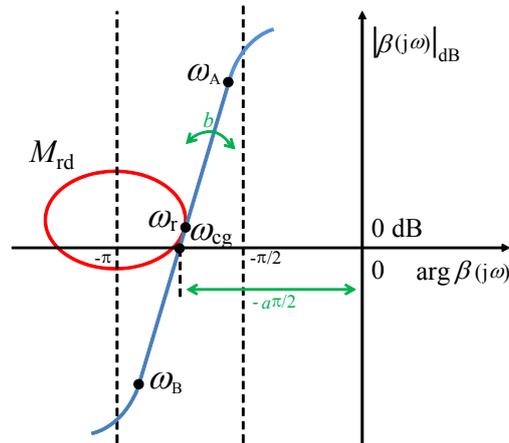


Figure III-8 : Gabarit généralisé

La première étape de la généralisation de la commande CRONE troisième génération consiste à remplacer l'ordre fractionnaire réel ν de la boucle ouverte fractionnaire présent dans (3.13), par un ordre fractionnaire complexe $\nu = a+ib$ [Lanusse, 1994]. Dans le plan de Nichols, le gabarit de $\beta_F(s)$ assure toujours une ligne droite entre ω_A et ω_B mais de direction dépendant de la partie imaginaire de l'ordre complexe $a+ib$. Le gabarit vertical est alors remplacé par une droite de direction quelconque appelée **gabarit généralisé**. Le régulateur n'assure plus une phase constante autour de ω_{cg} .

L'approche CRONE de la troisième génération est donc basée sur une boucle ouverte $\beta(s)$ avec un l'ordre complexe :

$$\beta(s) = \left(\cosh\left(b \frac{\pi}{2}\right) \right)^{\text{sign}(b)} \left(\frac{\omega_{cg}}{s} \right)^a \left(\text{Re}_i \left(\left(\frac{\omega_{cg}}{s} \right)^{ib} \right) \right)^{-\text{sign}(b)} \quad (3.20)$$

Le terme de puissance $\text{sign}(b)$ permet à la partie imaginaire d'intégration b d'agir non seulement sur la valeur absolue de la pente du lieu de Nichols de $\beta(s)$ à la fréquence ω_{cg} mais aussi sur son signe. Le terme Re_i dans (3.20) signifie que seule la partie réelle liée à i est prise en compte. La figure III.9 montre l'effet de changement du signe du paramètre b sur la pente du gabarit généralisé.

3.2.3.2. Gabarit généralisé optimal

L'analyse de la robustesse d'une loi de commande et notamment de son degré de stabilité peut se faire au travers des mesures de marge de gain et de marge de phase dans le plan de Nichols. Pour un procédé incertain $G(s)$ donné, il est facile de déterminer la robustesse de la loi de commande en regardant les pics de résonance des fonctions de sensibilité $T(s)$ et $S(s)$. Même si le pic de résonance de $S(s)$ est absolument lié à la marge de module, le pic de résonance de $T(s)$ est plus généralement utilisé pour déterminer le degré de stabilité de la loi de commande sachant par exemple qu'il est extrêmement corrélé au premier dépassement de la réponse à une variation échelon de la consigne.

Le pic de résonance nominal M_{rd} désiré peut être fixé afin d'assurer un degré de stabilité donné pour le procédé nominal $G_0(s)$. Pour un procédé incertain $G(s)$, la variation de pic de résonance M_r doit être minimisée pour assurer la robustesse de la marge de stabilité.

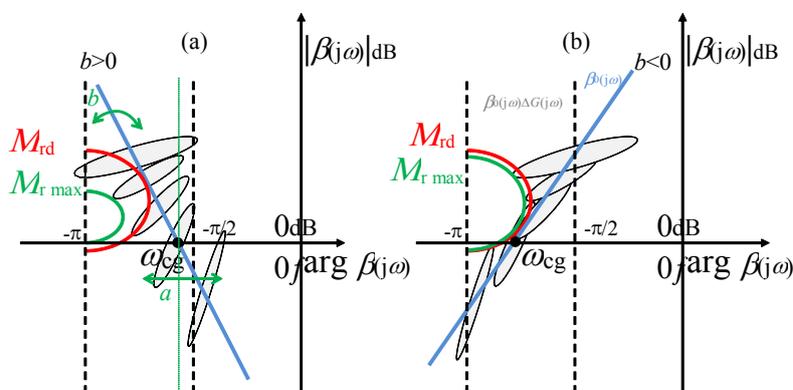


Figure III-9: Lieu de Nichols de $\beta(s)$: (a) dans le cas d'un gabarit généralisé quelconque et (b) dans le cas d'un gabarit généralisé optimal.

La variation de la réponse fréquentielle de la boucle ouverte $\beta(s)$ est directement liée à la variation de la réponse fréquentielle du procédé incertain $G(s)$. D'après la définition de la boucle ouverte $\beta(s) = G(s)K(s)$, en remplaçant $G(s)$ par son expression (3.2), on obtient en effet :

$$\beta(s) = G(s)K(s) = G_0(s)\Delta G(s)K(s) = \beta_0(s)\Delta G(s). \quad (3.21)$$

Un nombre infini de gabarits généralisés tangentent un pic de résonance désiré pour l'état paramétrique du procédé nominal (Figure III.9 (a)). L'idée sur laquelle repose la commande CRONE est de minimiser les variations de pic de résonance en déplaçant de manière optimale les contours d'incertitudes fréquentiel $\Delta G(s)$ autour du contour d'amplitude correspondant au facteur de résonance désiré M_{rd} (Figure III.9 (b)). L'optimisation de la variation de pic de résonance M_r se fait au travers la minimisation du critère J [Oustaloup, 1991a].

$$J = \sup |T(j\omega)| - M_{rd} \quad (3.22)$$

3.2.3.3. Intégration du gabarit généralisé dans la fonction de transfert en boucle ouverte nominale

L'utilisation de (3.20) sans aucune limitation fréquentielle pose un problème de stabilité en boucle fermée pour $b \neq 0$. En effet, sachant d'une part, que l'approximation rationnelle d'une telle boucle ouverte d'ordre complexe non bornée en fréquence mène à une infinité de pôles et de zéros [Oustaloup *et al*, 2000] dont tous les pôles sont placés à gauche de l'axe imaginaire, et d'autre part, que la réponse fréquentielle de la fonction de transfert approximée entoure une infinité de fois (dans le sens des aiguilles de montre pour $b < 0$, et dans le sens contraire pour $b > 0$) le points critique -1 dans le plan complexe, il est évident que le critère de stabilité de Nyquist ne peut être respecté.

Afin d'assurer la stabilité en boucle fermée, l'intégrateur d'ordre imaginaire est borné en fréquence et la définition (3.20) de la boucle ouverte $\beta(s)$ remplacée par :

$$\beta(s) = C \left(\frac{\omega_{cg}}{s} \right)^a \left(\operatorname{Re}_{/i} \left(\left(a_0 \frac{1+s/\omega_h}{1+s/\omega_l} \right)^{ib_q} \right) \right)^{-q \operatorname{sign}(b_q)} \quad (3.23)$$

Le gain C assure un gain unité de la boucle ouverte $\beta(s)$ à la fréquence ω_{cg} ($|\beta(j\omega_{cg})|=1$).

La figure III.10 montre la modification, apportée par l'intégrateur borné en fréquence, au niveau du diagramme de Nichols.

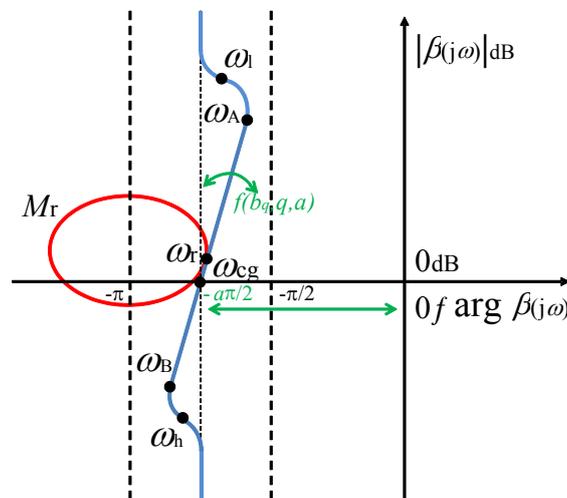


Figure III-10 : Gabarit généralisé avec intégrateur fractionnaire borné

Afin de prendre en compte les spécifications de précision en basse fréquence et les spécifications sur les sensibilités de l'entrée en haute fréquence, la boucle ouverte fractionnaire (3.23) est bornée par un filtre en basse fréquence $\beta_l(s)$ d'ordre ν_l , pour respecter les spécifications en basse fréquence, et d'un filtre en haute fréquence $\beta_h(s)$ d'ordre ν_h pour respecter les spécifications en haute fréquence. La boucle ouverte $\beta(s)$ est donc définie par $\beta(s) = \beta_l(s) \beta_m(s) \beta_h(s)$:

$$\beta(s) = C \left(\frac{\omega_1}{s} + 1 \right)^{v_1} \left(a_0 \frac{1+s/\omega_h}{1+s/\omega_1} \right)^a \left(\operatorname{Re}_{/i} \left(\left(a_0 \frac{1+s/\omega_h}{1+s/\omega_1} \right)^{ib_q} \right) \right)^{-q \operatorname{sign}(b_q)} \frac{1}{(1+s/\omega_h)^{v_h}} \quad (3.24)$$

avec

$$a_0 = \frac{\omega_h}{\omega_1} \sqrt{\frac{\omega_{cg}^2 + \omega_1^2}{\omega_{cg}^2 + \omega_h^2}} \quad (3.25)$$

La paire (b_q, q) permet d'assurer l'angle désirée entre la verticale et le gabarit généralisé associé à b , sachant que $q \in \mathbb{N}^+$ est la plus petite valeur permettant d'éviter un phénomène déformant la réponse fréquentielle [Pommier, 2002]. Le gain C est calculé afin que le placement de la phase à la fréquence ω_{cg} du gabarit généralisé ne dépende que de a , il permet d'assurer un gain unité à la fréquence ω_{cg} .

Quand la variation paramétrique du procédé est très forte ou que les performances requises sont très exigeantes, souvent les 4 paramètres indépendants (par exemple ω_{cg} , ω_1 , ω_h et l'ordonnée du point de tangence au contour M_r) ne suffisent pas pour minimiser la variation du pic de résonance M_r . La deuxième étape de généralisation de la commande CRONE de troisième génération consiste à enchaîner plusieurs gabarits généralisés [Mathieu, 1997] afin d'élargir la plage de fréquence $[\omega_A, \omega_B]$ où l'optimisation de la boucle ouverte est possible.

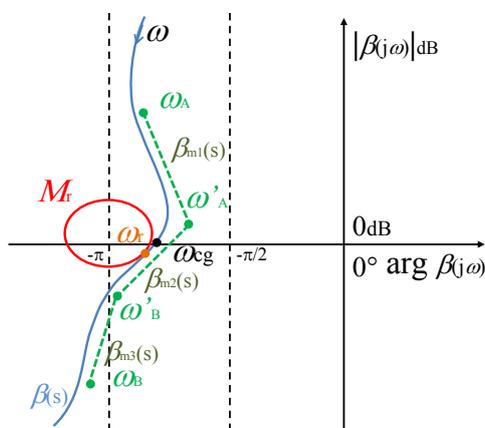


Figure III-11 : Ensemble des gabarits généralisés $\beta_{mi}(s)$ et gabarit curviligne $\beta(s)$

La fonction de transfert d'un gabarit curviligne résultant de la multiplication de plusieurs gabarits généralisés est définie par :

$$\beta_m(s) = C_m \prod_{k=-N^-}^{N^+} \beta_{mk}(s) \quad (3.26)$$

avec

$$- \beta_{mk}(s) = \left(\frac{1+s/\omega_{k+1}}{1+s/\omega_k} \right)^{a_k} \left(\operatorname{Re}/i \left(\left(a_k \frac{1+s/\omega_{k+1}}{1+s/\omega_k} \right)^{ib_q} \right) \right)^{-q_k \operatorname{sign}(b_{qk})} \quad (3.27)$$

$$- a_0 = \left(\left(1 + \left(\frac{\omega_{cg}}{\omega_0} \right)^2 \right) \right) / \left(\left(1 + \left(\frac{\omega_{cg}}{\omega_1} \right)^2 \right) \right)^{1/2} \quad \text{et} \quad a_k = \left(\frac{\omega_{k+1}}{\omega_k} \right)^{1/2} \quad \text{pour } k \neq 0. \quad (3.28)$$

Le gain C_m assure un gain unitaire à la fréquence ω_{cg} , $|\beta(j\omega_{cg})|=1$.

Les fréquences ω_k et ω_{k+1} sont les fréquences transitionnelles basses et hautes du gabarit généralisé $\beta_{mk}(s)$ de rang k et ω'_k sa fréquence centrale :

$$\omega'_k = (\omega_k \omega_{k+1})^{1/2} \quad \text{pour } k \neq 0. \quad (3.29)$$

N^+ et N^- désignent le nombre de gabarits définis de part et d'autre le gabarit central $\beta_{m0}(s)$.

Comme précédemment, afin de prendre en compte les spécifications de précision aux basses fréquences et les spécifications sur les sensibilités de l'entrée en haute fréquence, la boucle ouverte fractionnaire est donc définie par (3.30).

$$\beta(s) = \beta_l(s) \beta_m(s) \beta_h(s) \quad (3.30)$$

avec

$$\beta_l(s) = \left(\frac{\omega_{-N^-}}{s} + 1 \right)^{v_l} \quad (3.31)$$

$$\beta_h(s) = \frac{1}{\left(1 + s/\omega_{N^++1} \right)^{v_h}}. \quad (3.32)$$

3.2.3.4. Optimisation de la boucle ouverte

L'optimisation de la fonction de transfert de la boucle ouverte nominale définie par (3.30) consiste à déterminer les valeurs optimales de ses paramètres. Considérons dans un premier temps $N^- = N^+ = 0$. Les fréquences transitionnelles extrêmes $\omega_{N^-} = \omega_l$ et $\omega_{N^++1} = \omega_h$. L'ordre complexe $v = a_0 + b_0i$ devient $v = a + ib$. Le terme q_0 est supposé égal à 1. L'optimisation de la position du gabarit curviligne consiste à optimiser :

- la partie réelle a de l'ordre d'intégration fractionnaire v qui détermine la position du gabarit généralisé sur l'axe 0 dB.
- la partie imaginaire b de l'ordre d'intégration fractionnaire qui détermine l'inclinaison du gabarit généralisé par rapport à la verticale.
- les fréquences transitionnelles ω_l , ω_h définissant la longueur du gabarit généralisé.

- La fréquence au gain unité ω_{cg} ou celle de résonance ω_r qui définissent la bande passante du système (la dynamique du système en boucle fermée).

La figure III.12 montre comment le réglage des paramètres a , b , ω_l , ω_h et ω_r permet d'optimiser la position du gabarit curviligne avec un ordre $\nu_l = 2$ du filtre en basse fréquence et un ordre $\nu_h = 3$ en haute fréquence. Chaque paramètre agit indépendamment des autres paramètres sur la réponse fréquentielle de $\beta_0(s)$. Le but est de placer les domaines d'incertitude de $\beta(s)$ à l'extérieur de la zone de faible degré de stabilité proche du point critique (0 dB, $-\pi$). Imposer la tangence du lieu de la réponse fréquentielle nominale à un contour d'amplitude M_{rd} donné réduit à 4 le nombre de paramètres indépendants à optimiser.

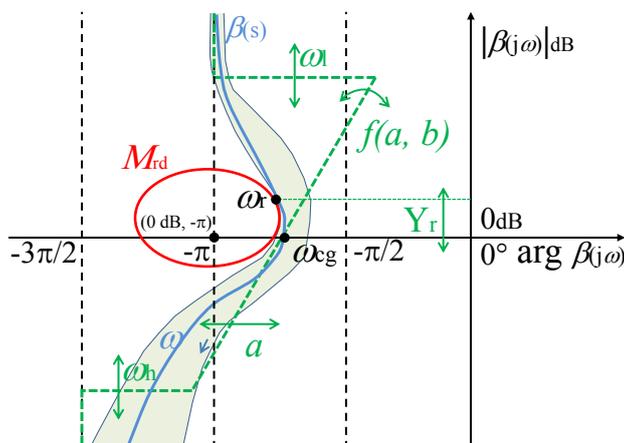


Figure III-12 : Optimisation de la position du gabarit curviligne en modifiant les valeurs de a , b , ω_l et ω_h

L'ordre complexe ν , utilisé pour optimiser la position du gabarit curviligne $\beta(s)$, rend la minimisation de la fonction de coût J (3.22) facile. Cependant l'addition d'un gabarit généralisé supplémentaire rajoute des nouveaux paramètres (a_k , b_k , ω_k) indépendants à optimiser. Le gabarit curviligne donc doit être réalisé avec un minimum de gabarits généralisés pour en préserver la simplicité de l'optimisation de ses paramètres.

Afin de combiner robustesse du degré de stabilité et performances de boucle fermée, la minimisation de la fonction de coût J doit également permettre de gérer les performances liées à la précision, au suivi de consignes, à la régulation et au niveau d'effort de commande, et ceci pour tous les états paramétriques du procédé. Pour cela, la minimisation de J est assortie de 5 contraintes inégalités dans le domaine fréquentiel :

$$\inf_G |T(j\omega)| \geq T_l(\omega) \quad (3.33)$$

$$\sup_G |T(j\omega)| \leq T_u(\omega) \quad (3.34)$$

$$\sup_G |S(j\omega)| \leq S_u(\omega) \quad (3.35)$$

$$\sup_G |KS(j\omega)| \leq KS_u(\omega) \quad (3.36)$$

$$\sup_G |SG(j\omega)| \leq SG_u(\omega) \quad (3.37)$$

$T_l(j\omega)$ est la contrainte inférieure sur la fonction de sensibilité complémentaire.

$T_u(j\omega)$, $S_u(j\omega)$, $KS_u(j\omega)$, $SG_u(j\omega)$ sont les contraintes supérieures des fonctions de sensibilités $T(j\omega)$, $S(j\omega)$, $KS(j\omega)$, $SG(j\omega)$.

La figure III.13 montre le module des fonctions de sensibilité $T(j\omega)$ et $S(j\omega)$. Les contraintes T_l et T_u en basse fréquence permettent d'optimiser l'évolution des réponses indicielles $y(t)$ en régulation et en asservissement suite à un saut de la consigne $y_{ref}(t)$ ou à une perturbation $d_y(t)$. Les contraintes définies par T_l et T_u aux fréquences moyennes contraignent la bande passante (ω_{cg}) et le pic de résonance M_r du système en boucle fermée, ces paramètres étant également liés au temps de réponse et au dépassement du système en boucle fermée. Les contraintes en haute fréquence permettent de limiter l'effet du bruit de mesure $n_m(t)$ en haute fréquence.

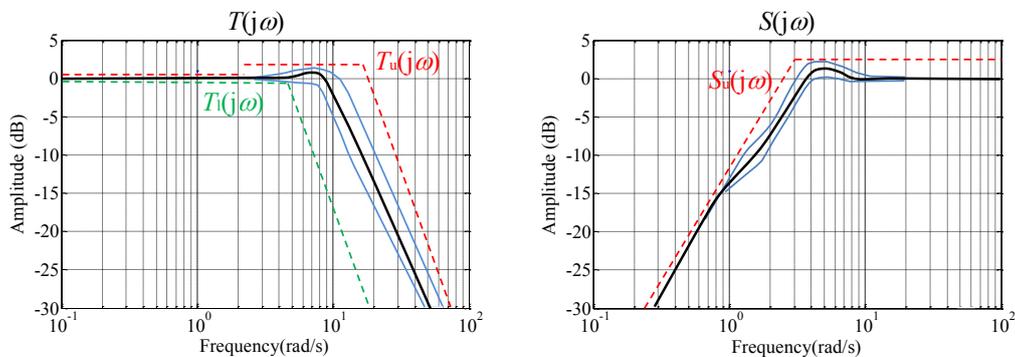


Figure III-13 : Contraintes sur les fonctions de sensibilités $T(j\omega)$ $S(j\omega)$.

La contrainte en basse fréquence définie par S_u permet de limiter l'effet du bruit en sortie $d_y(t)$. En fréquence moyenne, elle permet de limiter le pic de résonance de $|S(j\omega)|$, et donc de contraindre la marge de module.

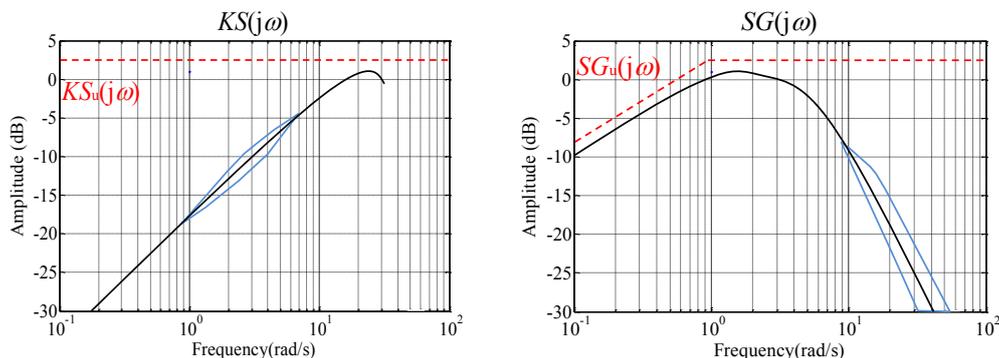


Figure III-14 : Contraintes sur les fonctions de sensibilités KS et SG

La figure III.14 montre la contrainte KS_u sur l'effort de commande $u(t)$ vis à vis de bruit de mesure $n_m(t)$. Plus la contrainte est élevée plus l'effort de commande utilisé pour commander le système peut être important. La bande passante du système en boucle fermée est souvent limitée en prenant en considération cette contrainte $KS_u(j\omega)$.

En prenant en compte l'effet d'une perturbation de commande $d_u(t)$, les contraintes sur la fonction de sensibilité SG_u en basse fréquence permettent d'assurer la précision de la loi de commande.

3.2.3.5. Synthèse du régulateur rationnel

Le régulateur rationnel est obtenu par l'approximation de la réponse fréquentielle calculée à partir de l'inverse de celle du procédé $G_0(s)$ et de celle la boucle ouverte $\beta(s)$ nominale optimisée :

$$K(j\omega) = G_0(j\omega)^{-1} \beta(j\omega) \quad (3.38)$$

La synthèse du régulateur rationnel $K_R(s)$ à phase variable consiste à identifier la réponse fréquentielle définie par (3.38) en utilisant une fonction de transfert entière d'ordre le plus réduit possible.

$$K_R = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (3.39)$$

Toutes méthodes d'identification fréquentielle peuvent être utilisées pour déterminer les coefficients des polynômes $B(s)$ et $A(s)$ d'ordres entiers ν_A et ν_B .

3.2.3.6. Commande CRONE des systèmes à non minimum de phase avec retard, instables ou comportant des modes peu amortis

Afin d'assurer la stabilité et la réalisabilité du régulateur, ce dernier doit prendre en considération les phénomènes de retard présents dans le système, les pôles/zéros à parties réelles positives et les pôles/zéros peu amortis.

Si $G_0(s)$, la fonction de transfert d'un procédé nominal, contient des zéros à parties réelles positives, l'inversion de $G_0(s)$ utilisée par (3.38) mène à un régulateur instable, ces zéros apparaissent alors comme des pôles à partie réelle positive dans $K(s)$. Prenant en considération la stabilité interne et la stabilité interne du système en boucle fermée (stabilité de KS), le régulateur obtenu ne sera donc pas stabilisant. De même un retard présent dans $G_0(s)$ devient un terme d'avance dans $K(s)$ impossible à réaliser. Par ailleurs, si $G_0(s)$ contient des pôles à parties réelles positives qui ne seraient pas totalement pris en compte, il est trivial que la stabilité interne serait là aussi remise en cause à travers la fonction de transfert stabilité de SG_0 .

Pour que le régulateur soit réalisable et stabilisant, il a donc été démontré [Lanusse, 1994, 2005a, 2008] que l'expression de la boucle ouverte nominale $\beta(s)$ doit donc contenir les zéros et pôles à parties réelles positives et le retard caractérisant le procédé nominal.

Ces modifications de $\beta(s)$ réduisent peu le potentiel de ses paramètres permettant de minimiser (au voisinage de la fréquence ω_{cg}) la fonction de coût quantifiant la robustesse de la commande. En effet la fréquence ω_{cg} doit être inférieure du plus petit module des zéros à partie réelle positive [Francis and Zames, 1984, Freudenberg and Looze, 1985]. Également la

fréquence ω_{cg} doit être supérieure du plus grand module du pôle à partie réelle positive [Freudenberg and Looze, 1985]. De même, pour éviter que l'effet d'un retard ne réduise trop les marges de stabilité, ω_{cg} doit rester dans une bande de fréquence où l'effet du retard est raisonnable.

De la même façon, la prise en compte des modes peu amortis dans $\beta(s)$ permet d'éviter la simplification des modes peu amortis et donc d'atténuer les pics de résonance des fonctions de sensibilités S , T , KS et SG .

3.3. Simplification de la mise en œuvre de la méthodologie CRONE

3.3.1. Optimisation simultanée de la robustesse et des performances

L'optimisation de la fonction de coût J définie en (3.22) permet de rendre robuste le pic de résonance M_r . Afin d'assurer, à la fois, un degré de stabilité robuste et de bonnes performances les contraintes T_l , T_u , S_u , KS_u , SG_u sur les fonctions de sensibilité T , S , KS , SG doivent parfois être particulièrement bien définis. Pour qu'elle soit exploitable par un utilisateur peu expérimenté, la méthodologie CRONE a donc besoin d'être simplifiée. Ainsi, trois nouvelles fonctions de coût ont été définies [Lanusse *et al*, 2013a] pour que la réduction de la fonction de coût conduisent simultanément à la robustesse et à une partie des performances requises. La première fonction est basée sur l'énergie de l'erreur entre la consigne et le signal de sortie du système [Naslin, 1969]. Les deux dernières fonctions sont basées sur la norme infinie de la transformée de Fourier de $S(s)/s$ et de $SG(s)/s$. Ces trois fonctions minimisent simultanément la bande passante du système en boucle fermée et l'amortissement sans avoir besoin de définir précisément des contraintes sur les fonctions de sensibilités T , S , KS , SG .

3.3.1.1. Minimisation de l'énergie de l'erreur

Le signal d'erreur du système, présenté dans la figure III.1, est défini par la différence entre la consigne $y_{ref}(t)$ et le signal de sortie $y(t)$ du système $G(s)$. Pour une consigne échelon, La minimisation de l'énergie d'erreur [Lanusse *et al*, 2012] doit conduire à un régulateur rapide (bande passante large) avec un bon facteur d'amortissement (robustesse). L'expression fractionnelle de la fonction de transfert de la boucle ouverte $\beta(s)$ est gourmande en matière de temps de calcul. Le théorème de Parseval rend facile le calcul de l'énergie d'erreur dans le domaine fréquentiel. Pour améliorer la sensibilité de l'énergie de l'erreur et prendre en compte les incertitudes du système $G(s)$. Une nouvelle fonction de coût est définie par :

$$J_{ME} = 20 \log_{10} \left(\int_{\omega_{min}}^{\omega_{max}} \max |\varepsilon(j\omega)|^2 \frac{d\omega}{2\pi} \right) \quad (3.40)$$

avec
$$\varepsilon(j\omega) = \frac{Y_{ref}(j\omega)}{1 + G(j\omega)G_0^{-1}(j\omega)\beta_0(j\omega)} \text{ et } Y_{ref}(j\omega) = \frac{1}{j\omega}.$$

La formule (3.40) est la norme-2 de l'énergie d'erreur ; sa minimisation permet de contraindre la vitesse et l'amortissement de la réponse du système en boucle fermée. Donc la fonction de minimisation de coût (3.22) peut être remplacée par (3.40). Les contraintes T_l , T_u et S_u de (3.33) à (3.37), sur la bande passante et la rapidité de convergence vers la consigne, peuvent

être enlevées. Etant donné que l'erreur $\varepsilon(t)$ est définie par $S(s)/s$. La contrainte $SG(s)$ est moins utilisée pour assurer un bon rejet de la perturbation $d_u(t)$ à l'entrée du système $G(s)$.

3.3.1.2. Minimisation de la norme infinie de $SG(s)/s$

Une fonction de coût alternative est définie par [Gude and Kahoraho, 2009]. Son principe est basé sur la mesure de l'habilité du système de commande à rejeter une perturbation basse fréquence à l'entrée du système. Pour une perturbation échelon à l'entrée du système $G(s)$, $Y(s)$ est définie par sa transformation de Laplace $SG(s)/s$. La norme infinie de SG/s permet de définir la nouvelle fonction de coût :

$$J_{SG} = \max_G \sup_{\omega} \left| \frac{S(j\omega)G(j\omega)}{j\omega} \right|_{dB} \quad (3.41)$$

La fonction de coût J_{SG} est une autre manière de simplifier la définition des contraintes sur les fonctions de sensibilités de (3.33) à (3.37). La minimisation de J_{SG} permet une bonne optimisation de la bande passante du système en boucle fermée.

3.3.1.3. Minimisation de la norme infinie de $S(s)/s$

La minimisation de la norme infinie de l'erreur $\varepsilon(t)$ [Kristiansson and Lennartson, 2002] permet également d'optimiser la bande passante du système en boucle fermée et donc de simplifier la définition des fonctions de sensibilités des contraintes de (3.33) à (3.37).

$$J_S = \max_G \sup_{\omega} \left| \frac{S(j\omega)}{j\omega} \right|_{dB} \quad (3.42)$$

3.3.2. Simplification du choix du procédé nominal

Le choix du procédé nominal, notamment pour la synthèse d'un régulateur multivariable, peut demander une expérience dans le domaine. Ce choix est en effet délicat car il peut affecter les performances du régulateur synthétisé. Pour des raisons de simplification de la méthodologie CRONE, il est donc pertinent de faire disparaître l'influence de ce choix, et nous proposons ici d'utiliser un paramètre supplémentaire lors de l'optimisation de la forme de la fonction de transfert en boucle ouverte.

La dynamique du système en boucle fermée est essentiellement caractérisée par la fréquence de résonance ω_r (bande passante) et par le pic de résonance M_r (dépassement). Dès les premières étapes de développement de la méthodologie CRONE, la fréquence de résonance ω_r initialement imposées a été libérée afin d'adapter automatiquement la bande passante du système au niveau d'effort de commande toléré. Jusqu'à présent, la valeur de pic de résonance M_r était imposée pour l'état nominal, ce qui pouvait empêcher d'en réduire la valeur maximale pour certains états du procédé très différents du procédé nominal. La possibilité de réduire la valeur maximale de M_r dépendait donc parfois du choix du procédé nominal. La simplification de la méthodologie CRONE consiste donc maintenant à rendre libre le choix du pic de résonance M_{rd} nominal. L'optimisation de M_{rd} permettra alors de s'adapter à la

localisation de la réponse fréquentielle nominale $\beta(s)$ au sein du domaine d'incertitude associé qui ainsi pourra si nécessaire être décalé hors de la zone de faible degré de stabilité dans le plan de Nichols [Lamara *et al.*, 2014a].

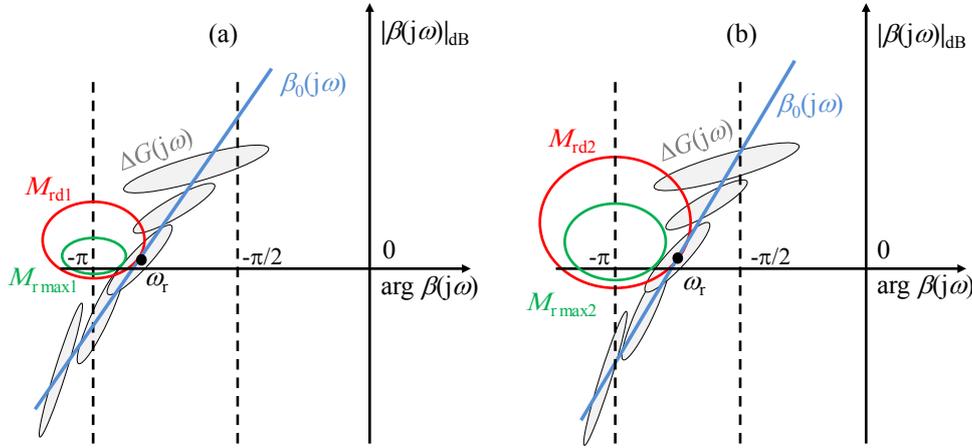


Figure III-15: de (a) à (b), décroissance de la valeur $M_{r \max}$ du pic de résonance M_r pendant la croissance du pic de résonance requis M_{rd}

La figure III-15 montre que pour une réponse fréquentielle en boucle ouverte nominale et des incertitudes données, l'optimisation du pic de résonance M_{rd} permet de réduire le pic de résonance maximal $M_{r \max}$ (et donc le respect des contraintes $T_u(s)$ (3.34) et $S_u(s)$ (3.35)) et éventuellement son écart avec le pic de résonance requis M_{rd} (fonction de cout J (3.22)).

Pendant l'optimisation des paramètres de la boucle ouverte β , la décroissance de M_{rd} se traduit par l'augmentation de l'avance de phase apportée par le régulateur. Cette décroissance est donc naturellement limitée par la croissance excessive des fonctions de sensibilités SG (augmentation du niveau de commande en haute fréquence) et KS (réduction de l'efficacité de l'effet intégral du régulateur).

3.4. Exemple de commande CRONE d'un système SISO

Considérons un système $G(s)$ comportant des zéros et des pôles à parties réelles positives ainsi que des modes peu amortis :

$$G(s) = \frac{k \left(1 - \frac{s}{100}\right)}{\left(1 - \frac{s}{0.01}\right) \left(1 + \frac{0.16s}{\omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}\right) \left(1 + \frac{0.04s}{50} + \frac{s^2}{50^2}\right) \left(1 + \frac{s}{30}\right)} \quad (3.43)$$

avec $100/3 \leq k \leq 300$ et $10/1.5 \leq \omega_p \leq 15$. Le procédé nominal $G_0(s)$ est défini pour les valeurs de $k = 100$ et $\omega_p = 10$ rad/s. Le facteur d'amortissement ζ des deux polynômes du deuxième ordre sont 0.08 et 0.02.

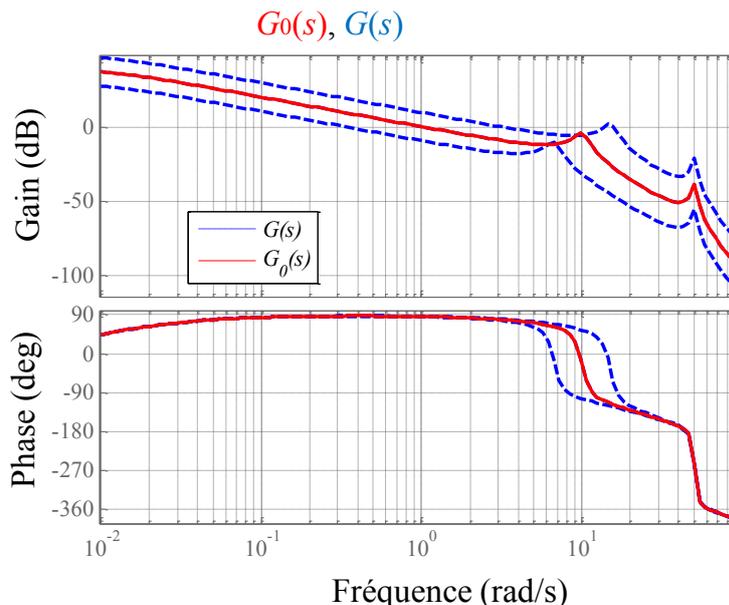


Figure III-16: Diagramme de Bode de $G_0(s)$ (—) et de $G(s)$ (- -)

La figure III-16 montre le diagramme de Bode du procédé nominal $G_0(s)$ et les états paramétriques de $G(s)$ pour $k = (100/3, 100, 300)$ et $\omega_p = (10/1.5, 10, 15)$.

Les spécifications utilisées pour l'optimisation des paramètres de la fonction de transfert en boucle ouverte sont les suivantes :

- un maximum à 6 dB de la fonction de sensibilité KS ($KS_u = 6$ dB) pour limiter la sensibilité du régulateur aux hautes fréquences
- un maximum à 3 dB de la fonction de sensibilité T ($T_u = 4$ dB) pour limiter le pic de résonance M_r
- un maximum à 6 dB de la fonction de sensibilité S ($S_u = 6$ dB) pour imposer une marge de module supérieure à 0.5.

C'est la fonction de cout J_{SG} (3.41) qui est ici optimisée afin d'obtenir simultanément robustesse et performance. Avec $N^+ = N^- = 0$, La fonction de transfert de la boucle ouverte nominale $\beta_0(s)$ qui prend en considération les zéros à parties réelles positives, les pôles à parties réelles positives et les modes peu amortis est définie par (3.44).

$$\beta_0(s) = -C \left(1 + \frac{\omega_0}{s}\right)^{n_1} \frac{\left(1 + \frac{s}{0.01}\right)}{\left(1 - \frac{s}{0.01}\right)} \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega_1}}{1 + \frac{s}{\omega_0}}\right)^{a_0} \left(\Re e_{/i} \left\{ \left(a_0 \frac{1 + s/\omega_1}{1 + s/\omega_0} \right)^{ib_{q_0}} \right\} \right)^{-q_0 \text{sign}(b_{q_0})} \quad (3.44)$$

$$\frac{1}{\left(1 + \frac{0.16s}{10} + \frac{s^2}{10^2}\right) \left(1 + \frac{0.04s}{50} + \frac{s^2}{50^2}\right)} \prod_{i=1}^{n_N} \left(\frac{1 + 2\zeta'_{Ni} \frac{s}{\omega'_{nNi}} + \frac{s^2}{\omega'^2_{nNi}}}{1 + 2\zeta_{Ni} \frac{s}{\omega_{nNi}} + \frac{s^2}{\omega_{nNi}^2}} \right) \left(\frac{1 - \frac{s}{100}}{1 + \frac{s}{\omega_1}} \right)^{n_h}$$

L'ordre n_l , de la boucle ouverte en basse fréquence $\beta_l(s)$, doit être supérieur au nombre d'intégrateurs présents dans le système $G(s)$. Un pôle p_i en très basses fréquences peut être considéré comme une action intégrale si ω_{bg} est largement supérieure à la fréquence de p_i . Dans cet exemple n_l est choisi égal à 2 pour que le régulateur ait une action intégrale permettant d'annuler rapidement l'erreur statique. L'ordre n_h de la boucle ouverte $\beta_h(s)$ est choisi égal à 3 afin de prendre en considération les différentes parties introduites dans $\beta(s)$ et pour assurer un gain décroissant du régulateur $K(s)$ en haute fréquence. Un filtre "notch" est rajouté ($n_N=1$) à la boucle ouverte $\beta(s)$ pour réduire l'effet du mode peu amorti à 10 rad/s sur la marge de gain. Neuf paramètres sont alors à optimiser : les fréquences transitionnelles ω_0 et ω_1 , la fréquence ω_r et le pic de résonance M_{rd} et la coordonnée Y_r de tangence pour l'état nominal, les deux fréquences transitionnelles et les deux facteurs d'amortissement du filtre notch.

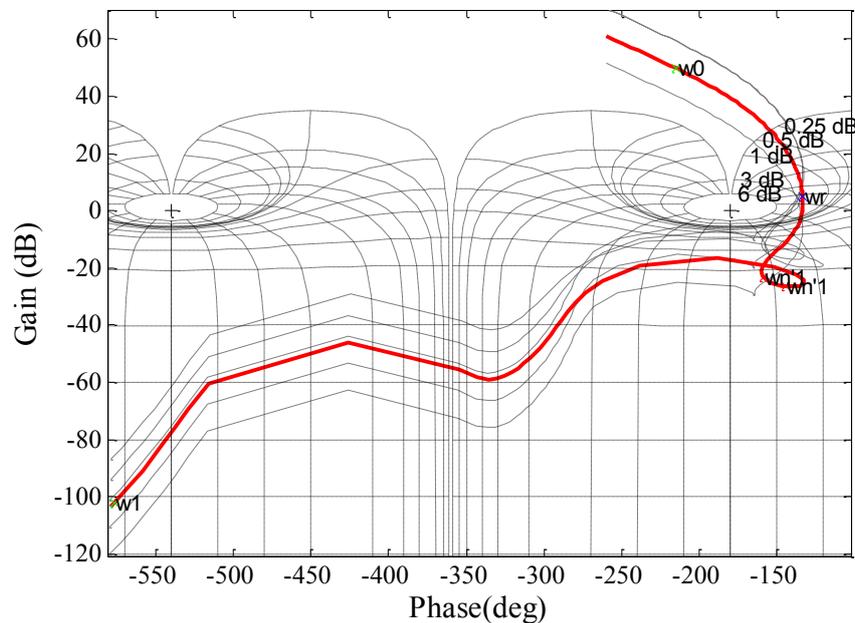


Figure III-17 : Diagramme de Nichols de $\beta(s)$ optimisé

La figure III-17 montre le tracé de la réponse fréquentielle de la boucle ouverte $\beta(s)$ après optimisation des 9 paramètres. Les valeurs optimales sont : $Y_r = 5.1$ dB, $\omega_r = 0.56$ rad/s, $M_{rd} = 3.02$ dB, $\omega_0 = 0.02$ rad/s, $\omega_1 = 97$ rad/s, $\omega'_{nN1} = 5.86$ rad/s, $\omega_{hN1} = 4.69$ rad/s, $\zeta'_{N1} = 0.32$, $\zeta_{N1} = 0.68$. Avec $a_0 = 1.39$, $b_{q0} = 0.23$, $q_0 = 2$ ($b_0 = 0.34$) et $C = 28$. La valeur finale de la fonction de coût J_{SG} (3.41) est 27 dB. La figure III.18 montre l'évolution du module de $SG(j\omega)/\omega$. Comme le montre la figure III-19, les 3 spécifications sont respectées. La valeur maximale de M_r est 3.96dB, la marge de gain reste supérieure à 5.3 dB. La valeur maximale de KS est 4.37 dB

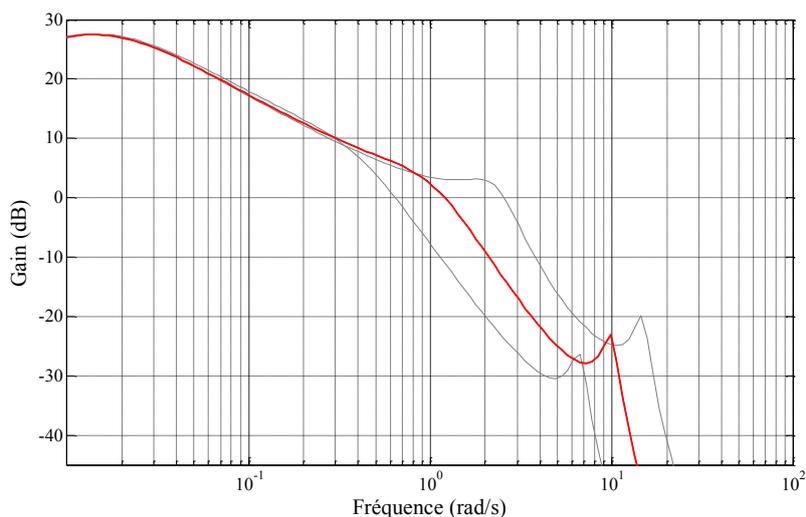


Figure III-18 : Tracé du module de $SG(j\omega)/\omega$ utilisé pour le calcul de la fonction de coût

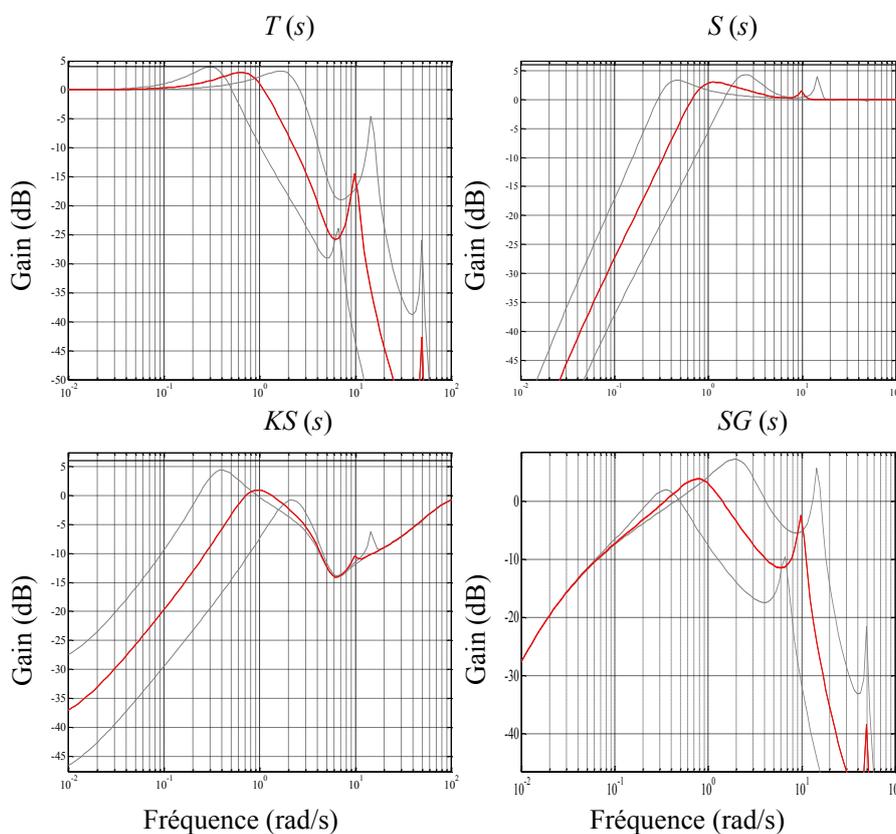


Figure III-19 : Tracé des fonctions de sensibilités $T(s)$, $S(s)$, $KS(s)$ et $GS(s)$

La figure III-20 compare la réponse fréquentielle du régulateur fractionnaire obtenue suite à l'optimisation des neuf paramètres de la boucle ouverte $\beta(s)$, et la réponse fréquentielle du régulateur rationnel du 7^{ème} ordre obtenue par identification fréquentielle. Le régulateur rationnel est donné sous forme de pôles/zéros par :

$$K(s) = -0.672 \frac{(s + 30.4)(s + 9.4)(s + 1.13)(s + 0.229)(s^2 + 3s + 22.37)}{s(s + 6.94)^2(s + 2.65)(s + 1.28)(s^2 + 7.63s + 31.47)} \quad (3.45)$$

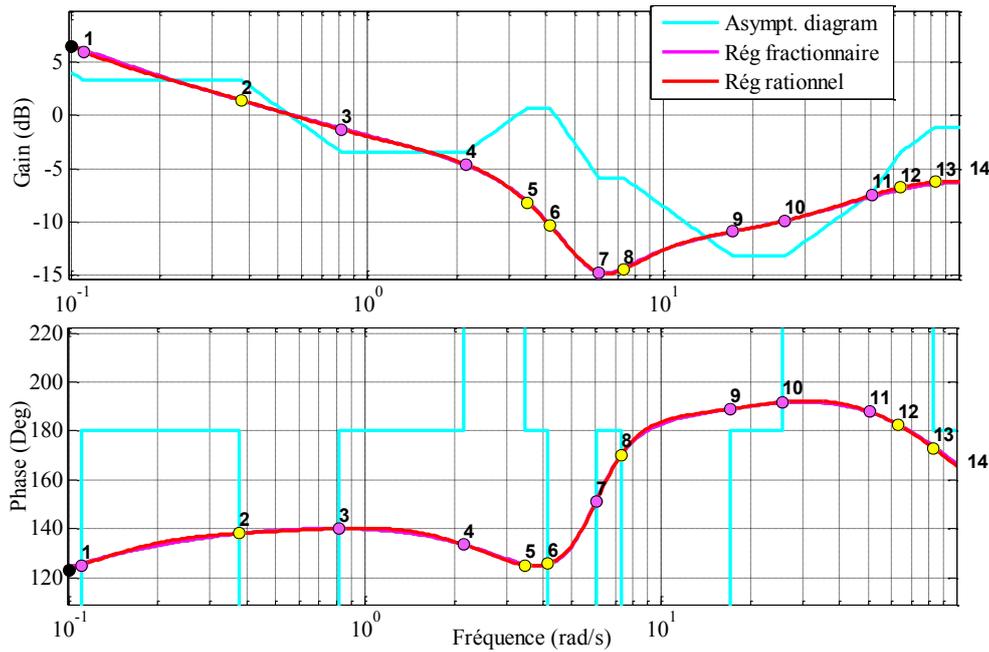


Figure III-20: Comparaison entre le diagramme de Bode du régulateur fractionnel (en magenta) et du régulateur rationnel (en rouge)

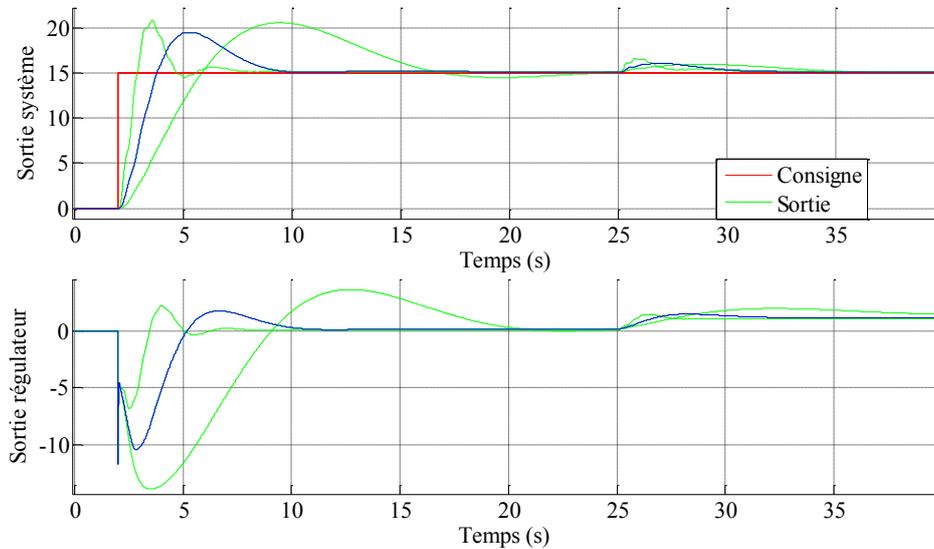


Figure III-21: Réponse indicielle et rejet de perturbation d_u à l'entrée pour le procédé nominal G_0 (—) et pour deux autres états paramétriques (—)

La figure III-21 montre la réponse indicielle du procédé nominal et pour deux autres états paramétriques de $G(s)$. Le régulateur synthétisé est stabilisant et le dépassement ne varie qu'entre 29% et 32%. À l'instant $t = 25$ s l'entrée du système u reçoit une perturbation instantanée $d_u = -1\%$, le régulateur rejette cette perturbation en appliquant un effort opposé.

La méthodologie CRONE de la troisième génération a été étendue pour les systèmes monovariante non-linéaires [Delavari *et al.*, 2013, Feytout *et al.*, 2013a], les systèmes non

stationnaires [Sabatier *et al.*, 2002], et les systèmes périodiques [Sabatier 1998]. La méthodologie CRONE SISO a été progressivement étendue aux systèmes MIMO (Multi Inputs Multi Outputs) afin de prendre en considération les phénomènes de couplage et de garantir un degré de stabilité robuste.

4. Principe de la commande CRONE MIMO

4.1. Introduction

La commande des systèmes multivariables carrés est souvent réalisée à l'aide d'approches monovariabes considérant le système multivariable comme plusieurs systèmes monovariabes découplés. Dans le meilleur des cas chaque élément du régulateur décentralisé est synthétisé en prenant en considération les incertitudes du sous-système monovariable incertain correspondant. Bien que chaque élément du régulateur soit supposé bien optimisé, quand on cherche à atteindre des niveaux de dynamiques importants, il est alors fréquent d'observer des phénomènes d'instabilité.

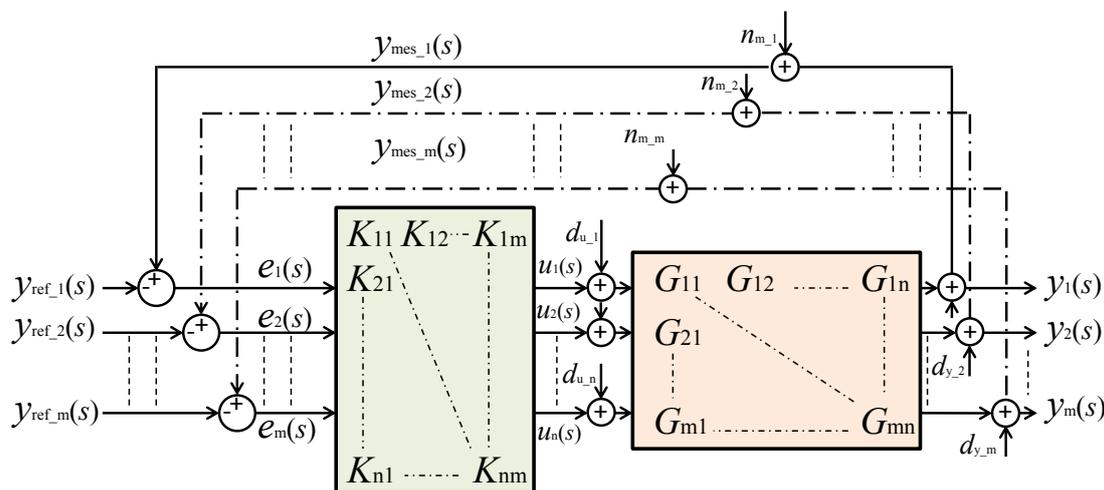


Figure III-22 : Schéma d'un système à retour unitaire dans le cas multivariable

La méthodologie CRONE a tout d'abord été étendue aux systèmes multivariables carrés avec m entrées et m sorties [Oustaloup and Mathieu, 1999]. Deux méthodes ont ainsi été définies, la méthodologie CRONE multi-SISO [Lanusse *et al.*, 1996, Sutter, 1997] et la méthodologie CRONE MIMO [Mathieu 1997, Pommier-Budinger *et al.*, 2004, 2005]. Les paramètres des boucles ouvertes sont optimisés afin de minimiser les variations des marges de stabilité associées aux éléments diagonaux de la matrice de sensibilité complémentaire \mathbf{T} (boucle fermée). Pour les systèmes non-carrés $m \times n$ avec n entrées et m sorties, l'approche full MIMO permet de synthétiser des régulateurs non-carrés $n \times m$ avec m entrées et n sorties [Nelson-Gruel, 2009., Lamara *et al.*, 2013]. Sachant que même avec une approche multivariable, il est parfois possible de synthétiser un régulateur partiellement ou totalement décentralisé, le choix de la structure du régulateur est fait à l'aide de l'étude des couplages présents dans le système.

Les vecteurs d'entrée \mathbf{U} et de sortie \mathbf{Y} pour un système multivariable sont définis par :

$$\mathbf{U}(s)=[U_1(s)\dots U_n(s)]^T \quad (3.46)$$

$$\mathbf{Y}(s)=[Y_1(s)\dots Y_m(s)]^T \quad (3.47)$$

4.2. Analyse des systèmes multivariables

L'analyse de l'importance du couplage présent dans un système MIMO permet de définir la structure du régulateur stabilisant. Pour les systèmes carrés avec m entrées et m sorties, l'étude RGA (Relative Gain Array) permet de vérifier si un régulateur décentralisé peut être satisfaisant pour assurer un bon découplage [Bristol, 1966]. Pour des systèmes non carrés, c'est l'étude BRG (Block Relative Gain) qui permet de vérifier si un régulateur décentralisé par blocs peut être satisfaisant.

4.2.1. Analyse RGA

L'analyse RGA [Chang *et al*, 1990., Arkun *et al*, 1989] permet de quantifier les interférences entre les entrées d'un système multivariable $m \times m$ carré et ses sorties en exprimant le niveau de couplage présent entre une sortie y_i et une entrée u_j . Pour une réponse fréquentielle d'un système $\mathbf{G}(j\omega)$ donnée, l'analyse RGA est basée sur le calcul du produit de Schur :

$$\mathbf{\Gamma}(\mathbf{G}(j\omega)) = \mathbf{G}(j\omega)\mathbf{x}(\mathbf{G}(j\omega)^{-1})^T = [\gamma_{ij}(j\omega)] \quad (3.48)$$

Chaque élément γ_{ij} définit le rapport de gain en boucle ouverte entre une entrée u_j et une sortie y_i du système, avec le même gain en boucle fermée :

$$\gamma_{ij}(j\omega) = \frac{\left. \frac{y_i(j\omega)}{u_j(j\omega)} \right|_{u_k(j\omega)=0 \text{ pour } k \neq j}}{\left. \frac{y_i(j\omega)}{u_j(j\omega)} \right|_{y_k(j\omega)=0 \text{ pour } k \neq i}} \quad (3.49)$$

Ainsi, si :

- $\gamma_{ij} = 1$, le gain entre la sortie y_i et l'entrée u_j n'est pas modifié par les autres boucles et u_j peut donc être utilisée seule pour commander y_i ;
- $\gamma_{ij} = 0$, une modification de u_j n'a pas d'influence sur la sortie y_i et ne doit pas être utilisée pour sa commande ;
- $\gamma_{ij} \gg 1$, une modification de u_k influence énormément y_i et u_i ne doit donc pas être utilisée pour commander y_i .

Si chaque entrée est fortement couplée avec une sortie unique, un régulateur décentralisé est satisfaisant. L'analyse RGA permet alors de réarranger les entrées de commande et les sorties à commander afin d'obtenir une matrice \mathbf{G} telle que la matrice $\mathbf{\Gamma}$ soit similaire à la matrice identité \mathbf{I} dans la bande passante en boucle fermée souhaitée.

4.2.2. Analyse BRG

L'analyse BRG [Chang *et al*, 1990., Arkun *et al*, 1987, Kariwala *et al*, 2003] permet de quantifier les interférences entre les différents blocs (sous matrices de la matrice globale) de la matrice de transfert \mathbf{G} . Quand les valeurs singulières de la matrice BRG sont proches de 1, les entrées et les sorties du système multivariable $m \times n$ non-carré sont peu couplées. Si les valeurs singulières sont très différentes de 1, les blocs du système ont un couplage important. Quand un couplage par blocs permet d'être mis en évidence, l'analyse BRG permet de réarranger les entrées et les sorties afin de synthétiser un régulateur décentralisé par blocs.

Les éléments $\gamma_{Bij}(s)$ de la matrice BRG liés aux entrées m_1 et aux sorties m_1 de \mathbf{G} sont définis par

$$[\Lambda_{Bij}]_{m_1} = \mathbf{G}_{m_1}(s) \circ [\mathbf{G}^\dagger(s)]_{m_1} \quad (3.50)$$

où :

- $\mathbf{G}_{m_1}(s)$ est le bloc $m_1 \times m_1$ définissant la matrice de transfert entre les m_1 entrées et les m_1 sorties de $\mathbf{G}(s)$.
- $[\mathbf{G}^\dagger(s)]_{m_1}$ est le bloc $m_1 \times m_1$ définissant la matrice de transfert entre les m_1 entrées et les m_1 sorties de $\mathbf{G}^\dagger(s)$.
- $\mathbf{G}^\dagger(s)$ est la matrice pseudo-inverse de $\mathbf{G}(s)$ définie par Moore-Penrose.

Pour un système $m \times n$ $\mathbf{G}(s)$ de rang complet, le théorème de Graybill [Graybill, 1969] définit l'inverse de la matrice $\mathbf{G}(s)$:

$$\begin{aligned} \forall m > n \Rightarrow \mathbf{G}^\dagger &= (\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^H \text{ avec } \mathbf{G} \mathbf{G}^\dagger = \mathbf{I}_{n \times m} \\ \forall n > m \Rightarrow \mathbf{G}^\dagger &= \mathbf{G}^H (\mathbf{G} \mathbf{G}^H)^{-1} \text{ avec } \mathbf{G}^\dagger \mathbf{G} = \mathbf{I}_{n \times m} \end{aligned} \quad (3.51)$$

La méthode BRG peut être utilisée pour les systèmes $m \times m$ carrés. Le régulateur obtenu est un régulateur décentralisé par bloc au lieu d'un régulateur décentralisé.

4.3. Commande CRONE Multi-SISO

L'approche Multi-SISO de la commande CRONE reprend le principe de la méthodologie CRONE SISO. Elle est caractérisée par un régulateur décentralisé (matrice de transfert du régulateur diagonale), chacun de ses éléments étant synthétisé indépendamment des autres, en tenant compte d'un élément de la diagonale du procédé dont l'incertitude est augmentée en tenant compte du module des termes non diagonaux. Si cette approche est souvent efficace, cette augmentation de l'incertitude peut être pessimiste et donc parfois conduire à un régulateur peu performant.

Considérons un procédé carré de dimension $m \times m$ défini par une matrice de transfert $\mathbf{G}(s)$ constituée des éléments $g_{ij}(s)$ avec i et j compris entre 1 et m . La méthodologie CRONE multi-SISO permet la synthèse d'un régulateur diagonal $\mathbf{K}(s)$ (figure III-23). La synthèse de chaque élément $K_i(s)$ du régulateur diagonal \mathbf{K} prend en compte:

- le terme diagonal $g_{0ii}(s)$ de la fonction de transfert du procédé nominal.
- l'incertitude structurée déterminée à partir des différences possible entre $g_{ii}(s)$ et $g_{0ii}(s)$.
- une incertitude non structurée additionnelle calculée à partir du module des éléments non diagonaux $g_{ji}(s)$ avec $1 \leq i \leq m$ et $j \neq i$.

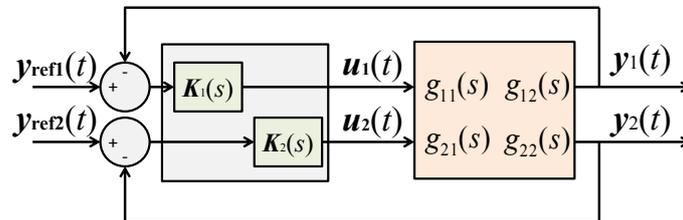


Figure III-23 : Commande CRONE Multi-SISO décentralisée d'un système MIMO 2x2

Cette approche permet une optimisation indépendante, et donc simplifiée, de chaque boucle ouverte $\beta_{0ij}(s)$.

Pour les systèmes MIMO, le théorème de Gershgorin [Rosenbrock, *et al* 1970, 1974., Maciejowski, 1989] montre qu'un système en boucle fermée est stable si la réponse fréquentielle $\beta_{ii}(j\omega)$ de chacun des éléments diagonaux de la matrice de transfert en boucle ouverte respecte le critère de Nyquist et si le point -1 du plan complexe est extérieur aux cercles centrés sur $\beta_{ii}(j\omega)$ et de rayon $r_{ii}(\omega)$ défini par :

$$r_{ii}(\omega) = \min \left(\sum_{1 \leq k \leq m \text{ et } k \neq i} |K_k(j\omega)G_{ik}(j\omega)|, \sum_{1 \leq k \leq m \text{ et } k \neq i} |K_i(j\omega)G_{ki}(j\omega)| \right) \quad (3.53)$$

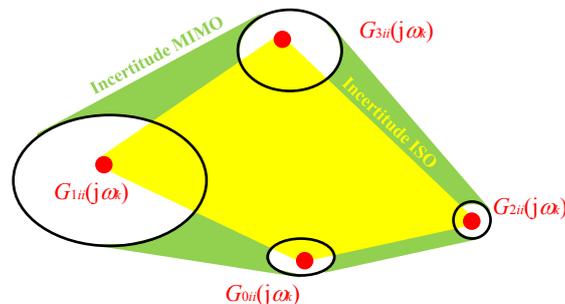


Figure III-24: Construction du domaine d'incertitude MIMO

Le théorème de Gershgorin a été généralisé pour les systèmes multivariables incertains [Arkun, *et al*, 1982], cette généralisation utilisant une majoration en norme (3.53), elle peut induire à un excès de pessimisme. D'après les conditions de stabilité données par le théorème des petits gains [Zames, 1966., Vidyasagar et Viswanadham, 1982] et par le théorème de Gershgorin, le cercle défini par $r_{ii}(\omega)$ peut être pris en compte comme un nouveau domaine d'incertitude fréquentielle augmentée associé à $\beta_{0ii}(j\omega) = K_i(j\omega)G_{0ii}(j\omega)$. Le cercle d'incertitude devient une ellipse dans le plan de Nichols, le nouveau domaine d'incertitude est défini par :

$$\min \left(1 + \sum_{1 \leq k \leq m \text{ et } k \neq i} \frac{|K_k(j\omega)G_{ik}(j\omega)|}{|K_i(j\omega)G_{0ii}(j\omega)|}, 1 + \sum_{1 \leq k \leq m \text{ et } k \neq i} \frac{|G_{ki}(j\omega)|}{|G_{0ii}(j\omega)|} \right) \quad (3.54)$$

A chaque fréquence ω , la construction du domaine d'incertitude multivariable consiste à déterminer le périmètre défini par les incertitudes liées aux éléments diagonaux (domaine d'incertitude SISO) et les incertitudes multivariées additionnelles. La figure III-24 montre le domaine d'incertitude déterminé à la fréquence ω_k pour le $i^{\text{ème}}$ élément diagonal $G_{ii}(s)$ d'un procédé \mathbf{G} défini par 4 états paramétriques. Les incertitudes SISO sont élargies pour prendre en considération les incertitudes multi-SISO (MIMO).

4.4. Commande CRONE MIMO

4.4.1. De la commande CRONE SISO à la commande CRONE MIMO

Pour les systèmes multivariés $m \times n$ (m sorties et n entrées), la commande CRONE MIMO consiste en l'optimisation des paramètres des éléments de la matrice de transfert en boucle ouverte $m \times m$ satisfaisant les objectifs suivants:

- un découplage parfait pour le procédé nominal ;
- un degré de stabilité robuste pour chaque transfert reliant une sortie à sa consigne ;
- des spécifications de précision en basse fréquence ;
- des spécifications sur l'effort de commande relatif à chaque entrée en haute fréquence ;
- la stabilité interne du système en boucle fermée.

Pour assurer le découplage, la matrice de transfert nominale de la boucle ouverte est définie par:

$$\boldsymbol{\beta}_0(s) = \mathbf{G}_0(s)\mathbf{K}(s) = \begin{bmatrix} \beta_{011}(s) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \beta_{0mm}(s) \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Chaque élément diagonal $\beta_{0ii}(s)$ de la matrice $\boldsymbol{\beta}_0(s)$ est défini par (3.30). Afin de garantir la stabilité de la boucle fermée et l'existence du régulateur pour les systèmes instables, à non-minimum de phase (avec zéro à partie réelle positive), les zéros/pôles à parties réelles positives, les zéros/pôles peu amortis, et les retards liés au procédé nominal doivent être pris en compte par la matrice de transfert de la boucle ouverte qui est alors définie par des éléments diagonaux tels que

$$\beta_{0ii}(s) = C_{0i}(s)\beta_{li}(s)\beta_{mi}(s)\beta_{hi}(s)e^{-\tau_i s} \prod_{j=1}^{n_{zi}} \left(1 - \frac{s}{z_{ij}} \right) \left(e^{-j\pi} \right)^{n_{pi}} \prod_{j=1}^{n_{pi}} \left(\frac{1 + \frac{s}{p_{ij}}}{1 - \frac{s}{p_{ij}}} \right) \quad (3.56)$$

où : le gain C_{0i} est calculé afin d'assurer une fréquence de résonance ω_{ri} donnée,

$$\beta_{li}(s) = \left(\frac{\omega_{-N_i^-}}{s} + 1 \right)^{n_{li}}, \quad (3.57)$$

$$\beta_{mi}(s) = \prod_{k=-N_i^-}^{N_i^+} \left(\frac{1+s/\omega_{ik+1}}{1+s/\omega_{ik}} \right)^{\alpha_{ik}} \left(\Re e_{/i} \left\{ \alpha_{ik} \left(\frac{1+s/\omega_{ik+1}}{1+s/\omega_{ik}} \right)^{ib_k} \right\} \right)^{iq_k \text{sign}(b_{ik})}, \quad (3.58)$$

$$\beta_{hi}(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_{N_i^+ + 1}} + 1 \right)^{n_{hi}}}, \quad (3.59)$$

$$\alpha_{i0} = \left(1 + \left(\frac{\omega_{ri}}{\omega_{i0}} \right)^2 \right) / \left(1 + \left(\frac{\omega_{ri}}{\omega_{i1}} \right)^2 \right)^{1/2}. \quad (3.60)$$

Les paramètres de toutes les boucles ouvertes $\beta_{0ii}(s)$ sont optimisés simultanément afin de minimiser le pic de résonance des éléments diagonaux $T_{ii}(s)$ de la fonction de sensibilité $\mathbf{T}(s)$. La fonction de coût (3.22) utilisée pour le cas SISO peut alors être remplacée par :

$$J = \sum_{i=1}^m \left(\sup_{\omega, G} (T_{ii}(j\omega)) - M_{rdi} \right). \quad (3.61)$$

D'après la figure III-22, qui représente un schéma d'un système multivariable en boucle fermée, la sortie et l'effort de commande sont définis par :

$$\mathbf{Y}(s) = (\mathbf{I} + \mathbf{G}(s)\mathbf{C}(s))^{-1} (\mathbf{G}(s)\mathbf{K}(s)(\mathbf{Y}_{\text{ref}}(s) - \mathbf{N}_m(s)) + \mathbf{G}(s)\mathbf{D}_u(s) + \mathbf{D}_y(s)) \quad (3.62)$$

$$\mathbf{U}(s) = \mathbf{K}(s)(\mathbf{I} + \mathbf{G}(s)\mathbf{K}(s))^{-1} (\mathbf{Y}_{\text{ref}}(s) - \mathbf{N}_m(s) - \mathbf{G}(s)\mathbf{D}_u(s) - \mathbf{D}_y(s)) \quad (3.63)$$

Les performances de la boucle fermée sont maintenant assurées avec les contraintes suivantes :

$$\inf_G |T_{ij}(j\omega)| \geq T_{lij}(\omega) \text{ pour } 1 \leq (i, j) \leq m \quad (3.64)$$

$$\sup_G |T_{ij}(j\omega)| \leq T_{uij}(\omega) \text{ pour } 1 \leq (i, j) \leq m \quad (3.65)$$

$$\sup_G |S_{ij}(j\omega)| \leq S_{uij}(\omega) \text{ pour } 1 \leq (i, j) \leq m \quad (3.66)$$

$$\sup_G |KS_{ij}(j\omega)| \leq KS_{uij}(\omega) \text{ } 1 \leq i \leq m \text{ et } 1 \leq j \leq n \quad (3.67)$$

$$\sup_G |SG_{ij}(j\omega)| \leq SG_{uij}(\omega) \text{ } 1 \leq i \leq m \text{ et } 1 \leq j \leq n \quad (3.68)$$

avec

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}(s) &= [S_{ij}(s)] \\
 \mathbf{T}(s) &= [T_{ij}(s)] \\
 \mathbf{KS}(s) &= [KS_{ij}(s)] \\
 \mathbf{SG}(s) &= [SG_{ij}(s)]
 \end{aligned} \tag{3.69}$$

Pour d'autres états paramétriques du procédé que le nominal, les matrices de transfert des fonctions de sensibilités $\mathbf{T}(s)$ et $\mathbf{S}(s)$ ne sont pas diagonales. Cependant, des boucles ouvertes équivalentes peuvent être déterminées à partir de chaque élément $T_{ii}(s)$ et $S_{ii}(s)$:

$$\beta_{ii_eq}(s) = \frac{T_{ii}(s)}{1 - T_{ii}(s)} = \frac{1 - S_{ii}(s)}{S_{ii}(s)}. \tag{3.70}$$

Le lieu de Nichols de ces boucles ouvertes équivalentes $\beta_{ii_eq}(s)$ permet l'analyse de la stabilité en boucle fermée comme dans le cas de système SISO.

4.4.2. Détermination du régulateur MIMO

Après l'optimisation des paramètres de transfert en boucle ouverte (3.56), la matrice de transfert du régulateur est définie par :

$$\mathbf{K}(s) = \mathbf{G}_0^*(s)\boldsymbol{\beta}_0(s) = [K_{ij}(s)] \tag{3.71}$$

avec $1 \leq i \leq n$ et $1 \leq j \leq m$, et \mathbf{G}_0^* est définie par

- $\mathbf{G}_0^{-1}(s)$ l'inverse de la matrice carrée du procédé \mathbf{G}_0 avec $n = m$.
- $\mathbf{G}_0^\dagger(s)$ le pseudo inverse du procédé $\mathbf{G}_0(s)$ avec $n \neq m$.

Notons $\mathbf{P}(s)$ le pseudo inverse du procédé nominal $\mathbf{G}_0(s)$ où

$$\mathbf{P}(s) = \mathbf{G}_0^*(s) = [P_{ij}(s)] = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & \cdots & P_{1m}(s) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{n1}(s) & \cdots & P_{nm}(s) \end{bmatrix} \tag{3.72}$$

La matrice de transfert de la boucle ouverte $\boldsymbol{\beta}_0(s)$ étant diagonale, chaque élément K_{ii} du régulateur \mathbf{K} résulte de :

$$K_{ij}(s) = P_{ij}(s)\beta_{0ij}(s) \text{ avec } 1 \leq i \leq n \text{ et } 1 \leq j \leq m. \tag{3.73}$$

4.4.3. Procédé MIMO nominal

Un régulateur décentralisé peut aussi être obtenu avec l'approche MIMO de la commande CRONE. Compte tenu de (3.71), il suffit pour cela de choisir arbitrairement un procédé nominal diagonal. Bien évidemment, le régulateur n'assurera pas alors un découplage parfait pour un des états réels du système MIMO considéré.

Quand on souhaite que le régulateur présente un réel effet de découplage pour l'état nominal du procédé, il peut être utile que tous les éléments $g_{0ij}(s)$ choisis pour caractériser la matrice de transfert du procédé nominal correspondent à un même état paramétrique du système MIMO considéré. Si l'on choisit de ne pas optimiser le paramètre M_{rd} définissant le pic de résonance de T pour l'état paramétrique nominal, il est également préférable de choisir cet état nominal comme étant celui conduisant à des phases globalement les plus faibles et des gains globalement les plus forts [Lamara *et al.*, 2012].

4.4.4. Approximation du retard du procédé nominal

Afin de prendre en compte les retards pouvant apparaître dans la matrice de transfert du procédé nominal, Nelson-Gruel [Nelson-Gruel, 2009] a proposé que ces retards soient considérés lors du calcul de l'inverse de $G(s)$, puis que des termes de retards non factorisables soient finalement approximés afin d'ensuite simplifier la synthèse des termes du régulateur rationnel. Afin de réduire la difficulté de mise en œuvre de l'approche MIMO de la commande CRONE, nous proposons ici que tous les retards présents dans le procédé nominal soient approximés par une approximation de Padé avant le calcul de l'inverse de $\mathbf{G}_0(s)$:

$$e^{-\tau_i s} = \frac{1 - \frac{\tau_i}{2} s}{1 + \frac{\tau_i}{2} s} \quad (3.74)$$

Cette utilisation de l'approximation Padé pour $\mathbf{G}_0(s)$ rend beaucoup plus simple le calcul de la matrice inverse du procédé nominal $\mathbf{P}(s)$, tous deux ne contenant alors que des zéros et des pôles.

4.4.5. Stabilité interne du système en boucle fermée

La stabilité interne du système en boucle fermée est garantie si il n'y a pas de simplification entre les pôles/zéros du régulateur et les pôles/zéros du système en boucle fermée [Nelson-Gruel, 2009].

Définition

Soit $\eta_z(\alpha) = \xi$ l'ordre entier de la fonction de transfert $\alpha(s)$. Par définition, la limite $\lim_{s \rightarrow z} \frac{\alpha(s)}{(s-z)^\xi}$ existe et est non nulle. Pour un nombre complexe z :

- $\alpha(s)$ a un zéro $s = z$ d'ordre $\eta_z(\alpha)$ si et seulement si $\eta_z(\alpha) > 0$;
- $\alpha(s)$ a un pôle à $s = z$ d'ordre $\eta_z(\alpha)$ si et seulement si $\eta_z(\alpha) < 0$;
- $\alpha(s)$ n'a aucun pôle ni de zéro à $s = z$ si et seulement si $\eta_z(\alpha) = 0$.

Pour les fonctions de transfert $\alpha(s)$ et $\alpha_1(s)$, les propriétés suivantes sont vérifiées :

- $\eta_z(\alpha \alpha_1) = \eta_z(\alpha) + \eta_z(\alpha_1)$.
- $\eta_z(\alpha^{-1}) = -\eta_z(\alpha)$.

La fonction de transfert $\alpha(s)$ est stable et à minimum de phase si et seulement si $\eta_z(\alpha) = 0 \forall z \in \mathbf{C}^+$.

4.4.5.1. Stabilisation de la matrice de la fonction de transfert $\mathbf{SG}(s)$

Prenons la fonction de transfert de la boucle ouverte définie par :

$$\beta(s) = \mathbf{D}_\beta^{-1}(s) \mathbf{N}_\beta(s) \quad (3.75)$$

avec $\mathbf{D}_\beta(s)$ et $\mathbf{N}_\beta(s)$ les dénominateur et numérateur de $\beta(s)$.

La fonction de sensibilité de l'entrée, définie précédemment, peut être mise sous la forme suivante :

$$\mathbf{SG}(s) = (\mathbf{I} + \mathbf{D}_\beta^{-1}(s) \mathbf{N}_\beta(s))^{-1} \mathbf{G}(s) = (\mathbf{D}_\beta(s) + \mathbf{N}_\beta(s))^{-1} \mathbf{D}_\beta(s) \mathbf{G}(s). \quad (3.76)$$

Supposons que la matrice de transfert en boucle ouverte $\beta_0(s)$ a été optimisée notamment en utilisant le critère de Nyquist qui garantit la stabilité des fonctions de sensibilité $\mathbf{T}(s)$ et $\mathbf{S}(s)$. Ceci assurant la stabilité de $(\mathbf{D}_\beta(s) + \mathbf{N}_\beta(s))^{-1}$, $\mathbf{SG}(s)$ est stable si et seulement si $\mathbf{D}_\beta(s) \mathbf{G}(s)$ est également stable. Pour le procédé nominal, $\mathbf{D}_\beta(s)$ est stable et peut être présenté comme la matrice diagonale suivante :

$$\mathbf{D}_{\beta_0}(s) = \begin{bmatrix} D_{\beta_{011}}(s) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & D_{\beta_{0mm}}(s) \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

où $D_{\beta_{0ii}}(s)$ est le dénominateur de $\beta_{0ii}(s)$. La fonction de sensibilité \mathbf{SG}_0 est donc stable si :

$$\eta_z(\mathbf{D}_{\beta_{0ii}}(s)) + \eta_z(\mathbf{G}_{0ij}(s)) \geq 0 \quad (3.78)$$

et donc si :

$$\eta_z(\mathbf{D}_{\beta_{0ii}}(s)) \geq -\eta_z(\mathbf{G}_{0ij}(s)) \quad \forall z \in \mathbf{C}^+ \text{ avec } 1 \leq i \leq m \text{ et } 1 \leq j \leq n. \quad (3.79)$$

Prise en compte des pôles à parties réelles positives dans $\mathbf{G}_0(s)$

L'inégalité (3.79) indique que le dénominateur de $\beta_{0ii}(s)$ (3.56) doit intégrer tous les pôles à partie réel positifs de la $i^{\text{ème}}$ ligne de $\mathbf{G}_0(s)$.

Prise en compte des pôles peu amortis dans $\mathbf{G}_0(s)$

De la même façon, si on suppose que l'optimisation des termes de la matrice de transfert en boucle ouverte assure que \mathbf{S}_0 est bien amortie, la fonction de sensibilité $\mathbf{SG}_0(s)$ est bien amortie si et seulement si $\beta_{0ii}(s)$ intègre tous les pôles peu amortis de la $i^{\text{ème}}$ ligne de $\mathbf{G}_0(s)$ [Pommier-Budinger *et al*, 2006., Nelson-Gruel *et al*, 2007, 2009].

4.4.5.2. Stabilisation de la matrice de la fonction de transfert $\mathbf{KS}(s)$

Considérons la matrice de transfert de la boucle ouverte définie par:

$$\boldsymbol{\beta}(s) = \mathbf{N}'_{\beta}(s) \mathbf{D}'_{\beta}{}^{-1}(s). \quad (3.80)$$

La fonction de sensibilité de l'effort de commande, définie précédemment, peut être mise sous la forme suivante.

$$\mathbf{KS}(s) = \mathbf{K}(s)(\mathbf{I} + \mathbf{N}'_{\beta}(s)\mathbf{D}'_{\beta}{}^{-1}(s))^{-1} = \mathbf{P}(s)\mathbf{N}'(s)(\mathbf{D}'_{\beta}(s) + \mathbf{N}'(s))^{-1}. \quad (3.81)$$

Comme précédemment, si $\boldsymbol{\beta}_0(s)$ a été correctement optimisée, $(\mathbf{D}'_{\beta}(s) + \mathbf{N}'_{\beta}(s))^{-1}$ est stable. La matrice de transfert $\mathbf{KS}(s)$ est donc stable si est seulement si $\mathbf{P}(s)\mathbf{N}'(s)$ est stable. Pour le procédé nominal $\mathbf{G}_0(s)$, $\mathbf{N}'(s)$ est une matrice diagonale et peut être décrite par :

$$\mathbf{N}'_{\beta_0}(s) = \begin{bmatrix} N'_{\beta_{0ii}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & N'_{\beta_{0mm}} \end{bmatrix} \quad (3.82)$$

où $N'_{\beta_{0ii}}(s)$ est le numérateur de $\beta_{0ii}(s)$. La matrice de transfert $\mathbf{KS}_0(s)$ est donc stable si

$$\eta_z(P_{ij}(s)) + \eta_z(\mathbf{N}'_{\beta_{0jj}}(s)) \geq 0, \quad (3.83)$$

ou encore si

$$\eta_z(P_{ij}(s)) \geq -\eta_z(\mathbf{N}'_{\beta_{0jj}}(s)) \quad \forall z \in \mathbf{C}^+ \text{ avec } 1 \leq i \leq n \text{ et } 1 \leq j \leq m \quad (3.84)$$

Prise en compte des pôles à parties réelles positives de $\mathbf{P}(s)$

L'inégalité (3.84) indique que le numérateur de $\beta_{0ii}(s)$ (3.56) doit intégrer tous les pôles à partie réelle positive de la $j^{\text{ème}}$ colonne de $\mathbf{P}(s)$.

Prise en compte des pôles peu amortis de $\mathbf{P}(s)$

De même, en supposant que \mathbf{S}_0 est bien amortie, la fonction de sensibilité $\mathbf{KG}_0(s)$ est bien amortie si et seulement si le numérateur de $\beta_{0jj}(s)$ intègre tous les pôles peu amortis de la $j^{\text{ème}}$ colonne de $\mathbf{P}(s)$ [Pommier-Budinger *et al*, 2006., Nelson-Gruel *et al*, 2007, 2009].

4.4.6. Spécifications en basse fréquence

Afin que le régulateur \mathbf{K} assure la précision en basse fréquence, les spécifications suivantes doivent être respectées :

- chaque élément de la fonction de sensibilité complémentaire $T_{0ii}(s)$ doit tendre vers 1 quand s tend vers 0.
- chaque fonction de sensibilité de l'entrée $SG_{0ij}(s)$ doit tendre vers 0 quand s tend vers 0.

Sachant que $T_{0ii}(s) = (1 + \beta_{0ii}(s))^{-1} \beta_{0ii}(s)$, pour que $T_{0ii}(s)$ tende vers 1, il est nécessaire que.

$$\eta_0(\beta_{0ii}) < 0 \text{ avec } 1 \leq i \leq m. \quad (3.85)$$

La fonction de sensibilité de l'entrée $\mathbf{SG}(s)$ peut être définie par :

$$\mathbf{SG}(s) = \mathbf{T}(s)\mathbf{K}^*(s) \quad (3.86)$$

avec $\mathbf{K}^*(s)$ la matrice inverse ou le pseudo inverse de $\mathbf{K}(s)$:

$$\mathbf{K}^*(s) = (\mathbf{P}(s)\boldsymbol{\beta}_0(s))^* = \boldsymbol{\beta}_0^{-1}(s)\mathbf{G}_0(s) = [\tilde{K}_{ij}(s)] \quad (3.87)$$

avec $\tilde{K}_{ij}(s) = \beta_{0ii}^{-1}(s)G_{0ij}(s)$, $1 \leq i \leq m$ et $1 \leq j \leq n$.

Pour que $\mathbf{SG}(s)$ tende vers 0, il est donc nécessaire que :

$$\eta_0(T_{0ii} \tilde{K}_{ij}) > 0 \text{ avec } 1 \leq i \leq m \text{ et } 1 \leq j \leq n. \quad (3.88)$$

Définition de l'ordre n_i

D'après (3.85) et (3.88) on peut en déduire:

$$\eta_0(\beta_{0ii}^{-1}) + \eta_0(G_{0ij}) > 0 \quad (3.89)$$

ou encore

$$\eta_0(\beta_{0ii}(s)) < \eta_0(G_{0ij}(s)) \text{ avec } 1 \leq i \leq m \text{ et } 1 \leq j \leq n. \quad (3.90)$$

Comme $\eta_0(\beta_{0ii}) = -\eta_i$, (3.85) et (3.86) sont vérifiés si et seulement si l'ordre n_i de la fonction de transfert de la boucle ouverte en basse fréquence est choisie telle que :

$$n_i > \max(0, -\eta(G_{0ij}(s))) \text{ avec } 1 \leq i \leq m \text{ et } 1 \leq j \leq n \quad (3.91)$$

Cela veut dire que le nombre d'intégrateurs dans chaque élément $\beta_{0ii}(s)$ de la boucle ouverte $\boldsymbol{\beta}_0(s)$ doit être supérieur à 0 et supérieur au plus grand nombre d'intégrateurs présent dans chaque élément de la $i^{\text{ème}}$ ligne de $\mathbf{G}_0(s)$.

4.4.7. Spécification en haute fréquence

Chaque effort de commande est borné en haute fréquence si et seulement si chaque élément $K_{ij}(s)$ du régulateur MIMO est propre (propre ou strictement propre) et donc de degré relatif supérieur ou égal 0. Utilisant le nombre de zéros présent dans $K_{ij}(s)$ en haute fréquence, le degré de l'élément $K_{ij}(s)$ en haute fréquence peut s'écrire :

$$\eta_\infty(K_{ij}) \leq 0 \text{ avec } 1 \leq i \leq n \text{ et } 1 \leq j \leq m. \quad (3.92)$$

Définition de l'ordre n_h

D'après l'expression de la boucle ouverte (3.56) on peut écrire

$$\eta_{\infty}(\beta_{0jj}) = n_{zj} - n_{hj} \text{ avec } 1 \leq j \leq m. \quad (3.93)$$

Prenant en considération (3.74) et (3.93), (3.92) devient

$$\eta_{\infty}(P_{ij}) + n_{zj} - n_{hj} \leq 0 \quad (3.94)$$

ou

$$n_{hj} \geq \eta_{\infty}(P_{ij}) + n_{zj} \text{ avec } 1 \leq i \leq n \text{ et } 1 \leq j \leq m. \quad (3.95)$$

L'ordre n_{hj} de chaque élément $\beta_{0ij}(s)$ doit être supérieur ou égal au nombre de zéros à l'infini de chaque élément de la $j^{\text{ème}}$ colonne de $\mathbf{P}(s)$ additionné du nombre de zéros à parties réelles positives inclus dans $\beta_{0ij}(s)$.

4.5. Application à la maquette D2T

La maquette D2T de banc d'essais modélisée au paragraphe II.2 et sur laquelle la méthode d'identification proposée a été mise au point est utilisée ici pour montrer l'application de la méthodologie CRONE à un système MIMO incertains. La figure III-25 présente le schéma synoptique permettant la commande du banc.

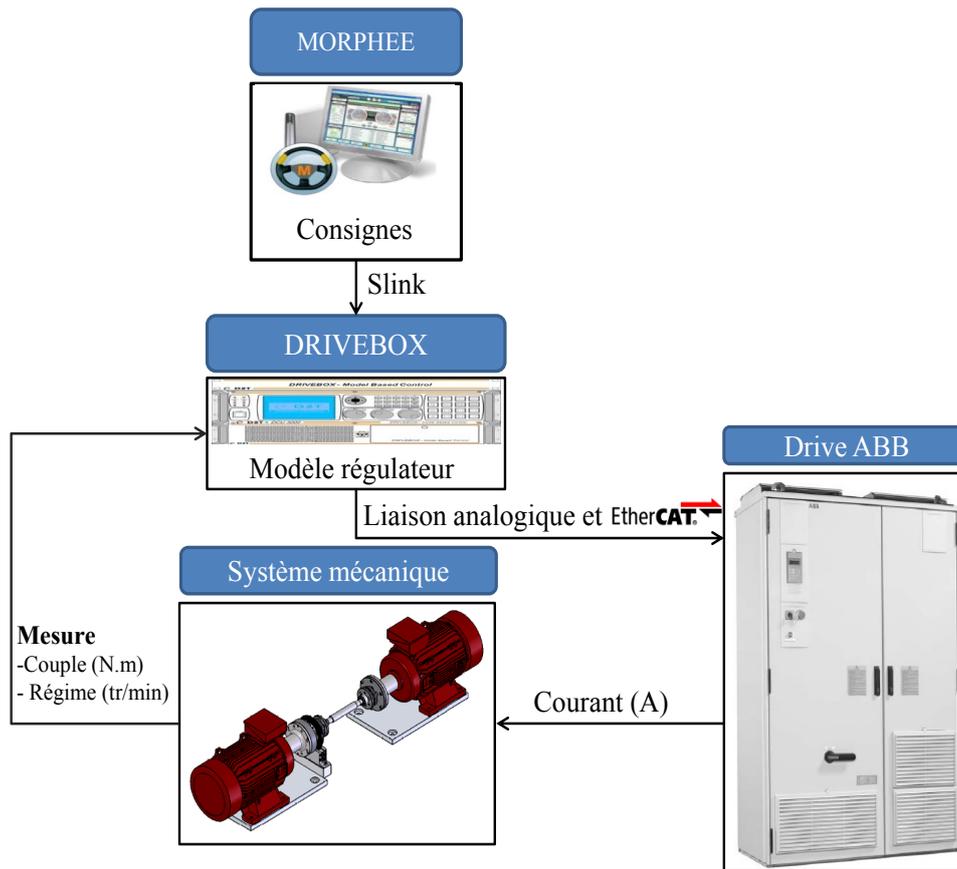


Figure III-25 : Schéma synoptique de la maquette D2T

4.5.1. Objectifs

La loi de commande à synthétiser doit garantir :

- un régulateur stabilisant et robuste ;
- un bon suivi de la consigne (bonne dynamique) ;
- un dépassement minimum ;
- une erreur statique nulle.

4.5.2. Procédé nominal

La réponse fréquentielle de la maquette D2T est présentée par la figure III-26. En utilisant le modèle standard défini par (2.15) la réponse fréquentielle du procédé nominal (800 tr/min, 18 N.m) est donnée par la matrice de transfert $G_0(s)$ dont les éléments sont les suivants :

$$g_{011}(s) = \frac{94(s-116)(s+24.5)(s+2.9)(s^2+105s+4503)}{(s+116)(s+12.2)^2(s+0.054)(s^2+129s+6929)}$$

$$g_{012}(s) = \frac{-101(s+560)(s-152)(s+24)(s^2+212s+1.35e4)}{(s+1420)(s+152.7)(s+23)(s+0.045)(s^2+129s+6929)}$$

$$g_{021}(s) = \frac{-577(s-482)(s+1.76)(s+0.7)(s^2+112s+5455)}{(s+1351)(s+482)(s+2)(s+0.46)(s^2+129s+6929)}$$

$$g_{022}(s) = \frac{-1355(s-450)(s+4.9)(s+0.74)(s^2+112s+5371)}{(s+2772)(s+450)(s+4.57)(s+0.92)(s^2+129s+6929)}$$

Afin de simplifier la mise en œuvre de la commande CRONE MIMO, ce procédé nominal comporte le même mode peu amorti dans ses 4 termes g_{11} , g_{12} , g_{21} et g_{22} . L'état paramétrique nominal a été défini comme celui ayant généré les phases de g_{11} et g_{22} les plus faibles aux pulsations $1/(2.5 \cdot \max(\text{retard}(g_{11}, g_{22}))$ et $1/(\max(\text{retard}(g_{11}, g_{22}))$), c'est-à-dire au voisinage de la bande passante qui sera probablement atteignable. Ce facteur 2.5 a été déterminé en se basant sur les résultats obtenus pour différents bancs d'essais (Diesel et essence).

Les éléments de la matrice de transfert $\mathbf{P}(s)$ inverse sont :

$$p_{11}(s) = \frac{0.0073(s+116.1)(s+152.7)(s+482.7)(s+1351)(s+1420)(s-450.5)(s+23.15)(s+12.18)(s+12.17)(s+4.921)(s+2.044)(s+0.7483)(s+0.4668)(s+0.545)(s+0.045)(s^2+111.9s+5371)(s^2+129.3s+6929)}{(s+2086)(s+857.4)(s+479.9)(s-460.3)(s+150.6)(s-129.5)(s+24.37)(s+19.96)(s+5.856)(s+4.3)(s+1.836)(s+0.8129)(s+0.6677)(s+0.05232)(s^2+128.7s+5704)(s^2+111.8s+5429)}$$

$$p_{12}(s) = \frac{-0.0005(s+116.1)(s-152.7)(s+24.34)(s+12.18)(s+12.17)(s+4.578)(s+2.044)(s+0.9241)(s+0.4668)(s+450)(s+482.7)(s+560.2)(s+1351)(s+2772)(s+0.054)(s^2+212.7s+135e4)(s^2+129.3s+6929)}{(s+2086)(s+857.4)(s+479.9)(s-460.3)(s+150.6)(s-129.5)(s+24.37)(s+19.96)(s+5.856)(s+4.3)(s+1.836)(s+0.8129)(s+0.6677)(s+0.05232)(s^2+128.7s+5704)(s^2+111.8s+5429)}$$

$$p_{21}(s) = \frac{-0.0031(s+116.1)(s+152.7)(s+450.5)(s-482.7)(s+1420)(s+2772)(s+23.15)(s+12.18)(s+12.17)(s+4.578)(s+1.76)(s+0.9241)(s+0.7029)(s+0.545)(s+0.045)(s^2+112.3s+5455)(s^2+129.3s+6929)}{(s+2086)(s+857.4)(s+479.9)(s-460.3)(s+150.6)(s-129.5)(s+24.37)(s+19.96)(s+5.856)(s+4.3)(s+1.836)(s+0.8129)(s+0.6677)(s+0.05232)(s^2+128.7s+5704)(s^2+111.8s+5429)}$$

$$p_{22}(s) = \frac{-0.0005(s+152.7)(s+450)(s+482.7)(s+1351)(s+1420)(s+2772)(s+24.51)(s+23.15)(s-116.1)(s+2.905)(s+2.044)(s+0.9241)(s+0.4668)(s+0.054)(s^2+212.7s+135e4)(s^2+129.3s+6929)}{(s+2086)(s+857.4)(s+479.9)(s-460.3)(s+150.6)(s-129.5)(s+24.37)(s+19.96)(s+5.856)(s+4.3)(s+1.836)(s+0.8129)(s+0.6677)(s+0.05232)(s^2+128.7s+5704)(s^2+111.8s+5429)}$$

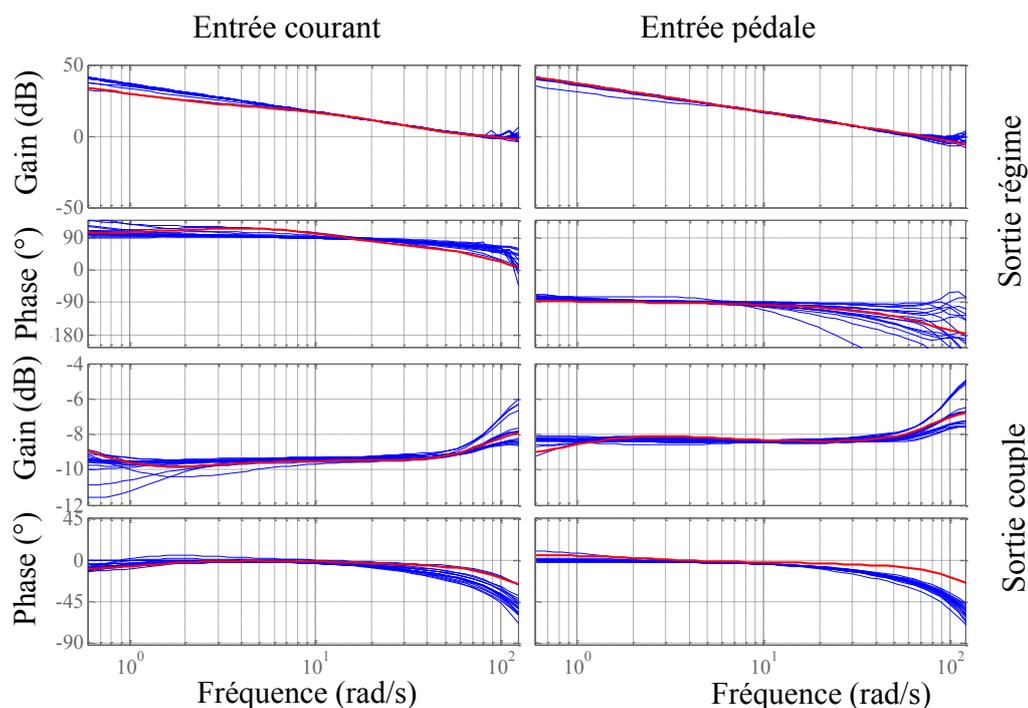


Figure III-26: Réponse fréquentielle du procédé nominal (en rouge) avec incertitudes (en bleu) de la maquette D2T entre 0.1 rad/s et 125 rad/s

4.5.3. Paramètres de la matrice de transfert en boucle ouverte $\beta_0(s)$

Cet exemple montre comment les paramètres (n_l, n_h, ω_f) sont déterminés pour les deux boucles ouvertes β_{011} et β_{022} correspondant respectivement aux sorties de régime et de couple. Les calculs sont maintenant automatisés dans la nouvelle toolbox CRONE multivariable.

4.5.3.1. Boucle de régime $\beta_{011}(s)$

- D'après la figure III-26, les éléments g_{11} et g_{12} contiennent au moins un intégrateur, la pente du gain est estimée à 20 dB/décade. D'après la condition (3.90), l'ordre basse fréquence de β_{011} doit être $n_l = 2$.
- Compte tenu de p_{11} et p_{21} , la boucle ouverte β_{011} doit intégrer les deux zéros à parties réelles positives à $s = 129.53$ et $s = 460.3$.
- Sachant que $\eta_\infty(p_{11}) = \eta_\infty(p_{21}) = 1$ et des 2 zéros intégrés à β_{011} , l'ordre haute fréquence de β_{011} doit être $n_h = 4$.
- Un gabarit basse fréquence supplémentaire est utilisé $N = 1$ et $N^+ = 0$.

4.5.3.2. Boucle de couple $\beta_{022}(s)$

- D'après la figure III-25, les éléments g_{21} et g_{22} ne contiennent pas d'intégrateur. D'après la condition (3.90), l'ordre basse fréquence de β_{022} doit être $n_l = 1$.
- Compte tenu p_{12} et p_{22} , la boucle ouverte β_{022} doit intégrer les deux zéros à parties réelles positives à $s = 129.53$ et $s = 460.3$.
- Sachant que $\eta_\infty(p_{21}) = 1$ et $\eta_\infty(p_{22}) = 0$ et des 2 zéros intégrés à β_{022} , l'ordre haute fréquence de β_{022} doit être $n_h = 4$.
- Aucun gabarit supplémentaire est nécessaire $N = N^+ = 0$.

4.5.4. Optimisation de la matrice de transfert en boucle ouverte $\beta_0(s)$

L'optimisation des 13 (8+5) paramètres des boucles ouvertes a conduit :

- pour β_{011} à $\omega_r = 16$ rad/s, $Y_r = 1$ dB, $M_{rd} = 0.8$ dB, $\omega_{-1} = 2.4$ rad/s, $\omega_0 = 5$ rad/s, $\omega_1 = 170$ rad/s, $a_{-1} = 0.9$, $b_{-1} = -2.5$ (et $a_0 = 0.67$, $b_0 = -0.62$) ;
- pour β_{022} à $\omega_r = 16$ rad/s, $Y_r = 1$ dB, $M_{rd} = 0.8$ dB, $\omega_0 = 10$ rad/s, $\omega_1 = 160$ rad/s (et $a_0 = 1.23$, $b_0 = -0.26$).

Le choix arbitraire de la même bande passante pour les deux boucles ouvertes assure un suivi des consignes avec la même dynamique et permet donc de vérifier que les phénomènes de couplage ont bien été considérés et ne remettent pas en cause les degrés de stabilité attendus.

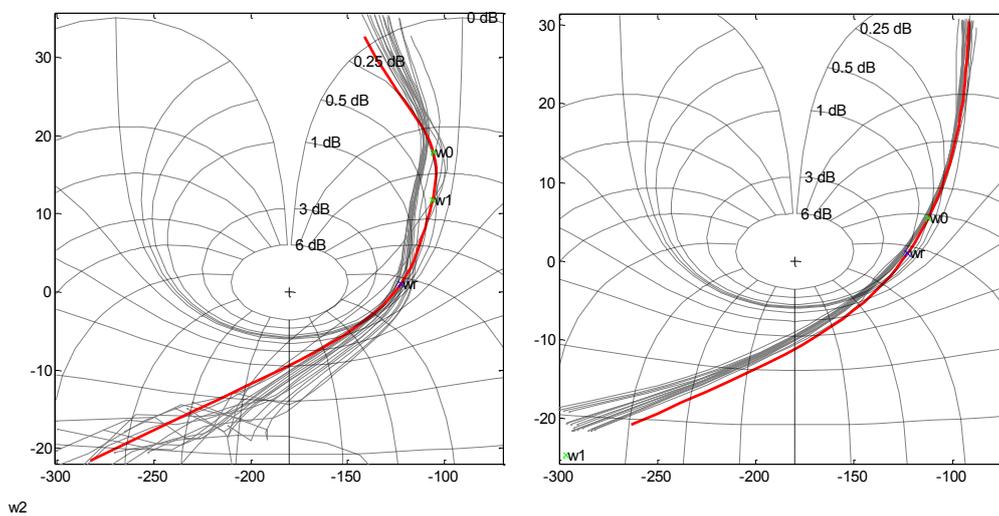


Figure III-27: Tracé des réponses fréquentielles de $\beta_{011}(s)$ et $\beta_{022}(s)$ après optimisation ainsi que des boucles ouvertes équivalentes $\beta_{i_eq}(s)$

La figure III-27 présente les réponses fréquentielles optimales de β_{011} et β_{022} . Pour β_{011} la présence de deux intégrateurs empêche la boucle ouverte à suivre le contour 0 dB. Les boucles ouvertes équivalentes permettent de vérifier la stabilité et la robustesse de la première boucle de régulation. La deuxième boucle β_{022} suit très correctement le contour 0 dB en basse fréquence ce qui y confère une valeur de T_{22} très proche de 1. Là aussi, la zone de faible degré

de stabilité est évitée pour tous les états paramétriques ce qui permet de garantir la robustesse de la deuxième boucle de régulation. On peut remarquer un petit décalage entre la boucle ouverte nominale et les autres états paramétriques, ce décalage est dû à l'approximation de Padé utilisée pour prendre en compte le retard pour l'état nominal du procédé.

4.5.5. Performances fréquentielles en boucle fermée

L'analyse des fonctions de sensibilités permet de vérifier les performances et les dynamiques avant la synthèse du régulateur rationnel et son évaluation en simulation et sur le système réel.

La figure III-28 montre le gain de la fonction de sensibilité complémentaire $T(s)$ pour le procédé nominal ainsi que pour tous les états autres paramétriques considérés.

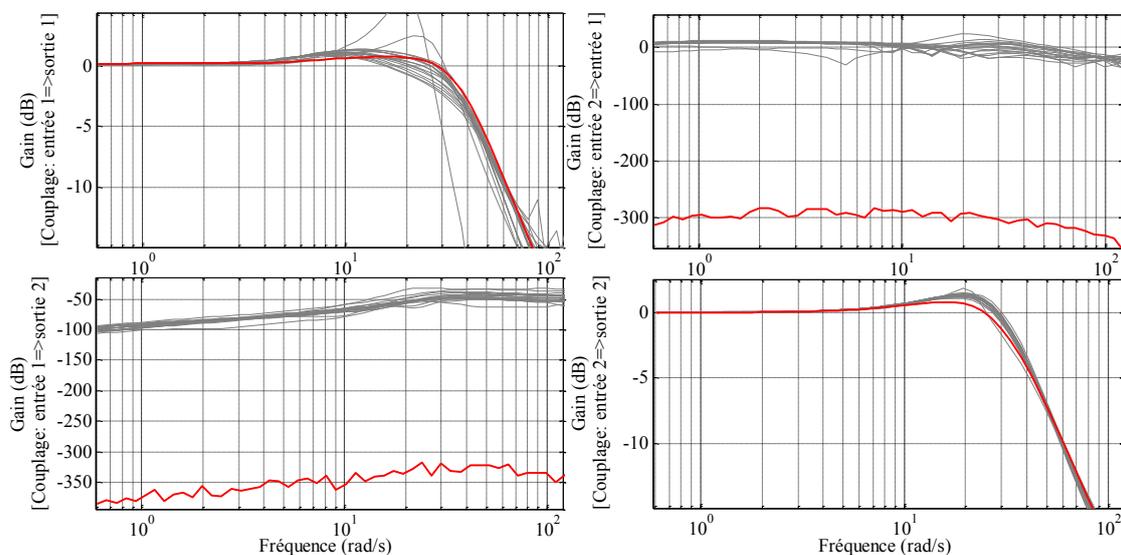


Figure III-28 : Fonction de sensibilité complémentaire $T(s)$ pour le procédé nominal (—) et pour tous les autres états paramétriques considérés (—)

L'analyse de $T_{011}(s)$ indique que la bande passante minimale de la boucle de régime est d'environ 16 rad/s avec un pic de résonance proche de 0.8 dB. Seuls 2 états paramétriques probablement peu représentatifs du système réel produisent un pic de résonance élevé. $T_{012}(s)$ montre que le régulateur assure un découplage quasi-parfait pour le procédé nominal (gain à -300 dB), une consigne de couple perturbant néanmoins le régime pour les autres états paramétriques, un gain de 5dB signifiant qu'un saut de couple de 1 N.m peut créer une variation de régime de 2 tr/min environ. $T_{021}(s)$ montre que le régulateur assure un bon découplage pour l'état paramétrique nominal (T_{021} de l'ordre de -400 dB) mais aussi pour les autres états paramétriques (gain inférieur à -40 dB). Un saut de régime de 100tr/min est susceptible de générer momentanément une variation du couple de 1N.m. L'analyse de $T_{022}(s)$ montre que la bande passante de la boucle de couple est très proche de 24 rad/s (avec un pic de résonance inférieur à 1.4 dB) quel que soit l'état paramétrique. Cela peut être expliqué par le fait que la dynamique du couple moteur varie peu sur toute la plage de fonctionnement du moteur asynchrone.

La figure III-29 montre le gain de la fonction de sensibilité $S(s)$. Cette fonction de sensibilité permet essentiellement de vérifier l'effet de désensibilisation apporté par la boucle fermée et le régulateur $K(s)$. On constate que le régulateur est efficace pour une bande de fréquence allant jusqu'à 30 rad/s. Le maximum des termes diagonaux de $S(s)$ reste inférieur à 6 dB traduisant une marge de module supérieure à 0.5.

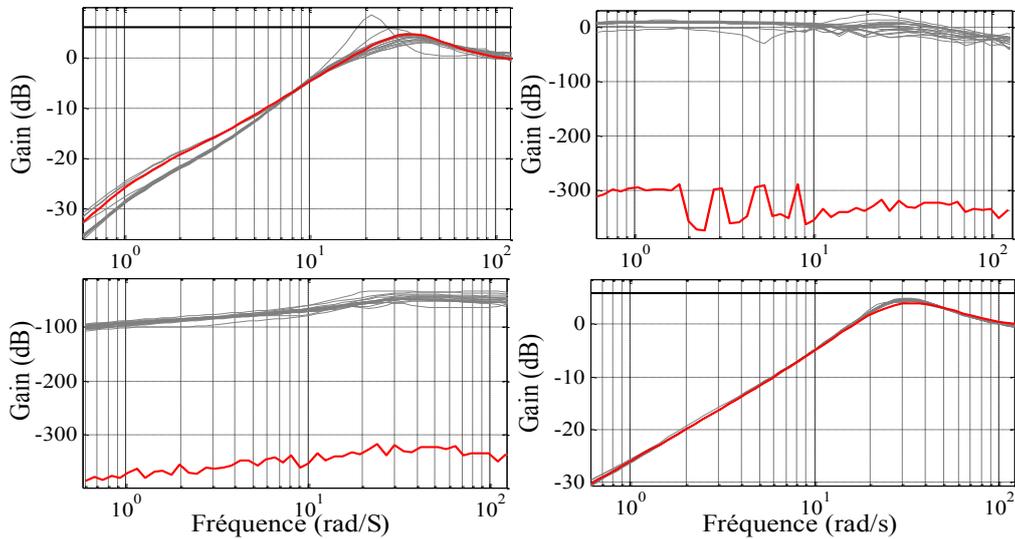


Figure III-29 : Fonction de sensibilité $S(s)$ pour le procédé nominal (—) et pour tous les autres états paramétriques considérés (—)

La figure III-30 montre le gain de la fonction de sensibilité $SG(s)$. Cette fonction de sensibilité permet de vérifier les performances du régulateur $K(s)$ en matière de rejet de la perturbation d'entrée $D_u(s)$.

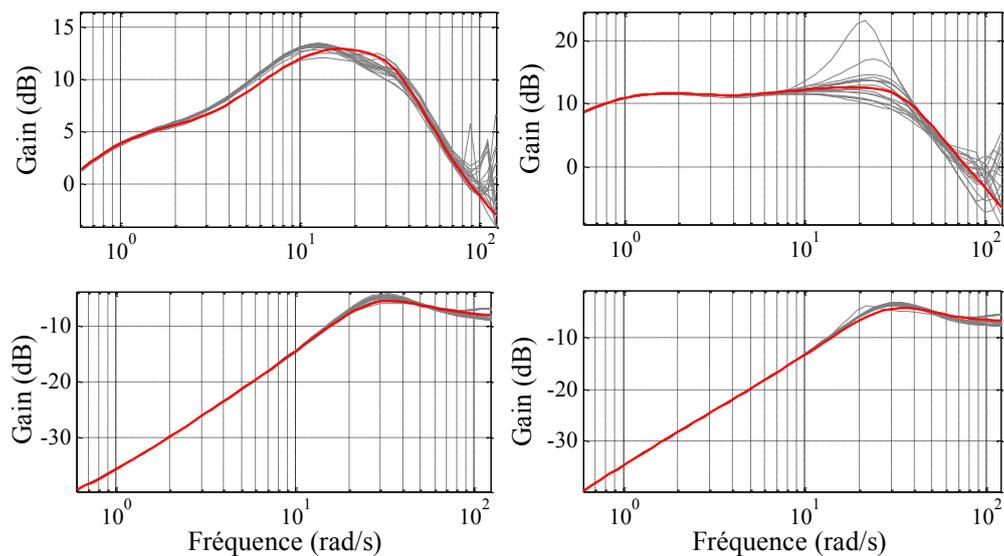


Figure III-30: Fonction de sensibilité d'entrée $SG(s)$ pour le procédé nominal (—) et pour tous les autres états paramétriques considérés (—)

Le gain de $\mathbf{SG}(s)$ croissant en basse fréquence montre l'efficacité de l'effet intégral contenu dans le régulateur, l'effet de toute perturbation d_u constante étant finalement totalement rejeté.

Le gain de la fonction de sensibilité $\mathbf{KS}(s)$ présenté par la figure III-31 permet de vérifier le niveau des efforts de commande utilisés par le régulateur $\mathbf{K}(s)$ en réponse à des variations de consigne mais également en réponse aux bruits de mesure. Ce gain doit donc être limité mais également décroissant en fonction de la fréquence au-delà de la bande passante assurée par le régulateur afin de minimiser le bruit de commande résultant du bruit de mesure. KS_{11} et KS_{21} puis KS_{12} et KS_{22} montrent respectivement l'effort (gain en dB) utilisé pour commander le système en fonction de l'erreur de régime puis de couple. Le gain maximum de KS_{11} est d'environ -12 dB signifiant un bruit de commande de 1% pédale pour 4 tr/min de variation (consigne ou bruit) de régime. Le gain maximum de KS_{22} est d'environ 6 dB signifiant un bruit de commande de 2% courant pour 2 N.m de variation (consigne ou bruit) de couple.

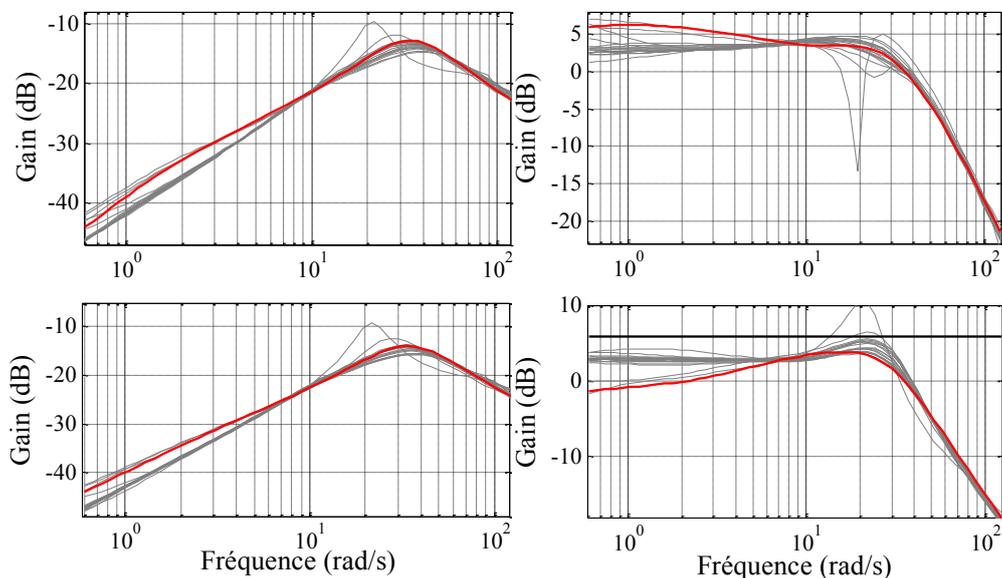


Figure III-31: Fonction de sensibilité de commande $\mathbf{KS}(s)$ pour le procédé nominal (—) et pour tous les autres états paramétriques considérés (---)

4.5.6. Obtention du régulateur CRONE MIMO

La figure III-32 montre la réponse fréquentielle du régulateur $\mathbf{K}(s)$, chaque élément du régulateur rationnel étant identifié en se basant sur la réponse fréquentielle du régulateur fractionnaire obtenu à partir de la boucle ouverte nominale optimisée $\beta(s)$ et de l'inverse $\mathbf{P}(s)$ du procédé nominal.

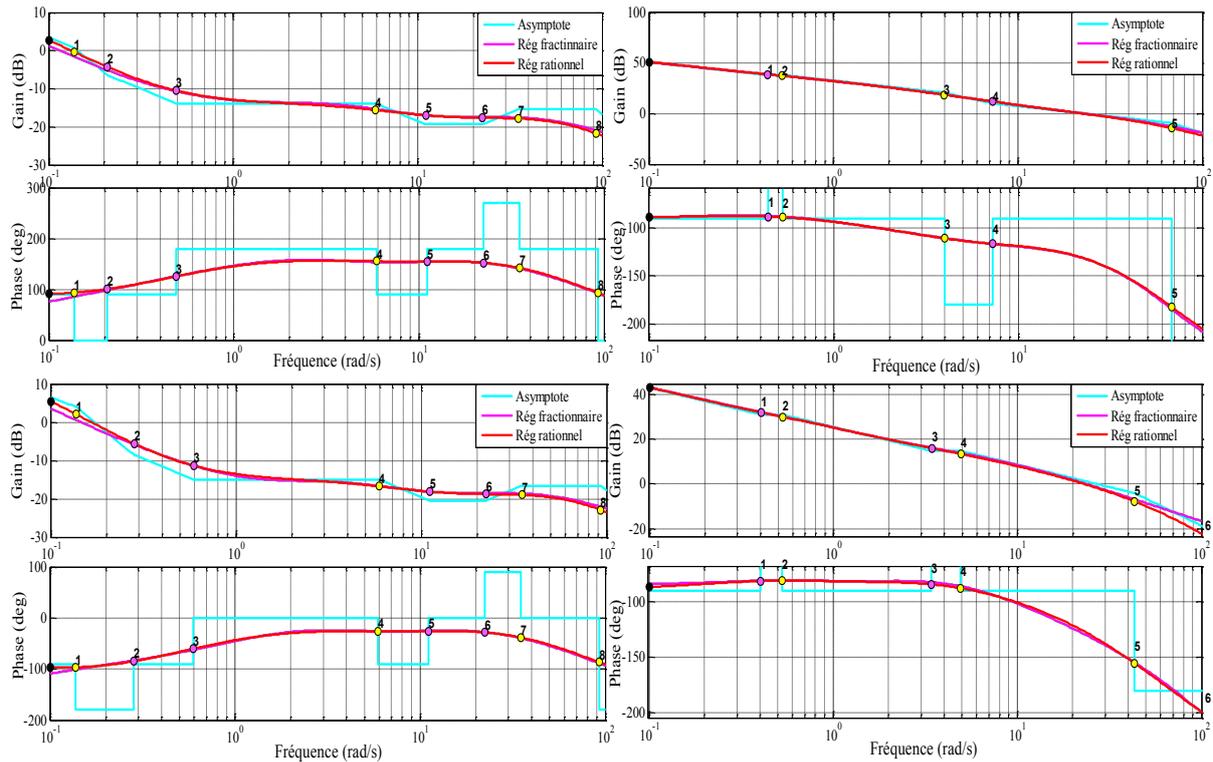


Figure III-32 : Réponse fréquentielle des 4 termes de la matrice de transfert du régulateur $\mathbf{K}(s)$

Le régulateur de dimension 2×2 est formé de termes du 9^{ème} ordre.

$$K_{11} = \frac{16.59(s + 250)(s - 20)(s + 3.57)(s + 0.14)(s^2 + 1.3s + 0.466)(s^2 + 43.86s + 5344)}{s(s + 386)(s + 153)(s + 15.2)(s + 3.83)(s + 0.89)(s + 0.49)(s^2 + 181.5s + 144640)}$$

$$K_{12} = \frac{-4.26(s + 293)(s - 27.1)(s + 1.36)(s + 0.6)(s^2 + 12.31s + 41.99)(s^2 + 33.28s + 10820)}{s(s + 1333)(s + 116)(s + 110)(s + 83.29)(s + 23.99)(s + 0.46)(s^2 + 4.59s + 6.503)}$$

$$K_{21} = \frac{-4884.53(s - 328)(s + 29.4)(s + 7.44)(s + 3.1)(s^2 + 1.79s + 0.89)}{s(s + 16.3)(s + 9.04)(s + 0.39)(s^2 + 126.5s + 6577)(s^2 + 409.6s + 6554)}$$

$$K_{22} = \frac{-27.66(s - 173)(s + 7.713)(s + 3.177)(s + 0.41)(s^2 + 3.13s + 2.89)(s^2 + 18.12s + 8208)}{s(s + 5.49)(s + 3.77)(s + 0.61)(s + 0.27)(s^2 + 89.08s + 3260)(s^2 + 257.6s + 33680)}$$

4.5.7. Intégration d'un système anti-windup

Afin de gérer les saturations en entrée des actionneurs, un système antiwindup [Lamara *et al*, 2012] est intégré au régulateur CRONE MIMO. La figure III-33 montre le schéma synoptique dans le cas d'un régulateur carré 2×2 .

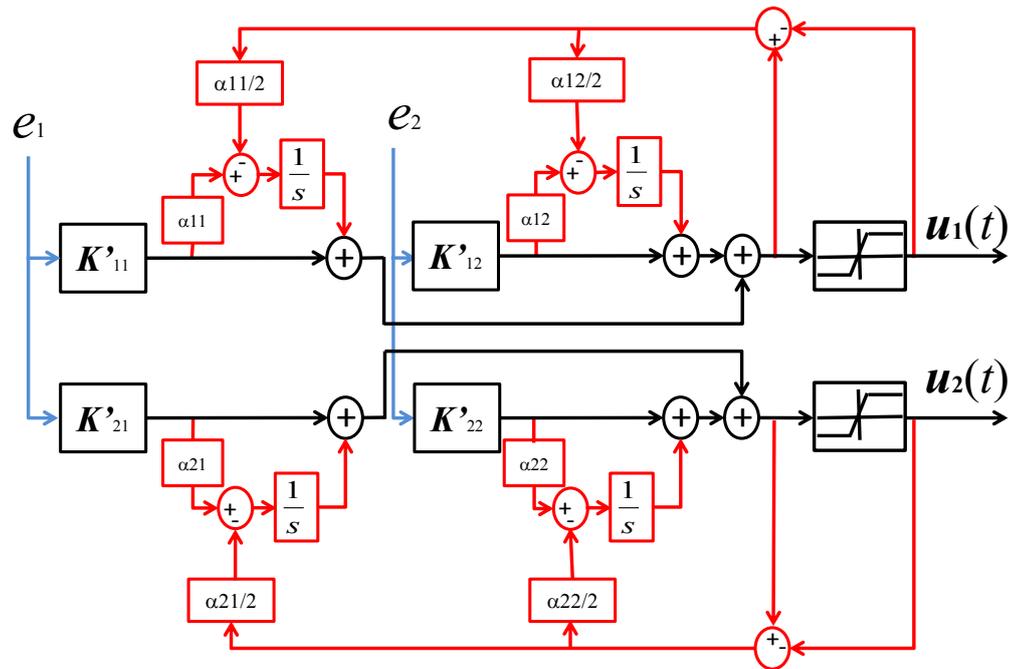


Figure III-33: Schéma synoptique du système antiwindup.

Ce schéma s'appuie sur la décomposition préalable de chaque élément $K_{ij}(s)$ du régulateur $\mathbf{K}(s)$ mis sous la forme :

$$K_{ij}(s) = K'_{ij}(s) \left(1 + \frac{\alpha_{ij}}{s} \right). \quad (3.96)$$

4.5.8. Performances temporelles

Le régulateur obtenu est testé sur la maquette D2T (système réel) afin de vérifier les performances temporelles du régulateur $\mathbf{K}(s)$. Les performances sont comparées avec les performances d'une régulation PID D2T réglée grâce à l'expérience de l'utilisateur. La comparaison de performance sera faite avec le régulateur PID testé en mode SP/TQ et TQ/SP ainsi que sur plusieurs points de fonctionnements afin de vérifier la stabilité, le temps de réponse et la robustesse du régulateur.

4.5.8.1. Réponse temporelle en mode SP/TQ

Dans le mode SP/TQ (figure III-34), le régime est régulé par la machine de charge (PID1), et le couple est régulé par le moteur thermique (PID2). En premier lieu, le test de performance consiste à maintenir le couple constant et à faire passer la consigne de régime de 900 tr/min à 1200 tr/min. Ensuite, le test consiste à maintenir le régime constant et faire passer la consigne de couple de 35 N.m à 56 N.m.

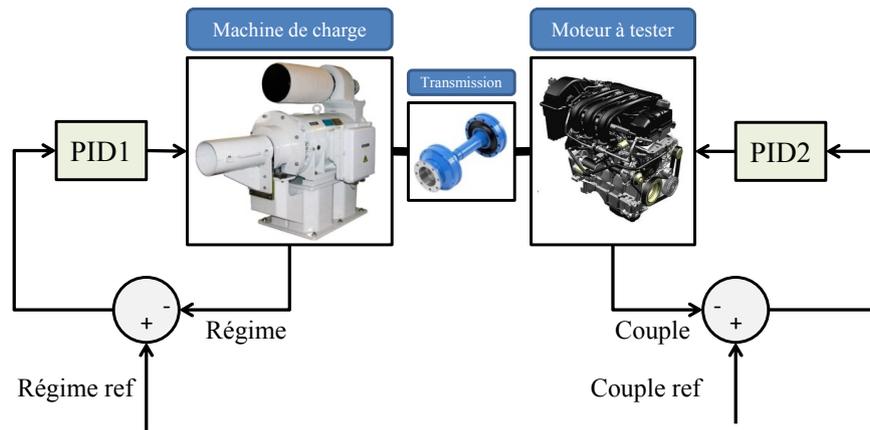


Figure III-34: Schéma synoptique en mode de régulation SP/TQ

- Saut de régime avec couple constant

La figure III-35 compare le suivi de la consigne de régime par le régulateur CRONE MIMO et par les régulateurs PID "D2T". On peut noter que le régulateur CRONE est plus réactif et converge doucement à la consigne régime. En même temps il maintient le couple constant autour de la consigne couple. Le couple est beaucoup plus perturbé avec le régulateur PID qui lui ne comporte pas de terme d'action à action découplante.

Le tracé des efforts de commande (figure III-36) montre que le Régulateur CRONE MIMO agit simultanément sur les deux entrées du système au moment de la variation de la consigne de régime. Au contraire, le régulateur PID de régime agit tout d'abord pour suivre la consigne de régime et crée des perturbations au niveau du couple que le régulateur PID de couple tente ensuite de rejeter.

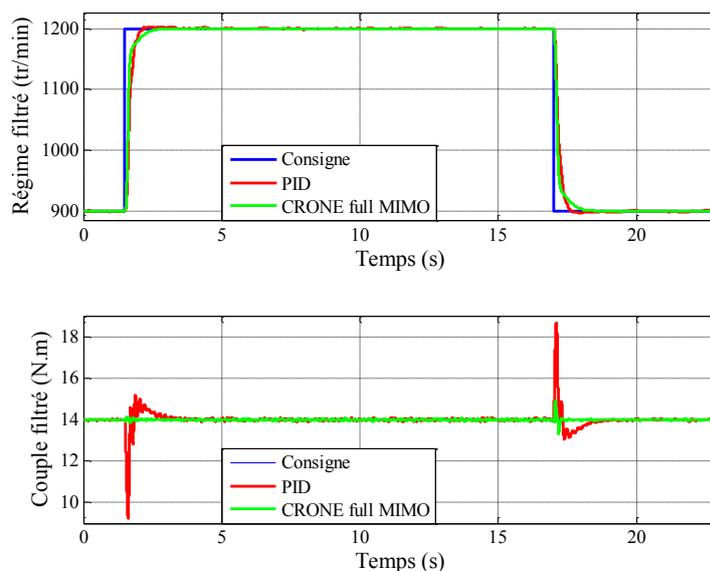


Figure III-35: Evolution des sorties du système lors d'un saut de régime de 900 tr/min à 1200 tr/min avec un couple de 14 N.m

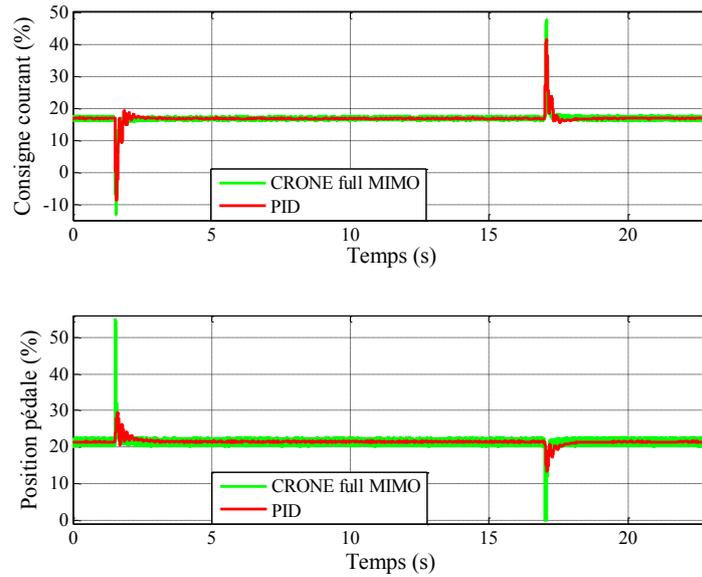


Figure III-36: Evolution des commandes du système lors d'un saut de régime de 900 tr/min à 1200 tr/min avec un couple de 14 N.m

Le même essai est réalisé mais avec un couple autour de 56 N.m. Les conclusions s'avèrent être les mêmes ce qui confirme la robustesse et les performances du régulateur MIMO CRONE synthétisé.

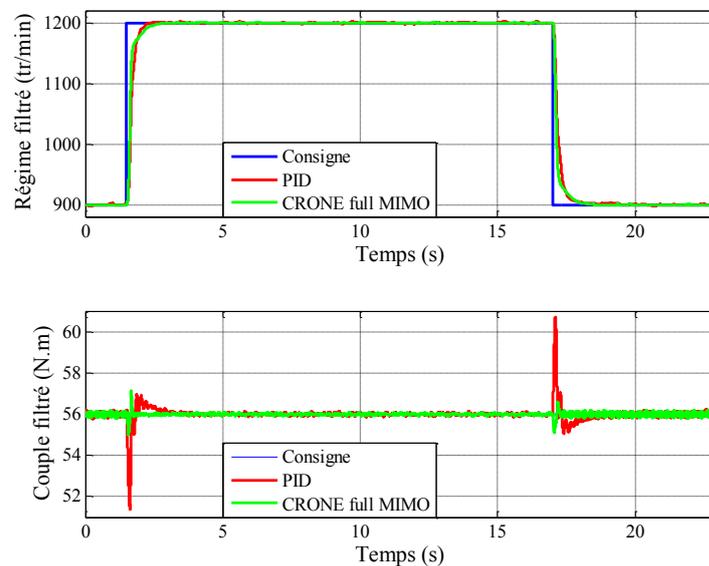


Figure III-37: Evolution des sorties du système lors d'un saut de régime de 900 tr/min à 1200 tr/min avec un couple de 56 N.m

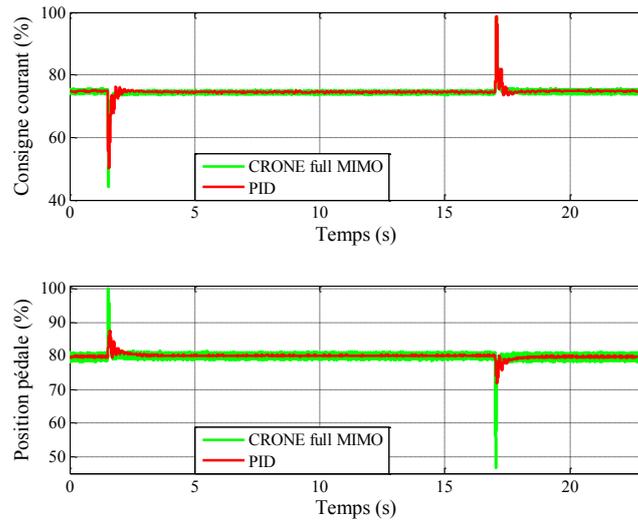


Figure III-38: Evolution des commandes du système lors d'un saut de régime de 900 tr/min à 1200 tr/min avec un couple de 56 N.m

- Saut de couple avec régime constant

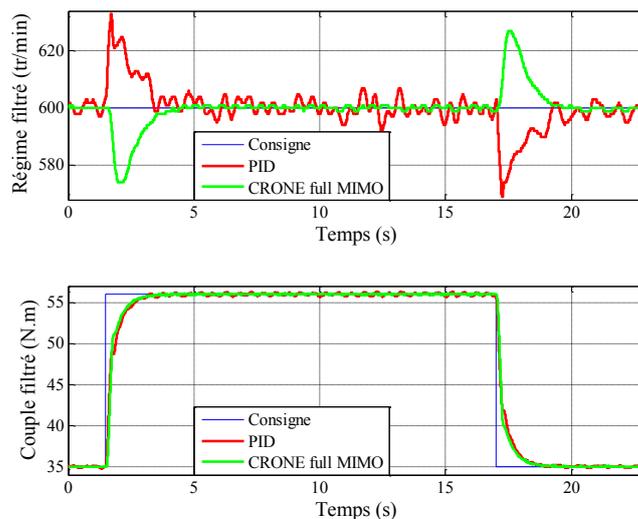


Figure III-39: Evolution des sorties du système lors d'un saut de couple de 35 N.m à 56 N.m avec un régime de 600 tr/min

La figure III-39 montre que la réponse du régulateur CRONE MIMO est plus réactive lors d'un saut de couple de 35 N.m à 56 N.m avec un régime de 600 tr/min. Une variation de 26 tr/min apparaît au moment de changement de consigne de couple. Quant au régulateur PID, le régime est un peu plus perturbé autour de 600 tr/min, la perturbation du régime étant également de 33 tr/min lors d'un saut de couple. Les signaux de commande (figure II-40) sont eux assez comparables.

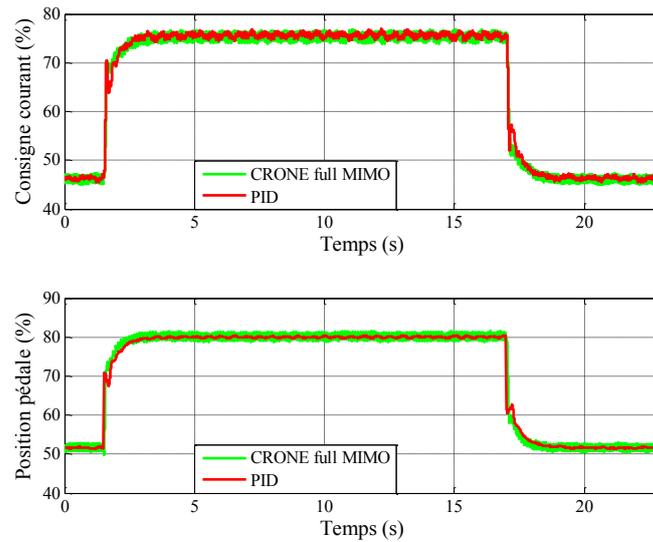


Figure III-40: Evolution des commandes du système lors d'un saut de couple de 35 N.m à 56 N.m avec un régime de 600 tr/min

Les figures III-41 et III-42 présentent les réponses temporelles des deux régulateurs pour le même saut de couple précédent mais à un régime de 1200 tr/min, la perturbation de régime est de 28 tr/min pour le régulateur CRONE et de 31 tr/min pour le régulateur PID. On peut visualiser que pour le régulateur PID, le temps de montée pour un saut de couple à 1200 tr/min est plus grand par rapport au saut de couple à 600 tr/min.

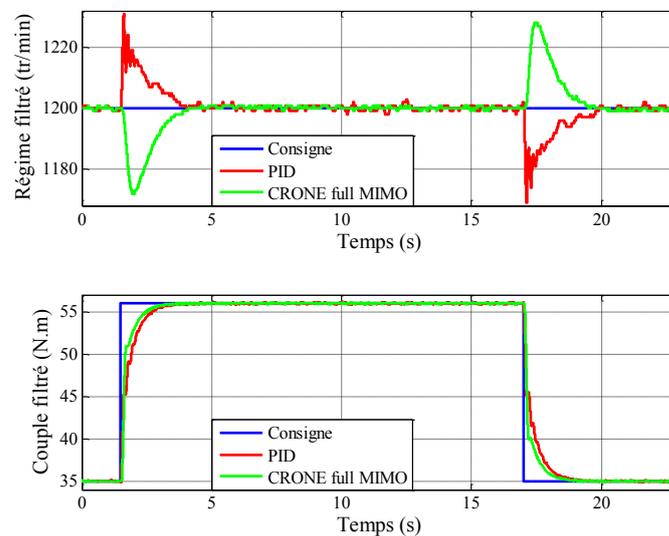


Figure III-41: Evolution des sorties du système lors d'un saut de couple de 35 N.m à 56 N.m avec un régime de 1200 tr/min

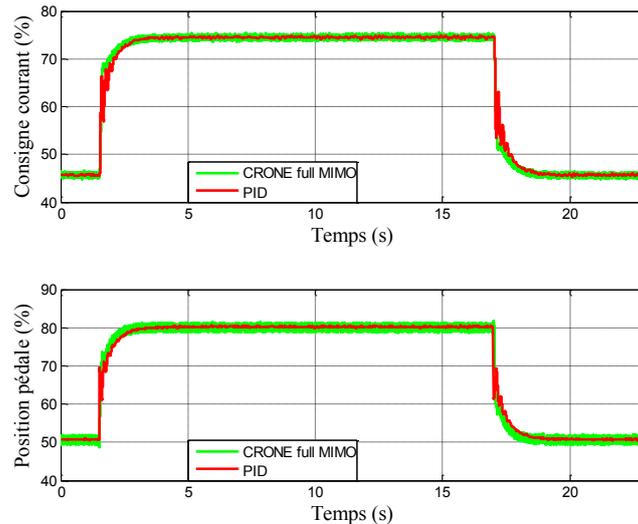


Figure III-42: Evolution des commandes du système lors d'un saut de couple de 35 N.m à 56 N.m avec un régime de 1200 tr/min

Avec les régulateurs PID, lors du saut de couple, la consigne courant et la position pédale présentent des oscillations assez peu amorties sans pour autant que le procédé comporte des modes du même type. Ceci est bien évidemment dû aux phénomènes de couplages qui n'ont pas été pris en compte lors des synthèses indépendantes des deux régulateurs monovariables.

4.5.8.2. Réponse temporelle en mode TQ/SP

La figure III-43 montre le schéma synoptique de la commande PID "D2T" en mode TQ/SP où le couple est régulé par la machine de charge (PID1), et le régime par le moteur thermique (PID2). Lors de l'essai, le couple étant tout d'abord maintenu constant la consigne de régime passe de 900 tr/min à 1200 tr/min. Ensuite, à régime constant la consigne de couple est modifiée et passe de 35 N.m à 56 N.m.

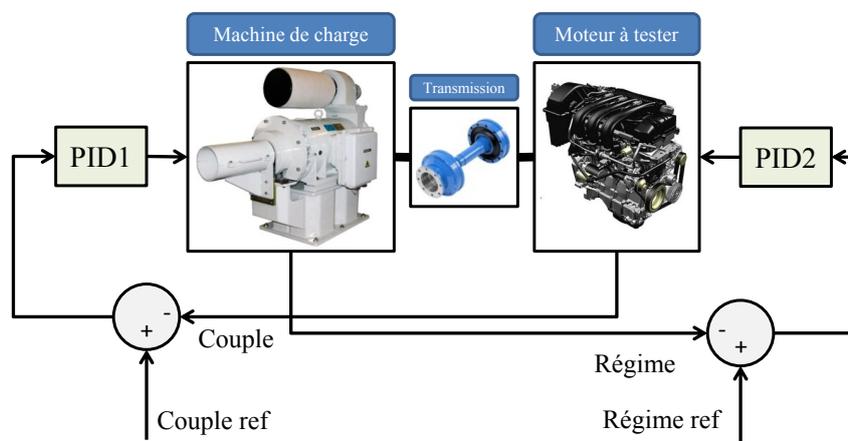


Figure III-43 : Schéma synoptique de la commande en mode de régulation TQ/SP

Pour assurer le bon fonctionnement de la maquette dans ce mode, deux nouveaux régulateurs PID sont nécessaires (pour réguler le couple et le régime). Le régulateur CRONE

étant MIMO et combinant tous les modes possibles, c'est bien évidemment le même qui est conservé.

- **Saut de régime avec couple constant**

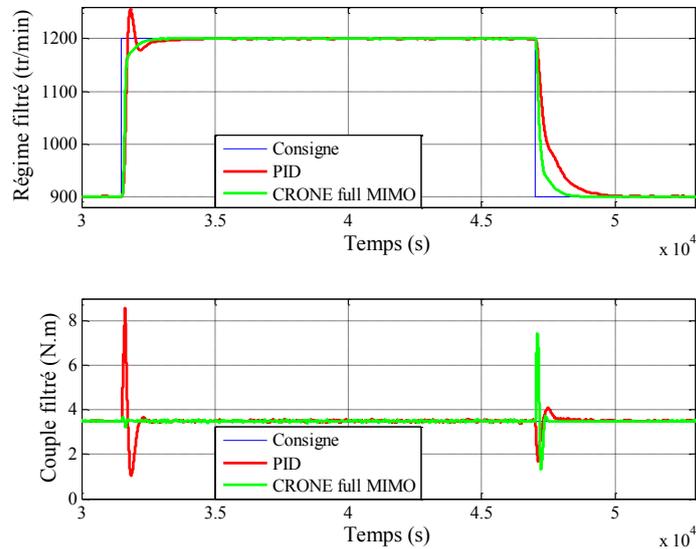


Figure III-43: Evolution des sorties du système lors d'un saut de régime de 900 tr/min à 1200 tr/min avec un couple de 3.5 N.m

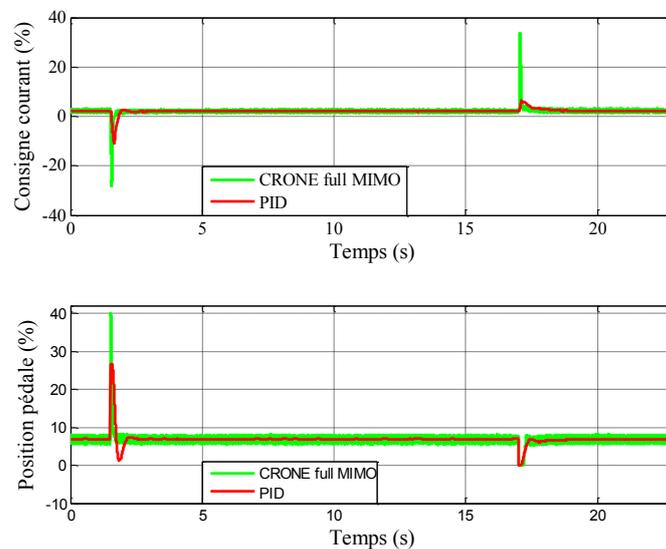


Figure III-44: Evolution des commandes du système lors d'un saut de régime de 900 tr/min à 1200 tr/min avec un couple de 3.5 N.m

Le mode TQ/SP est généralement moins maîtrisé par les constructeurs des bancs d'essais moteurs, la difficulté du contrôle étant liée à la dynamique de la machine de charge qui est plus réactive que le moteur thermique.

La figure III-43 montre que lors du premier saut de régime, le régulateur CRONE est plus réactif et converge sans dépassement vers la consigne, le couple reste constant au moment de saut de régime. Quant à la commande PID, on peut voir un dépassement de 55 tr/min et une perturbation au niveau de couple lors du saut de régime. Lors du saut de régime de 1200 tr/min à 900 tr/min ($t = 17$ s), le régulateur CRONE reste plus rapide que le régulateur PID. Par contre le régulateur CRONE montre un découplage moins efficace avec une plus grande variation de la sortie couple. Comme le montre la figure III-44, ceci est dû au phénomène de saturation empêchant l'entrée position pédale de devenir négative.

Les figures III-45 et III.46 montrent le même essai mais réalisé avec un couple proche de 10.5 N.m. La réponse du régulateur CRONE est beaucoup moins affectée par le phénomène de saturation. La régulation PID est elle-même un peu plus performante que précédemment en matière de temps de réponse.

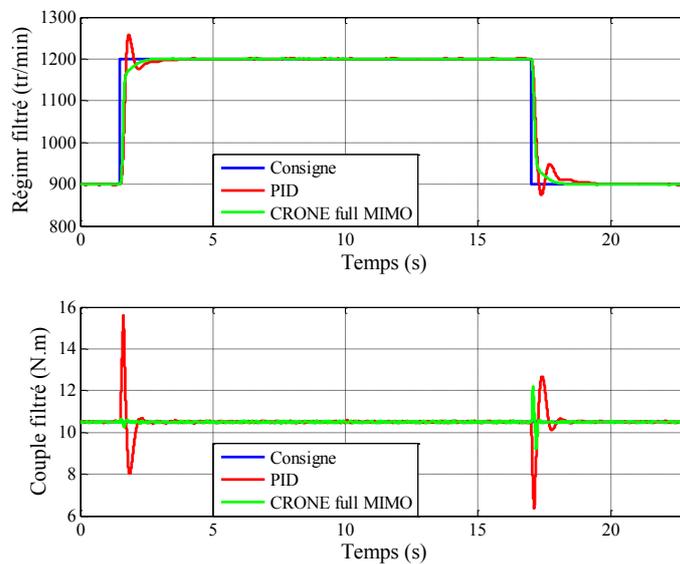


Figure III-45: Evolution des sorties du système lors d'un saut de régime de 900 tr/min à 1200 tr/min avec un couple de 10.5 N.m

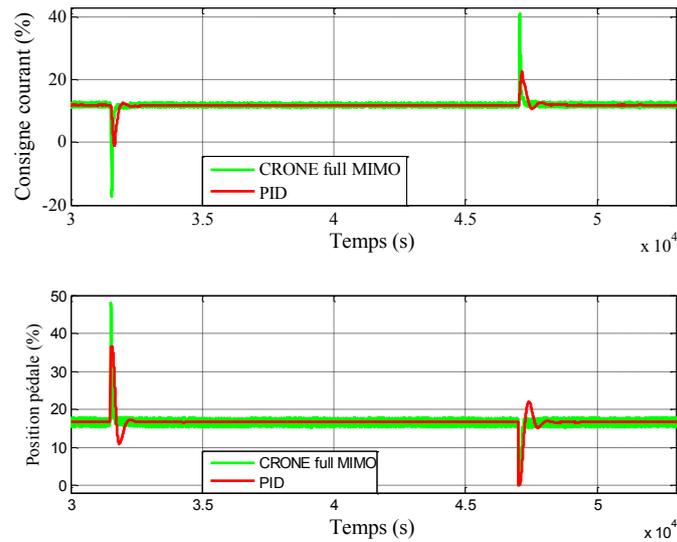


Figure III-46: Evolution des commandes du système lors d'un saut de régime de 900 tr/min à 1200 tr/min avec un couple de 10.5 N.m

- Saut de couple avec régime constant

Lors de cet essai, le saut de couple a dû être limité afin que le système ne soit pas "calé" commandé par le régulateur PID.

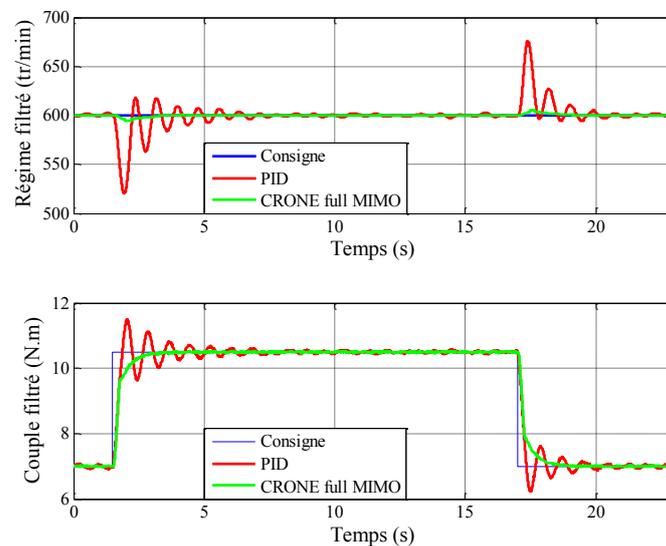


Figure III-47: Evolution des sorties du système lors d'un saut de couple de 3.5 N.m à 10.5 N.m avec un régime de 600 tr/min

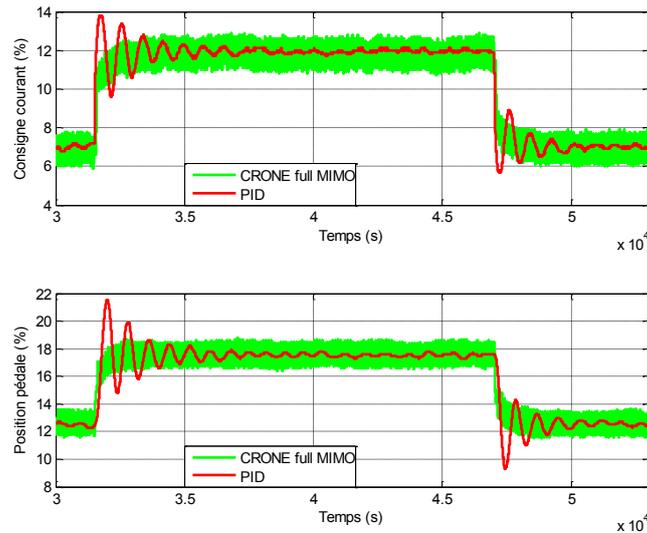


Figure III-48: Evolution des commandes du système lors d'un saut de couple de 3.5 N.m à 10.5 N.m avec un régime de 600 tr/min

Les performances du régulateur CRONE sont nettement meilleures que celles produites par le régulateur PID (figure III-47). Avec le régulateur PID, le couple oscille autour de la consigne de couple avant de se stabiliser et une variation de 180 tr/min est observée sur le régime. On constate par contre que le régulateur CRONE converge lui correctement vers la consigne de couple, la variation de régime étant pour sa part réduite à 5 tr/min. Le bruit de commande observé pour le régulateur CRONE (figure III-48) est dû à la mesure non filtrée utilisée par le régulateur CRONE, le régulateur PID utilisant lui une mesure filtrée.

Les figures III-49 et III-50 montrent des performances assez similaires si ce n'est des réponses plus amorties avec le régulateur PID qui est plus rapide que le régulateur CRONE mais toujours beaucoup moins découplant avec une variation du régime qui est dix fois plus grande que celle obtenue avec le régulateur CRONE.

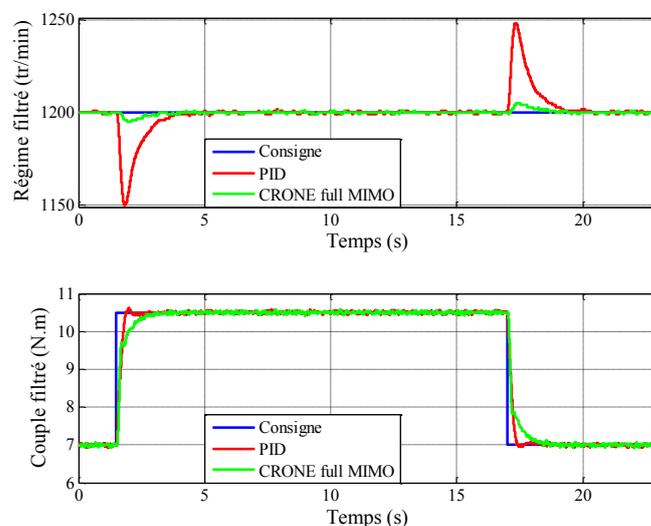


Figure III-49: Evolution des sorties du système lors d'un saut de couple de 7 N.m à 10.5 N.m avec un régime de 1200 tr/min

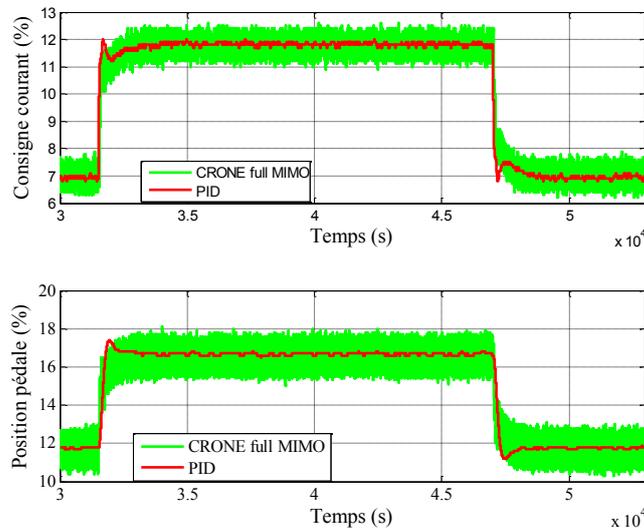


Figure III-50: Evolution des commandes du système lors d'un saut de couple de 7 N.m à 10.5 N.m avec un régime de 1200 tr/min

On peut conclure que le régulateur CRONE MIMO assure la stabilité et la robustesse de la loi de commande toute en conduisant à des performances très proches autour de tous les points de fonctionnements considérés.

5. Développement d'un outil logiciel pour une synthèse simplifiée de commande CRONE MIMO

5.1. Objectif de l'outil logiciel développé

Le travail méthodologique réalisé a pour principal objectif la démonstration de l'intérêt de la commande MIMO robuste pour les systèmes tels que des bancs d'essais, accompagnée de la simplification de sa synthèse afin qu'elle puisse plus facilement être mise en œuvre. Le développement d'outils logiciels implémentant l'intégralité de la méthodologie proposée est un ingrédient évidemment nécessaire sans lequel aucun prolongement à ce travail n'est envisageable. L'équipe CRONE a toujours eu la volonté de capitaliser ses travaux à travers la réalisation de module de la toolbox CRONE [Oustaloup *et al*, 2000 Melchior *et al*, 2002, Cois *et al*, 2002, Lanusse *et al*, 2011, Malti *et al* 2012, Lanusse *et al*, 2013] dont les modules Mathématique et Synthèse de loi de commande SISO et multi-SISO compatibles avec Matlab/Simulink sont aujourd'hui gratuitement disponibles.

Sur la base des travaux et briques essentielles réalisés par Nelson-Gruel [Nelson-Gruel, 2009] pour la mise en œuvre de l'approche CRONE MIMO, le travail réalisé ici a donc également eu pour objectif le développement d'une toolbox CRONE MIMO pour Matlab/Simulink venant compléter la toolbox déjà disponible. Il a été choisi de développer différents outils logiciels permettant de synthétiser aussi simplement que possible, à partir des

données fréquentielles décrivant un procédé incertain, des régulateurs PID, CRONE SISO (3^{ème} génération), CRONE MIMO décentralisé et CRONE full MIMO.

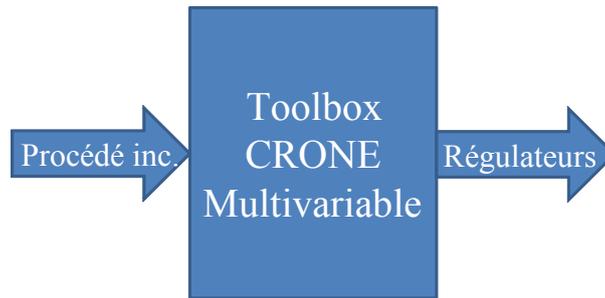


Figure III-52 : Objectif de la toolbox CRONE multivariable

Sous la forme de fichiers, les données d'entrée décrivant le procédé incertain doivent au minimum contenir :

- les réponses fréquentielles pour l'ensemble des états paramétriques considérés ;
- la fonction de transfert du procédé nominal.

La toolbox peut également être alimentée par un fichier décrivant toutes les informations relatives à une session de synthèse précédemment enregistrée (procédé, régulateurs, etc.).

La toolbox CRONE fournit des fichiers décrivant les régulateurs synthétisés à travers leurs :

- modèle Simulink ;
- fonctions de transfert.

La toolbox a un certain nombre de fonctionnalités :

- initialisation automatique et modification possible des paramètres initiaux des spécifications et possibilité de les modifier, des spécifications pouvant être initialisées en tenant compte des retards de système ou saisit manuellement ;
- initialisation automatique des paramètres de régulateur ou de boucle ouverte après analyse du système ;
- accès aux paramètres initiaux de régulateur et de boucle ouverte et possibilité de les modifier ;
- aide à l'analyse du système MIMO pour éventuellement modifier les modes intégrés aux boucles ouvertes ;
- synthèse de régulateurs PID, CRONE SISO, CRONE MIMO décentralisé, CRONE full MIMO ;
- vérification des performances fréquentielles ;
- réalisation de simulations temporelles dans le cadre linéaire stationnaire ;
- génération des modèles Simulink des régulateurs pour leur intégration aisée au système de régulation cible (en l'occurrence dans le produit DRIVEBOX de D2T).

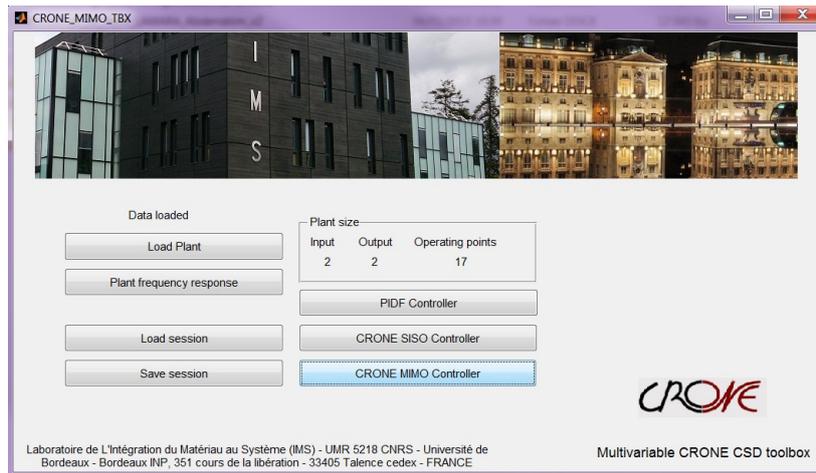


Figure III-53 : Interface d'accueil de la toolbox CRONE multivariable sous Matlab

La figure III-53 montre l'interface d'accueil de la toolbox CRONE multivariable fonctionnant sous Matlab. L'utilisateur peut définir son procédé, récupérer les résultats d'une session déjà effectuée, synthétiser des régulateurs PID, CRONE SISO, CRONE MIMO décentralisé ou CRONE full MIMO.

5.2. Synthèse de régulateurs PID

La synthèse d'un régulateur PID s'effectue sur la base d'un terme G_{ij} choisi par l'utilisateur (figure III-54) et correspondant à l'état paramétrique nominal du procédé. La robustesse du régulateur PID SISO peut être évaluée à l'aide des modèles de tous les procédés MIMO identifiés. Les bandes passantes peuvent être choisies en tenant compte des retards estimés.

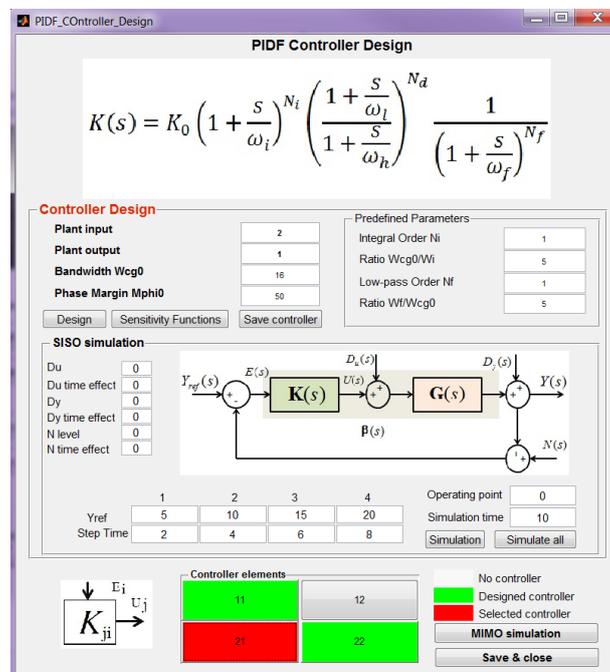


Figure III-54 : Interface de synthèse de régulateur PID

L'utilisateur a la possibilité de choisir l'élément de la matrice de transfert du procédé à traiter puis peut modifier la bande passante et la marge de phase nécessaire. Une fois la synthèse du régulateur PID effectuée automatiquement, l'utilisateur a la possibilité de simuler les performances du régulateur monovariable puis de vérifier sa robustesse autour de tous les points de fonctionnement. Dans le cas d'un système multivariable, l'utilisateur peut vérifier les performances du régulateur via une interface de simulation multivariable. Le travail effectué est sauvegardé afin de pouvoir être repris ultérieurement.

5.3. Synthèse de régulateurs CRONE SISO

Comme pour le régulateur PID, la synthèse d'un régulateur CRONE SISO s'effectue sur la base d'un des termes G_{ij} du procédé nominal mais cette fois ci en considérant aussi ses valeurs reparamétrées. Certes au détriment de l'optimalité de la commande obtenue, il est possible de fortement automatiser cette synthèse, les bandes passantes pouvant par exemple être choisies en tenant compte des retards estimés. La robustesse de ce double régulateur SISO peut être évaluée à l'aide des modèles de tous les procédés MIMO identifiés.

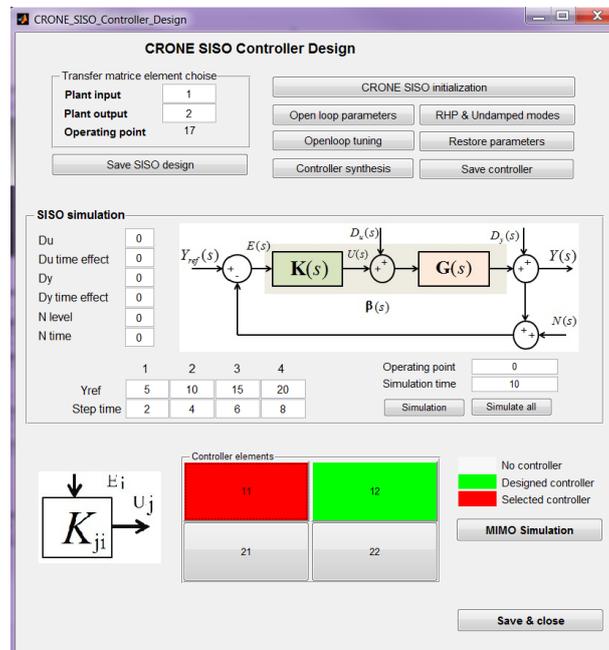


Figure III-55 : Interface de synthèse de régulateur CRONE SISO

Après avoir indiqué l'élément de la matrice de transfert du procédé à considérer, l'interface de synthèse de régulateur CRONE SISO (figure III-55), permet d'initialiser les paramètres de la boucle ouverte, de les optimiser puis de synthétiser le régulateur rationnel par identification fréquentielle. Les autres fonctionnalités sont identiques à celles proposées par l'interface de synthèse de régulateurs PID.

5.4. Synthèse de régulateurs CRONE MIMO (décentralisé ou pleinement multivariable)

Les briques CRONE MIMO déjà développées ont été reprises, modifiées et encapsulées au sein d'une interface (figure III-56) permettant d'effectuer la synthèse d'un régulateur CRONE

MIMO. Le régulateur est décentralisé si les termes de couplage du procédé nominal sont arbitrairement considérés nuls. Dans le cas contraire, le régulateur est pleinement multivariable. Pour cela l'interface de synthèse multivariable affiche un nombre de boutons égal au nombre d'éléments de la matrice de transfert du procédé, l'utilisateur ayant alors la possibilité de choisir les éléments de la matrice de transfert du procédé nominal et donc de procéder à une synthèse d'un régulateur décentralisé ou full MIMO. L'interface permettant d'analyser la matrice de transfert du procédé choisi et son inverse, l'utilisateur peut ensuite initialiser puis modifier les paramètres des boucles ouvertes ainsi que les modes peu amortis et/ou pôles et zéros à parties réelles positives à y intégrer. Une fois la synthèse du régulateur MIMO effectuée, la fonctionnalité "D2T model controller" permet la génération automatique de son modèle Simulink directement intégrable par l'outil de commande temps-réel développé par la société D2T.

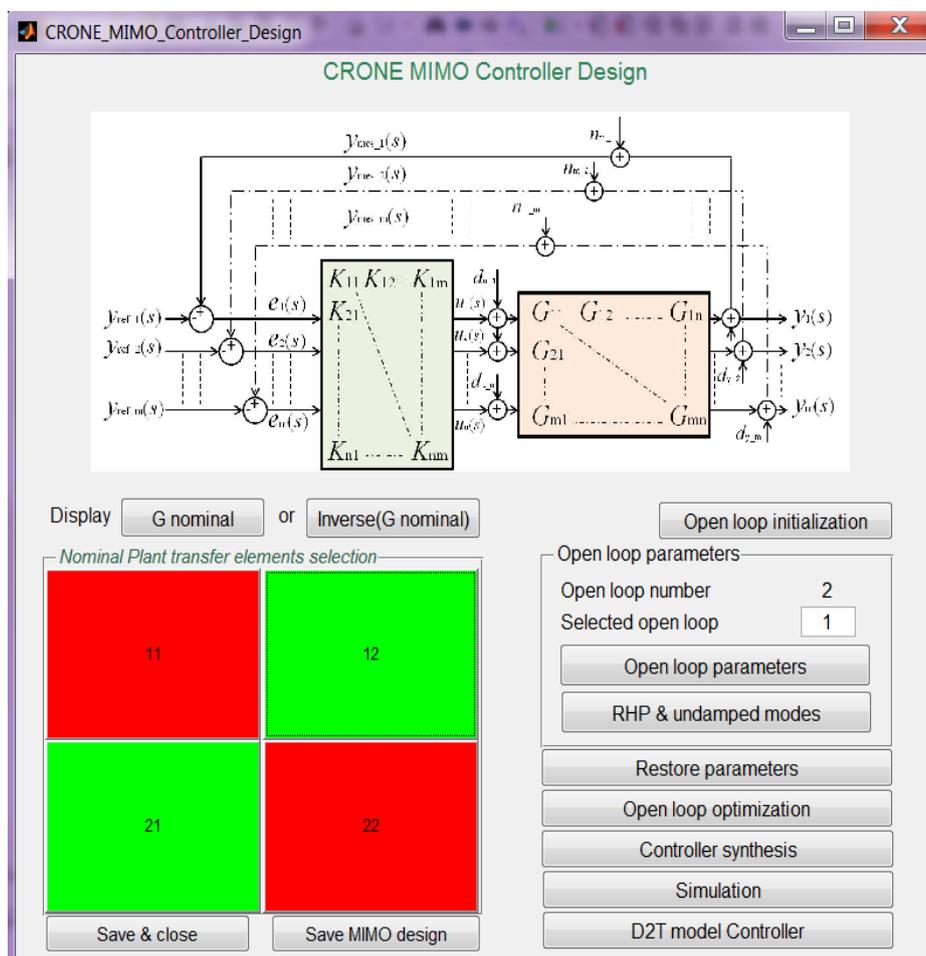


Figure III-56 : Interface de synthèse de régulateur CRONE MIMO

6. Conclusion

Ce chapitre a présenté la méthodologie CRONE de ses développements initiaux jusqu'à son extension la plus aboutie pour les systèmes MIMO. Plusieurs propositions ont été formulées afin de simplifier la mise en œuvre de cette méthodologie : nouveaux critères d'optimisation conduisant à la fois à la robustesse du degré de stabilité mais également à des performances de boucle fermée sans le besoin de contraintes fréquentielles complexes ; optimisation du pic

de résonance de la fonction de sensibilité complémentaire afin de moins contraindre le choix du procédé nominal ; prise en compte simplifiée des retards du procédé MIMO nominal ; définition de règles simples pour la prise en compte des modes à non-minimum de phase, instables ou peu amortis du procédé MIMO nominal ; développement d'une toolbox CRONE MIMO adaptée aux utilisateurs non experts.

L'application de la méthodologie CRONE MIMO à l'exemple de la maquette D2T montre que le régulateur obtenu assure des bonnes performances en matière de robustesse, de suivi de consigne et de découplage.

Ce chapitre se conclut par une présentation rapide de l'outil logiciel (toolbox CRONE MIMO pour Matlab/Simulink) développé afin de simplifier la synthèse des régulateurs CRONE SISO, CRONE MIMO décentralisé et CRONE full MIMO.

IV. Chapitre IV

Transfert de connaissances vers l'industrie: Application au contrôle d'un banc d'essais haute dynamique

VI. Chapitre VI	149
1. Introduction	150
2. Application au banc d'essai HD couplé à un moteur essence EB2	152
2.1. Etape 1: Identification	152
2.2. Etape2 : Conception des réponses fréquentielles du système.....	155
2.3. Synthèse du régulateur multivariable découplant.....	159
2.4. Procédé nominal	159
2.5. Paramètres de la matrice de transfert en boucle ouverte $\beta_0(s)$	160
2.6. Optimisation de la fonction de transfert en boucle ouverte.....	161
2.7. Performances fréquentielles en boucle fermée.....	162
2.8. Obtention du régulateur CRONE MIMO	165
2.9. Discrétisation du régulateur $K(s)$	167
3. Validation de régulateur	167
3.1. Performances temporelles en simulation.....	167
3.2. Performances temporelles sur le banc d'essais	169
4. Procédure de test de performance	170
4.1. Performance en asservissement	171
5. Conclusion.....	172

1. Introduction

La DRIVEBOX est l'unité de contrôle de bancs d'essais développée par D2T pour assurer des performances optimales en termes de suivi de consignes de régime et/ou de couple et prendre en considération les phénomènes de couplage présents entre la machine de charge et le moteur à tester. L'architecture ouverte de la DRIVEBOX offre au client la possibilité d'intégrer son propre modèle Simulink/AMESim pour contrôler ses bancs d'essais et faire de la simulation temps réel et haute dynamique (simulation du conducteur, du profil routier, ...).

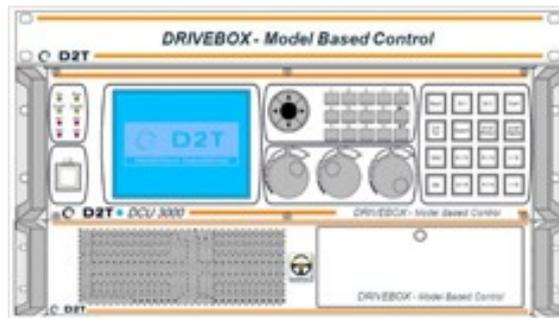


Figure IV-1 : Nouvelle unité de contrôle de banc d'essais DRIVEBOX

Les développements théoriques présentés dans les chapitres précédents ont été intégrés dans cet outil logiciel. Ce chapitre présente donc l'application de ces outils permettant le passage d'un banc d'essais dynamique à un banc d'essais haute dynamique.

Une procédure permettant la conception et l'intégration d'un nouveau contrôle de banc d'essais a été définie. Elle est divisée en quatre étapes principales représentées dans la figure IV-2:

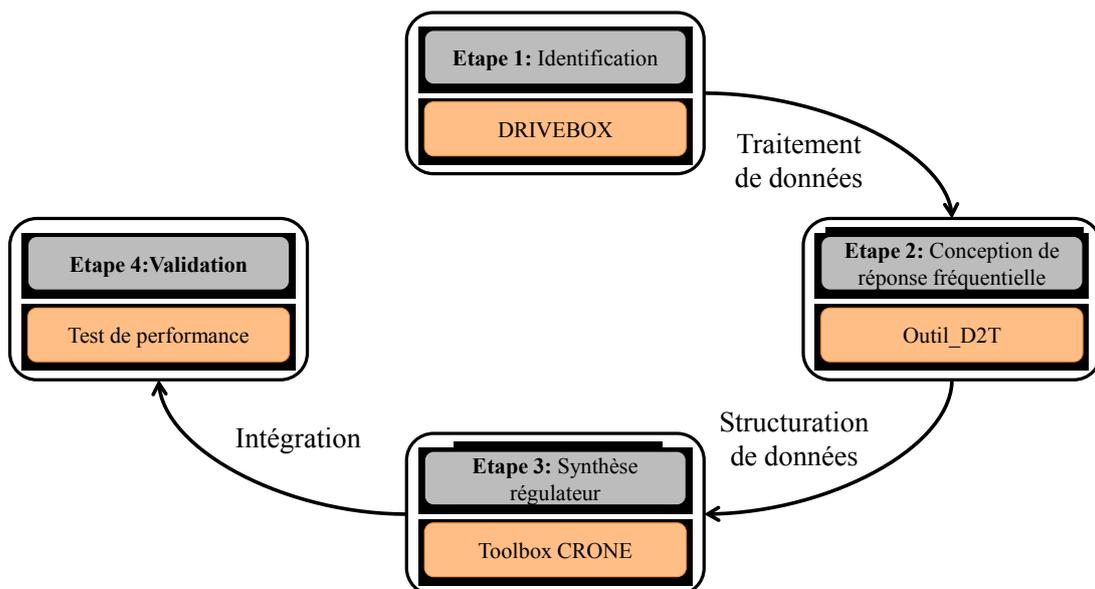


Figure IV-2 : Procédure de développement permettant l'intégration du modèle de contrôle

Etape 1 : Intégration de la procédure d'identification présentée au chapitre II à la DRIVEBOX afin d'identifier les dynamiques du banc d'essai, enregistrement des données sous forme de fichiers texte.

Etape 2 : Utilisation des fichiers de données et conception d'une réponse fréquentielle représentant la dynamique du banc d'essai pour l'ensemble des points de fonctionnement excités. Toutes les réponses fréquentielles sont regroupées et structurées dans une variable "procédé" Matlab.

Etape 3 : Utilisation de la variable procédé par la toolbox CRONE pour la synthèse du régulateur. Génération du modèle de régulateur discret ou continu intégrable à la DRIVEBOX.

Etape 4 : Intégration du modèle du régulateur à la DRIVEBOX et validation grâce à une procédure de test de performance. Le régulateur peut être testé dans les différents modes de régulation (SP/TQ, TQ/SP, SP/TH, TH/TQ).

La connaissance des interactions entre la DRIVEBOX et son environnement (figure IV.3) a permis la décomposition du projet global en projets élémentaires et donc a offert la possibilité de simplifier considérablement la procédure de développement du produit.

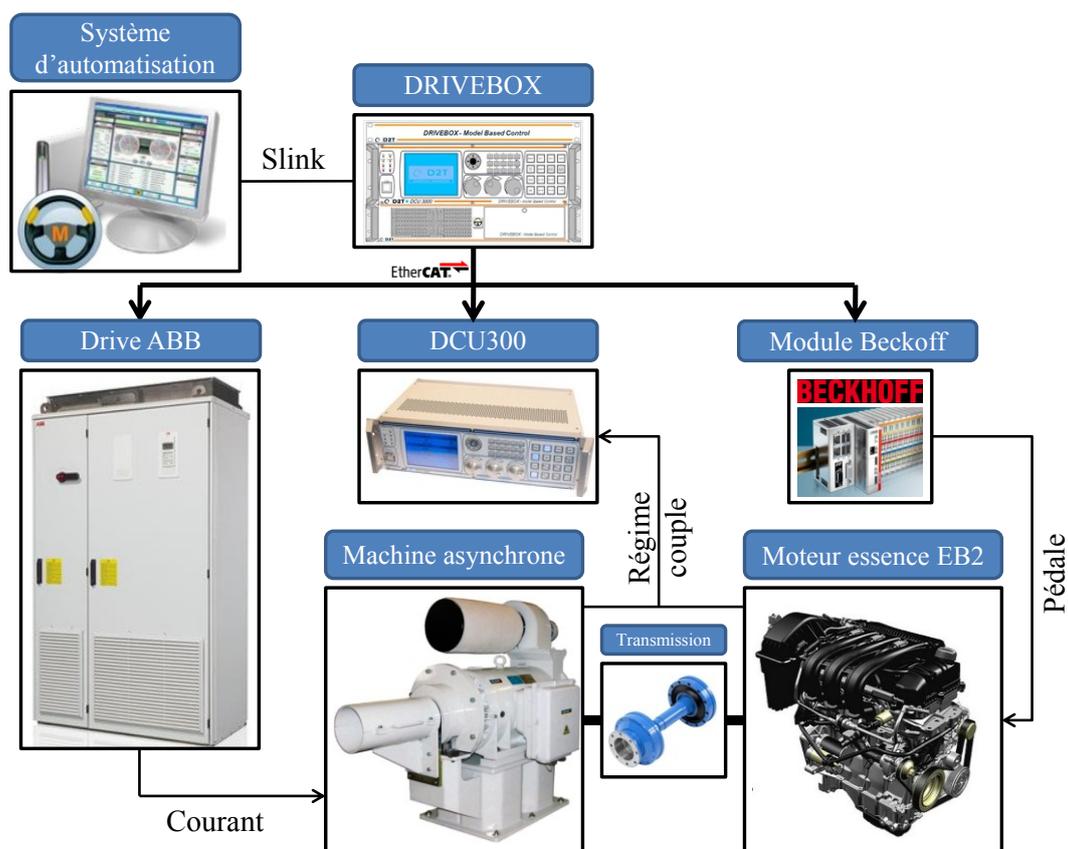


Figure IV-3 : Vue globale de la DRIVEBOX dans son environnement

Le superviseur MORPHEE est utilisé par la DRIVEBOX pour assurer une exécution temps réel de modèles de contrôle AMESim/Simulink, de méthodes (ensemble d'instructions

s'effectuant de manière autonome) et d'assurer la sécurité du banc d'essais. La DRIVEBOX communique avec les différents éléments du banc d'essais, via une liaison Ethercat à la fréquence de 1 kHz, pour transmettre des consignes de régime et/ou couple et acquérir des mesures en temps réel. La DRIVEBOX permet aux développeurs et aux metteurs en service (personne en charge de la mise en place du banc chez le client) de modifier la liste des mesures à enregistrer, les méthodes d'essais, les interfaces homme/machine (IHM) pour le pilotage du banc d'essais, les cartographies et/ou les paramètres des différents régulateurs.

L'utilisateur pilote le banc d'essais grâce à un PC appelé "système d'automatisation" (figure IV-3), ce dernier communique avec la DRIVEBOX via une liaison Slink pour transmettre des consignes ou récupérer des mesures afin de mettre à jour l'affichage.

2. Application au banc d'essai HD couplé à un moteur essence EB2

Les outils logiciels développés ont été utilisés pour synthétiser une loi de commande robuste et aussi commander le banc d'essais installé au laboratoire PRISME avec la nouvelle architecture (figure IV-3). Le banc d'essai dynamique, présenté dans la figure IV-4, est constitué d'une machine de charge MDA 250 KW couplée à un moteur essence 3 cylindres d'une puissance de 60 kW, possédant un couple maximal de 116 N.m et un régime maximal fixé à 4500 tr/min.

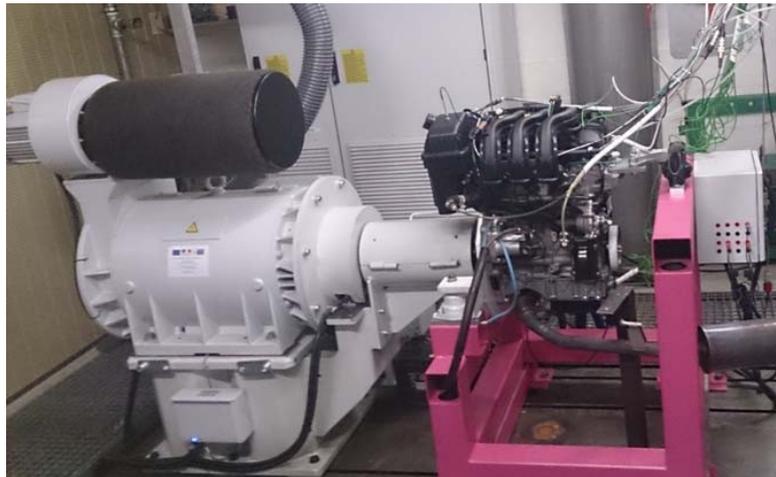


Figure IV-4 : Banc d'essais haute dynamique avec moteur essence EB2.

1.1. Etape 1: Identification

La première phase de cette étape consiste à déterminer la courbe de couple caractérisant le moteur couplé à la machine de charge afin de définir les points de fonctionnement que l'on devra identifier. Le test consiste tout d'abord à conserver la pédale d'accélérateur à cent pour cent et à faire varier le régime du ralenti au régime maximum. La pédale d'accélérateur est alors relâchée (pédale à 0%) et le régime amené du régime maximum au régime de ralenti. La figure IV-5 montre la courbe de couple obtenue lors d'un essai de détermination de la courbe de couple du moteur essence EB2.

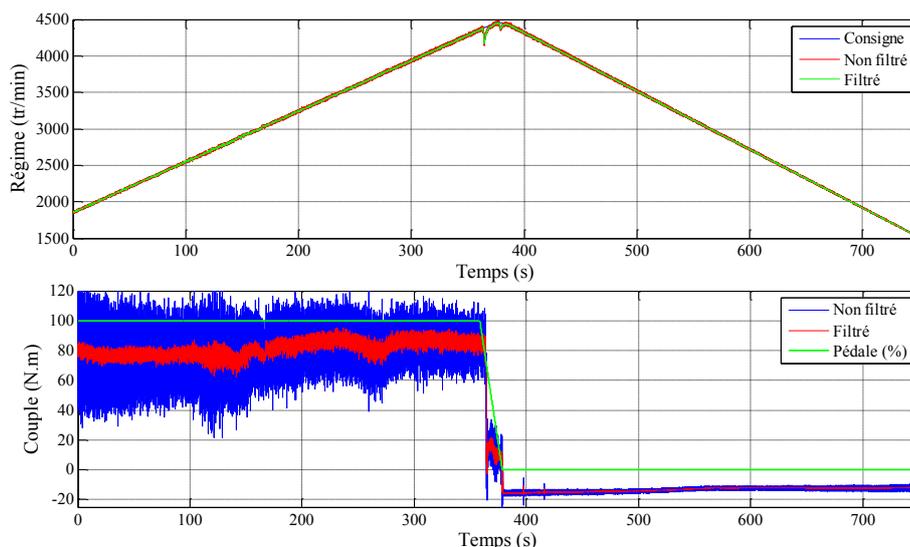


Figure IV-5 : Couple moteur lors d'un essai de détermination de la courbe de couple

À partir de la courbe de couple obtenue, les points de fonctionnements à identifier sont déterminés en fonction des régimes de ralenti et maximum, ainsi que du couple maximum que le moteur peut fournir (figure II-26).

Les 20 points de fonctionnement choisis pour identifier le banc d'essais avec le moteur essence, sont présentés dans la figure IV-6.

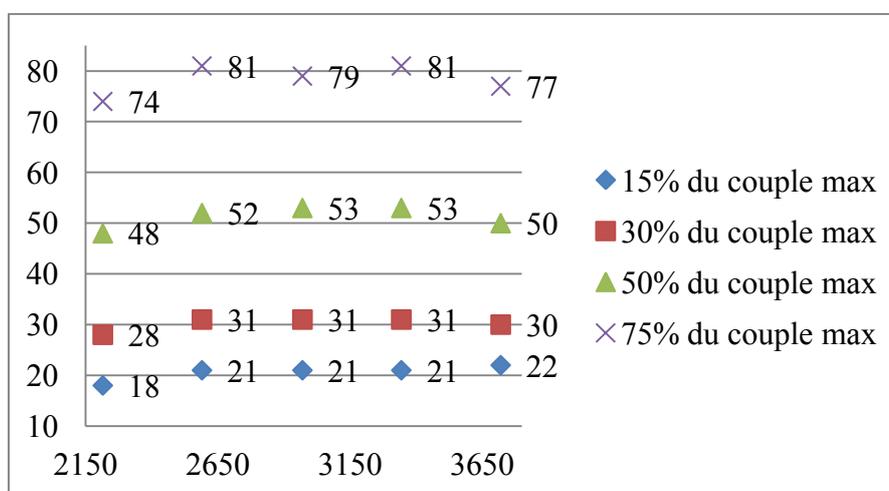


Figure IV-6 : Choix des 20 points de fonctionnement pour l'identification de banc d'essais essence EB2

Chacune des entrées est ensuite excitée autour de chacun des points de fonctionnement définis. À la fin de la procédure d'identification, la DRIVEBOX génère 40 fichiers contenant les données nécessaires au calcul de la réponse fréquentielle du banc d'essai autour des 20 points de fonctionnement identifiées (un fichier pour l'excitation de la machine de charge et un autre pour l'excitation du moteur thermique par point de fonctionnement).

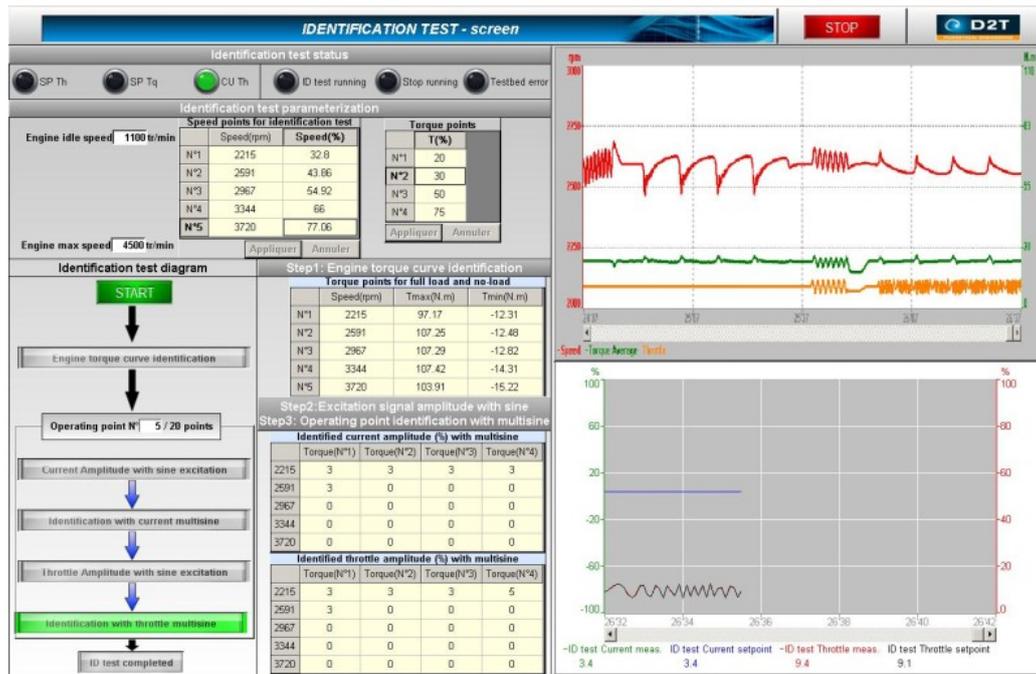


Figure IV-7 : IHM de test d'identification sous MORPHEE

La procédure d'identification est exécutée via l'IHM (figure IV-7) développée sous MORPHEE. Cette deuxième phase de l'étape d'identification consiste donc à obtenir les données temporelles qui vont permettre l'identification de la dynamique du système autour des 20 points de fonctionnement choisis. Les figures IV-8 et IV-9 montrent la réponse du système en réponse à l'excitation de l'entrée courant autour du point de fonctionnement (2590 tr/min, 52 N.m).

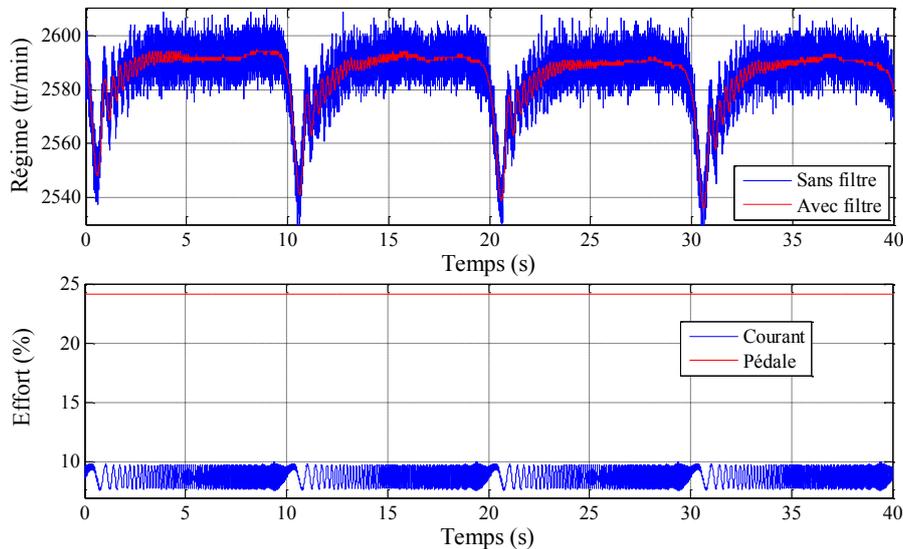


Figure IV-8 : Réponse temporelle du régime moteur à une excitation multisinus de l'entrée courant

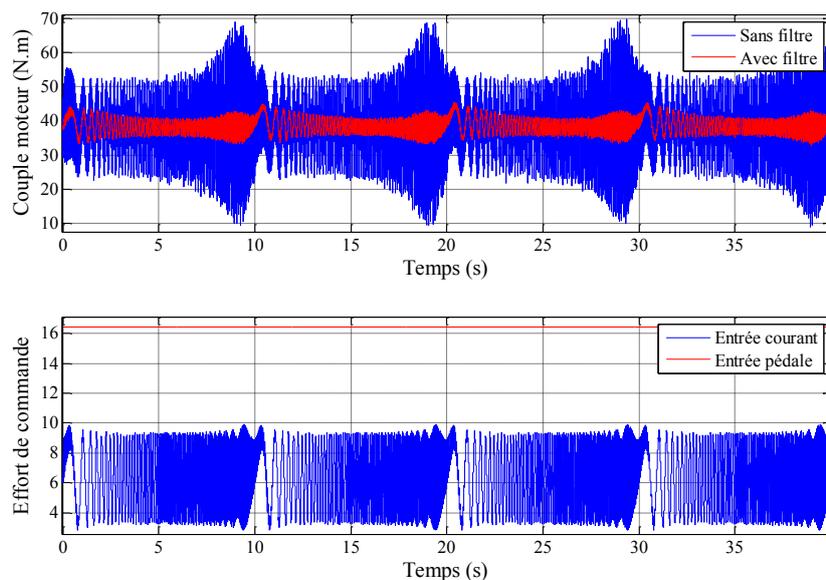


Figure IV-9 : Réponse de couple moteur à une excitation multisinus de l'entrée courant

2.2. Etape2 : Conception des réponses fréquentielles du système

Cette étape consiste à utiliser un outil logiciel (figure IV.10) permettant de calculer la réponse fréquentielle de notre système pour chacun des points de fonctionnement, et ceci à partir des fichiers de données enregistrées par MORPHEE.

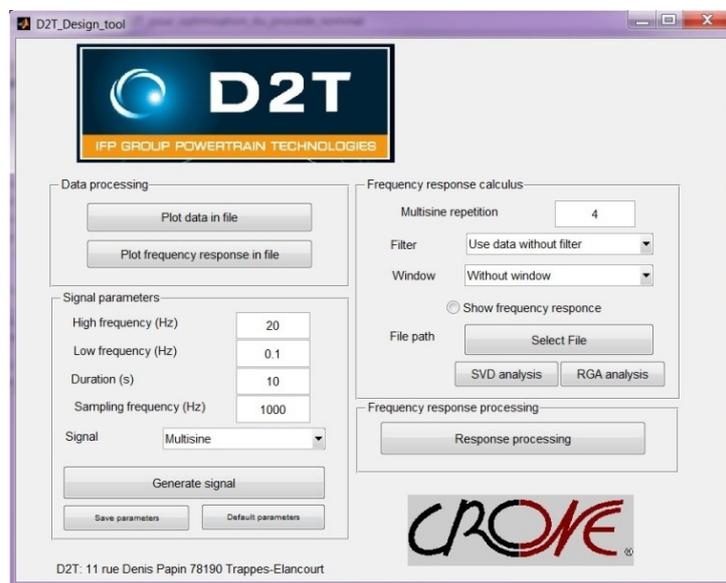


Figure IV-10 : Interface de l'outil logiciel permettant le calcul de la réponse fréquentielle

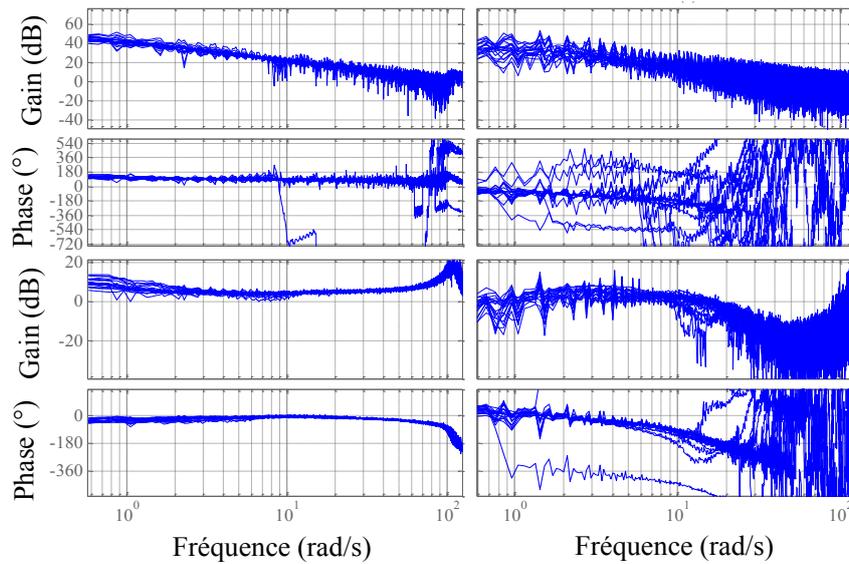


Figure IV-11 : Réponses fréquentielles brutes du banc d'essais essence EB2 autour des 20 points de fonctionnement identifiés

Afin d'atténuer l'effet du bruit temporel et les erreurs numériques induites par le passage du domaine temporel au domaine fréquentiel, une procédure d'optimisation basée sur les critères donnés par les expressions 2.15, 2.16 et 2.17 est utilisée. Cette procédure permet l'identification, dans une bande de fréquence, des réponses fréquentielles présentées par les figures IV 12, 13, 14 et 15. Les réponses fréquentielles brutes calculées à partir des données enregistrées sont présentées en bleu. Les réponses fréquentielles optimisées avec les critères 2.15, 2.16 et 2.17 sont représentées en vert. Les tracés rouges correspondent à la réponse fréquentielle du procédé nominal choisi pour la synthèse du régulateur CRONE multivariable robuste.

Transfert G_{11}

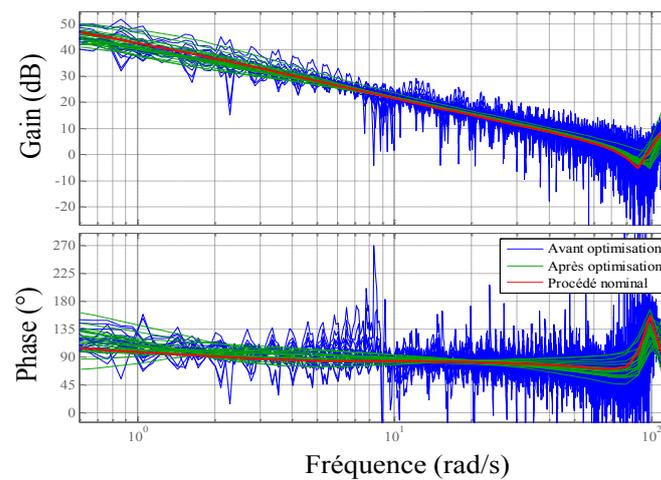


Figure IV-12 : Réponses fréquentielles G_{11} calculées et optimisées autour des 20 points de fonctionnements, et réponse fréquentielle du procédé nominal

La figure IV-12 montre la réponse fréquentielle de G_{11} entre l'entrée courant et la sortie régime. Ce transfert, G_{11} , a un comportement intégrateur avec des modes résonants autour de 90 rad/s, la phase de $+90^\circ$ en basses fréquences signifiant que ce transfert comporte un gain négatif.

- Transfert G_{12}

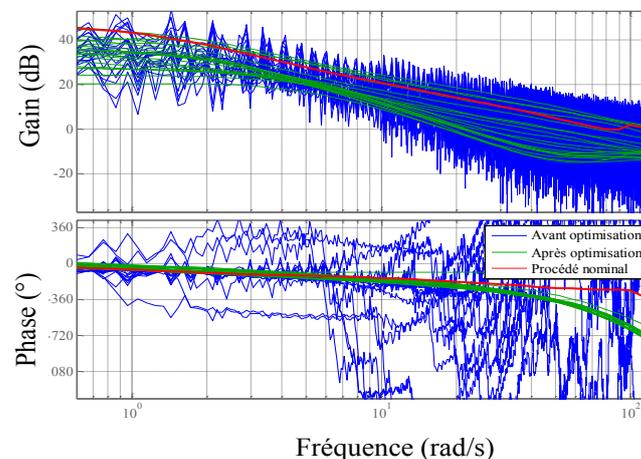


Figure IV-13 : Réponses fréquentielles G_{12} calculées et optimisées autour des 20 points de fonctionnements, et réponse fréquentielle du procédé nominal

La figure IV-13 montre la réponse fréquentielle de G_{12} entre l'entrée pédale et la sortie régime. Ce transfert, G_{12} , est assimilable à un filtre passe bas de fréquence de coupure de 2 rad/s et de gain statique variable. L'effet du bruit sur les données brutes devient important à partir de 20 rad/s, ceci est bien visible sur la phase qui diverge en hautes fréquences.

- Transfert G_{21}

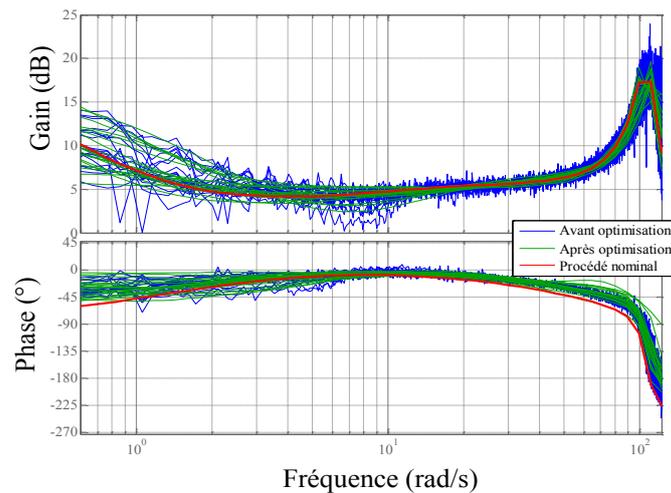


Figure IV-14 : Réponses fréquentielles G_{21} calculées et optimisées autour des 20 points de fonctionnements, et réponse fréquentielle du procédé nominal

La figure IV-14 montre la réponse fréquentielle de G_{21} entre l'entrée courant et la sortie couple. Ce transfert, G_{21} , a un gain presque constant entre 2 et 30 rad/s. A 100 rad/s on constate des modes résonants.

- Transfert G_{22}

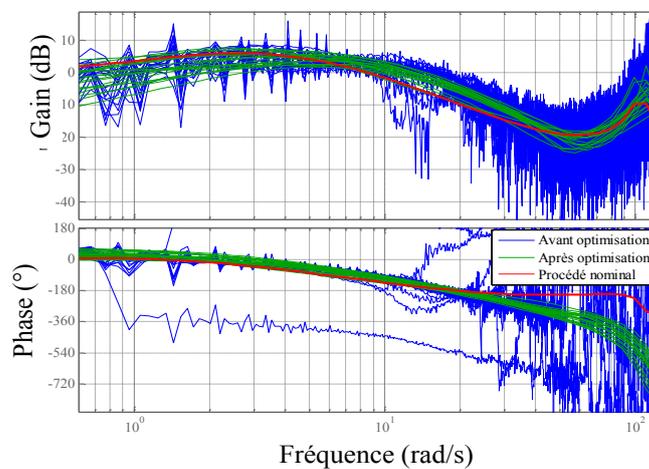


Figure IV-15 : Réponses fréquentielles G_{22} calculées et optimisées autour des 20 points de fonctionnements, et réponse fréquentielle du procédé nominal

La figure IV-15 montre la réponse fréquentielle de G_{22} entre l'entrée pédale et la sortie couple. On constate là aussi un effet important du bruit à partir de 30 rad/s. On peut aussi visualiser un mode résonant autour de 90 rad/s essentiellement liés aux phénomènes de couplage générés par la transmission. Plus la fréquence augmente plus la phase décroît fortement, ceci est lié au retard présent entre l'entrée et la sortie système dont l'effet devient important en hautes fréquences.

Les résultats obtenus sont ensuite structurés dans une variable Matlab utilisée pour la synthèse d'une loi de commande multivariable robuste.

2.3. Synthèse du régulateur multivariable découplant

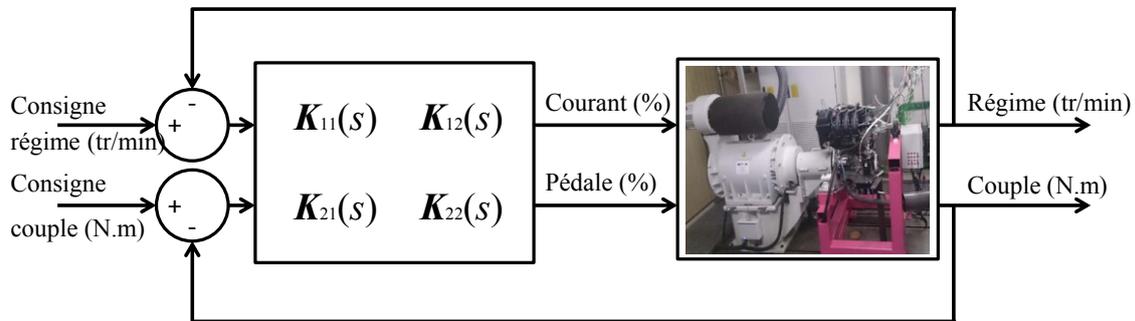


Figure IV-16 : configuration à retour unitaire du banc d'essais avec moteur essence EB2

En se basant sur le schéma de la figure IV-16, la loi de commande doit garantir :

- un régulateur stabilisant et robuste,
- un bon suivi de consigne,
- un dépassement minimum,
- une erreur statique nulle.

2.4. Procédé nominal

En utilisant le modèle standard défini par (2.15), la réponse fréquentielle du procédé nominal (2590 tr/min, 52 N.m) est donnée par la matrice de transfert $\mathbf{G}_0(s)$ dont les éléments sont les suivants :

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

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

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

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

Le calcul de $\mathbf{P}(s)$, l'inverse de $\mathbf{G}_0(s)$, permet d'obtenir les éléments de la matrice de transfert suivants :

$$P_{11} = \frac{0.00513(s+77.71)(s+158.1)(s+174.1)(s+335)(s+36.01)(s+28.37)(s+14.45)(s-20)(s+2.71)(s+2.68)(s+1.99)(s+1.72)(s+0.57)(s+0.44)(s-0.15)(s^2+45.04s+5633)(s^2+25.05s+1.1e4)}{(s+335.4)(s+150.8)(s+62.55)(s+14.35)(s-24.19)(s-205.1)(s+3.59)(s+2.19)(s+1.97)(s+1.72)(s+0.67)(s+0.34)(s^2+43.69s+539)(s^2+145.6s+9727)(s^2+21.01s+1.03e4)}$$

$$P_{21} = \frac{-0.00525(s+77.71)(s+62.37)(s+158.1)(s+174.1)(s+335)(s+20)(s+14.45)(s+7.11)(s+7.01)(s-28.37)(s+1.99)(s+1.77)(s+1.77)(s+0.57)(s+0.4454)(s^2+32.14s+1.04e4)(s^2+25.05s+1.01e4)}{(s+358.1)(s+229.5)(s-360)(s-24.62)(s+21.8)(s+10.19)(s+4.63)(s+1.62)(s+1.16)(s+0.11)(s^2+2.79s+2.25)(s^2+16.5s+116.3)(s^2+31.77s+1.15e4)(s^2+243.6s+1.46e5)}$$

$$P_{12} = \frac{-0.000231(s+77.71)(s+62.37)(s+28.37)(s+20)(s+14.95)(s+174.1)(s+332.7)(s-335)(s+2.71)(s+2.68)(s+1.99)(s+1.72)(s+1.05)(s+0.44)(s+6484)(s^2+3.55s+3.15)(s^2+25.05s+1.1e4)}{(s+335.4)(s+150.8)(s+62.55)(s+14.35)(s-24.19)(s-205.1)(s+3.59)(s+2.19)(s+1.97)(s+1.72)(s+0.67)(s+0.34)(s^2+43.69s+539)(s^2+145.6s+9727)(s^2+21.01s+1.03e4)}$$

$$P_{22} = \frac{-0.03178(s+62.66)(s+62.37)(s+28.37)(s+20)(s+14.45)(s+158.1)(s+335)(s-174.1)(s+2.71)(s+2.58)(s+1.97)(s+1.77)(s+1.77)(s+1.72)(s+0.57)(s^2+12.41s+8228)(s^2+25.05s+1.01e4)}{(s+335.4)(s+150.8)(s+62.55)(s+14.35)(s-24.19)(s-205.1)(s+3.59)(s+2.19)(s+1.97)(s+1.72)(s+0.67)(s+0.34)(s^2+43.69s+539)(s^2+145.6s+9727)(s^2+21.01s+1.03e4)}$$

2.5. Paramètres de la matrice de transfert en boucle ouverte $\beta_0(s)$

La détermination des paramètres de la matrice de transfert en boucle ouverte $\beta_0(s)$ est maintenant automatisée dans la nouvelle toolbox CRONE multivariable.

Pour la boucle de régime $\beta_{011}(s)$

- $n_l = 1, n_h = 4, N = 1, N^+ = 0,$
- sont intégrés deux zéros à parties réelles positives 24.19, 205.08,
- sont intégrés deux zéros peu amortis, $-10.51-100.87i, -10.51+100.87i,$
- sont intégrés deux pôles peu amortis, $-12.52-104.46i, -12.52+104.46i.$

Pour la boucle de couple $\beta_{022}(s)$

- $n_l = 1, n_h = 4, N = 1, N^+ = 0,$
- sont intégrés deux zéros à parties réelle positives 24.19, 205.08,

- sont intégrés deux zéros peu amortis $-10.51-100.87i$, $-10.51+100.87i$,
- sont intégrés deux pôles peu amortis $-12.52-104.46i$, $-12.52+104.46i$.

2.6. Optimisation de la fonction de transfert en boucle ouverte

L'optimisation des huit paramètres relatifs à chacun des éléments diagonaux de la fonction de transfert en boucle ouverte a conduit

- pour β_{011} à : $\omega_r = 6$ rad/s, $Y_0 = 0$ dB, $M_{r0} = 0.4$ dB, $\omega_{-1} = 5.24$ rad/s, $\omega_0 = 5.3$ rad/s, $\omega_1 = 200$ rad/s, $a_{-1} = -10$, $b_{-1} = -40$,
- pour β_{022} à : $\omega_r = 6$ rad/s, $Y_0 = 0$ dB, $M_{r0} = 0.4$ dB, $\omega_{-1} = 5.32$ rad/s, $\omega_0 = 5.38$ rad/s, $\omega_1 = 100$ rad/s, $a_{-1} = 10$, $b_{-1} = -48$.

Le choix arbitraire de la même bande passante pour les deux boucles ouvertes assure un suivi des consignes de régime et de couple avec la même dynamique et permet donc de suivre les consignes générées lors d'un essai d'homologation véhicule, avec le même temps de réponse.

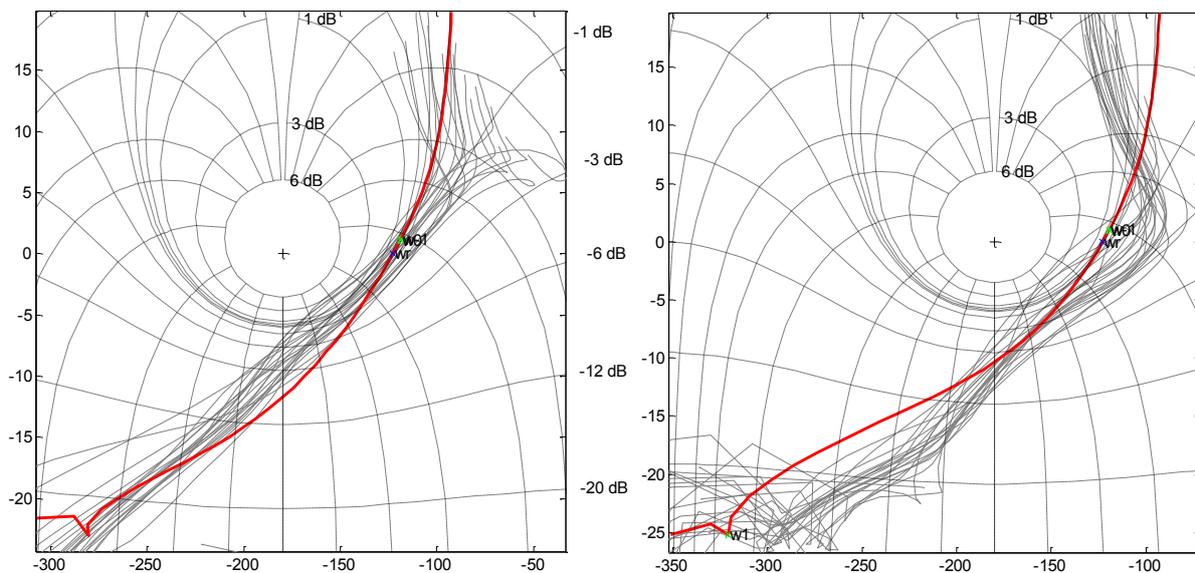


Figure IV-17 : Tracé des réponses fréquentielles de $\beta_{011}(s)$ et $\beta_{022}(s)$ (—) après optimisation ainsi que des boucles ouvertes équivalentes $\beta_{ii_eq}(s)$ (---)

La figure IV-17 présente les réponses fréquentielles optimales de β_{011} et β_{022} ainsi que celles des boucles ouvertes équivalentes β_{ii_eq} . En basse fréquence, les deux boucles β_{011} et β_{022} nominales suivent le contour 0 dB ce qui y confère une valeur de T_{0ii} très proche de 0 dB (gain unitaire entre sorties et consignes). Aux basses fréquences observées, les fonctions de sensibilité complémentaire équivalentes reparamétrées T_{ii} (dont sont issues les boucles ouvertes équivalentes β_{ii_eq}) sont néanmoins légèrement différentes de 0 dB. Les zones de faible degré de stabilité sont évitées pour tous les états paramétriques ce qui permet de garantir la robustesse en stabilité de la loi de commande.

2.7. Performances fréquentielles en boucle fermée

L'analyse des fonctions de sensibilités permet de vérifier les performances et les dynamiques de boucle fermée avant l'obtention finale de la forme rationnelle du régulateur et son évaluation tout d'abord en simulation puis sur le banc d'essais.

La figure IV-18 montre le gain de la fonction de sensibilité complémentaire $T(s)$ pour le procédé nominal ainsi que pour tous les autres états paramétriques considérés.

L'analyse de $T_{011}(s)$ (boucle de régulation du régime) indique une bande passante minimale de l'ordre de 13 rad/s et un pic de résonance maximum de 3.22 dB. L'élément $T_{012}(s)$ montre que le régulateur assure un découplage quasi-parfait pour le procédé nominal (gain à -300 dB) et un couplage inférieur à 15dB pour les autres états paramétriques. Une consigne de couple peut ainsi perturber le régime, un saut de couple de 1 N.m pouvant créer une variation de régime de 5.6 tr/min environ. $T_{021}(s)$ montre que le régulateur assure un bon découplage pour l'état paramétrique nominal (T_{021} de l'ordre de -400 dB) et un couplage inférieur à -40 dB. Un saut de régime de 100 tr/min est susceptible de généré une variation du couple de 1 N.m. L'analyse de $T_{022}(s)$ montre que la bande passante de la boucle de régulation de couple est d'au moins 9 rad/s avec un pic de résonance limité à 3.5 dB.

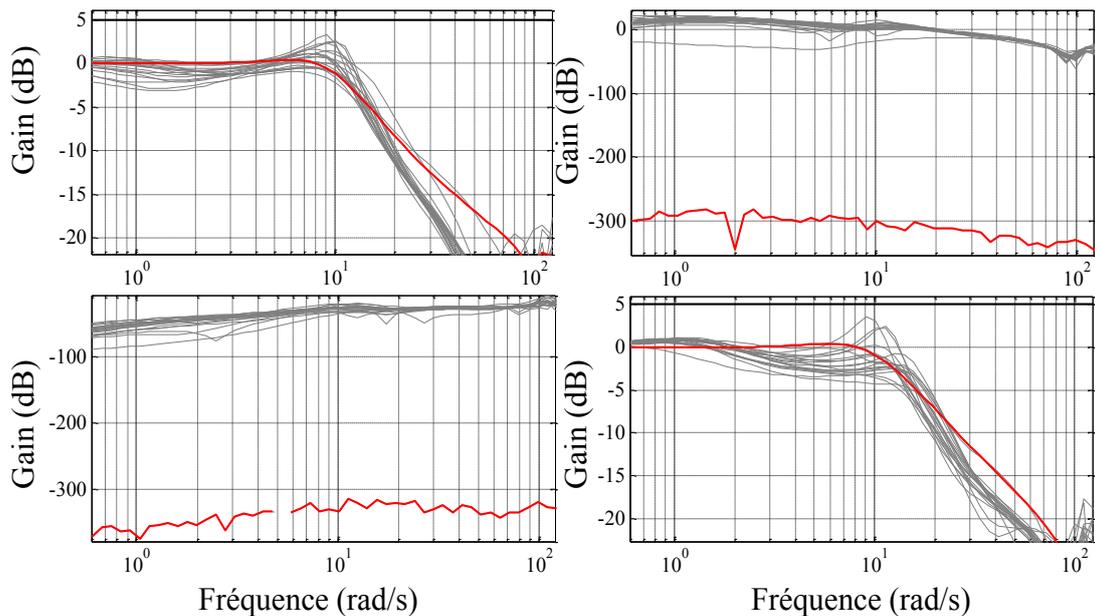


Figure IV-18 : Fonction de sensibilité complémentaire $T(s)$ pour le procédé nominal (—) et pour tous les autres états paramétriques considérés (—)

La figure IV-19 montre le gain de la fonction de sensibilité $S(s)$. Cette fonction de sensibilité permet de vérifier l'effet de désensibilisation apporté par la boucle fermée et le régulateur $K(s)$. On constate que le régulateur est efficace pour une bande de fréquence allant jusqu'à environ 3 rad/s. Le maximum des termes diagonaux de $S(s)$ reste très proche de 6 dB (6.7 dB pour S_{11} et 6.4 dB pour S_{22}) traduisant une marge de module minimale de l'ordre de 0.5.

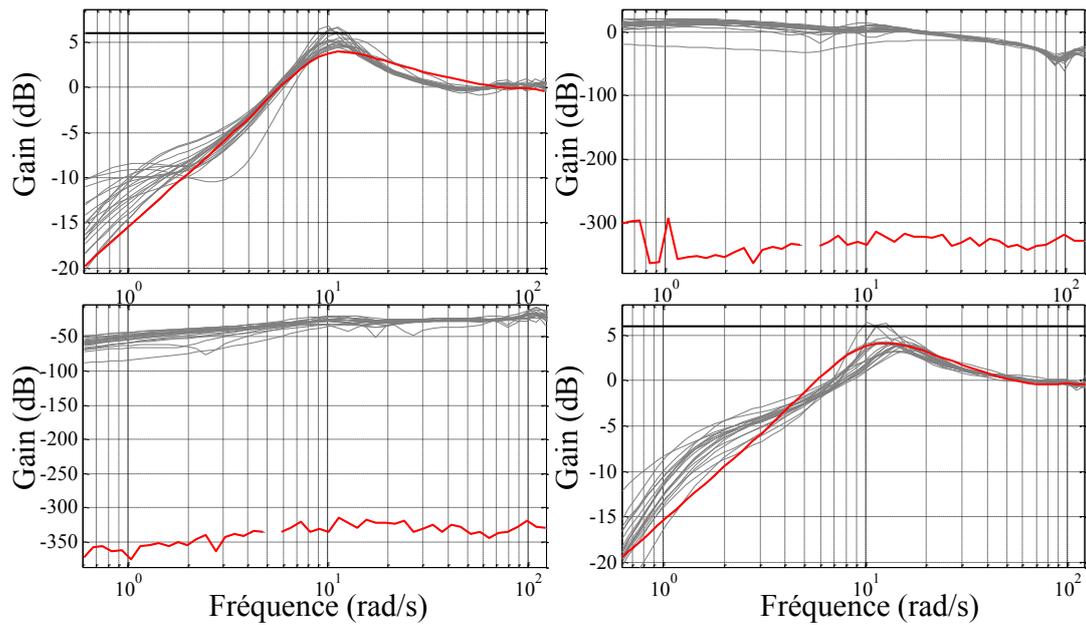


Figure IV-19: Fonction de sensibilité $S(s)$ pour le procédé nominal (—) et pour tous les autres états paramétriques considérés (—)

La figure IV-20 montre le gain de la fonction de sensibilité $SG(s)$. Cette fonction de transfert permet de vérifier les performances de la boucle fermée en matière de rejet de perturbation d'entrée $D_u(s)$.

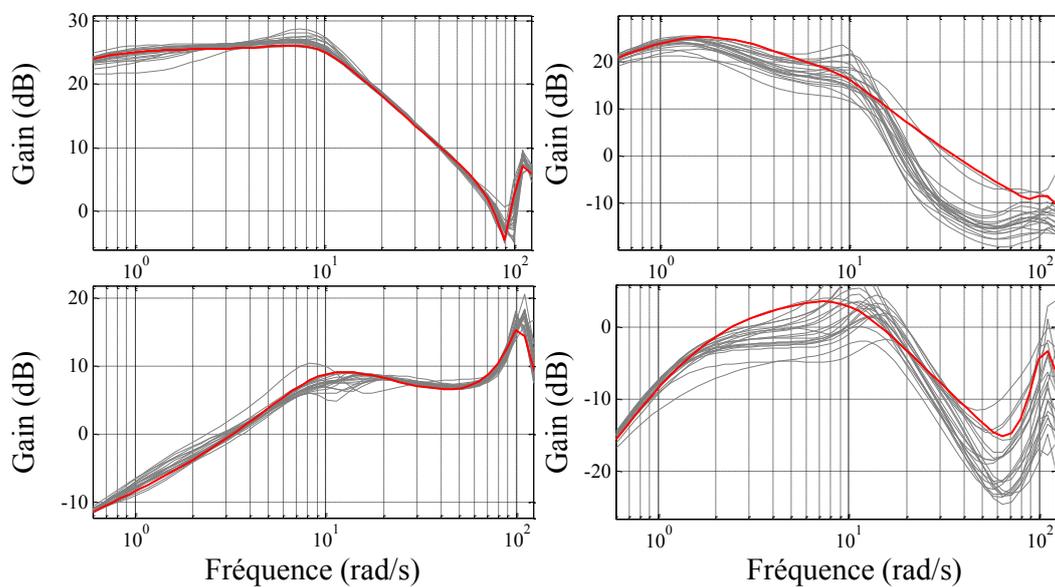


Figure IV-20 : Fonction de sensibilité d'entrée $SG(s)$ pour le procédé nominal (—) et pour tous les autres états paramétriques considérés (—)

Le gain de $SG(s)$ croissant en basse fréquence montre l'efficacité de l'effet intégral contenu dans le régulateur, l'effet de toute perturbation d_u constante étant finalement totalement rejeté.

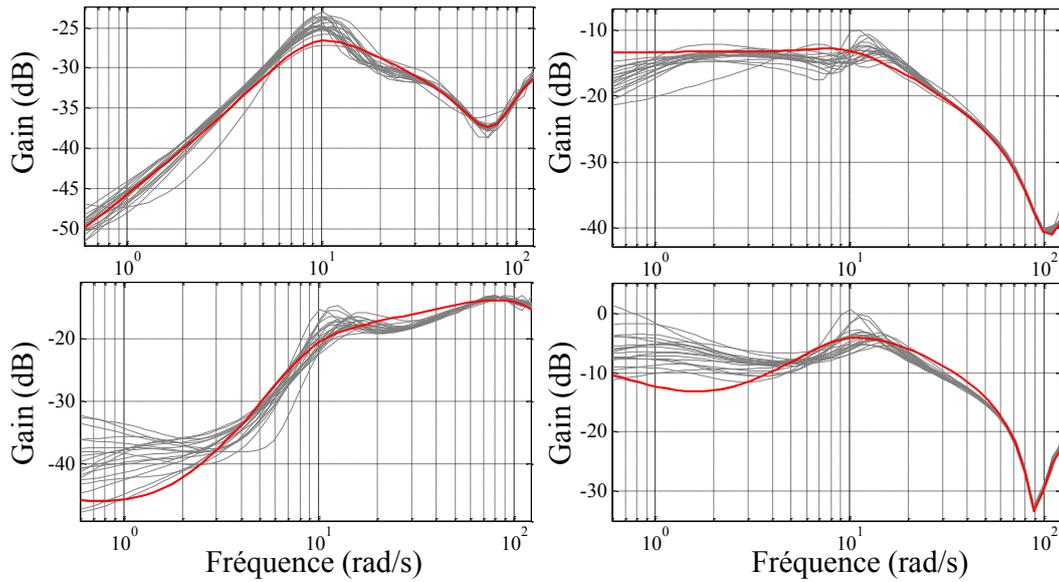


Figure IV-21: Fonction de sensibilité de commande $\mathbf{KS}(s)$ pour le procédé nominal (—) et pour tous les autres états paramétriques considérés (---)

Le gain de la fonction de sensibilité $\mathbf{KS}(s)$ présenté par la figure IV-21 permet de vérifier le niveau des efforts de commande en réponse à des variations de consigne mais également en réponse aux bruits de mesure. Ce gain doit donc être limité mais également décroissant pour des fréquences supérieures à la bande passante de la boucle fermée afin de minimiser le bruit de commande résultant du bruit de mesure. Le gain maximum de KS_{11} est d'environ -23 dB signifiant un bruit de commande de 1% courant pour 15 tr/min de variation (consigne ou bruit) de régime. Le gain maximum de KS_{22} est d'environ -3 dB signifiant un bruit de commande de 2% courant pour 3 N.m de variation (consigne ou bruit) de couple.

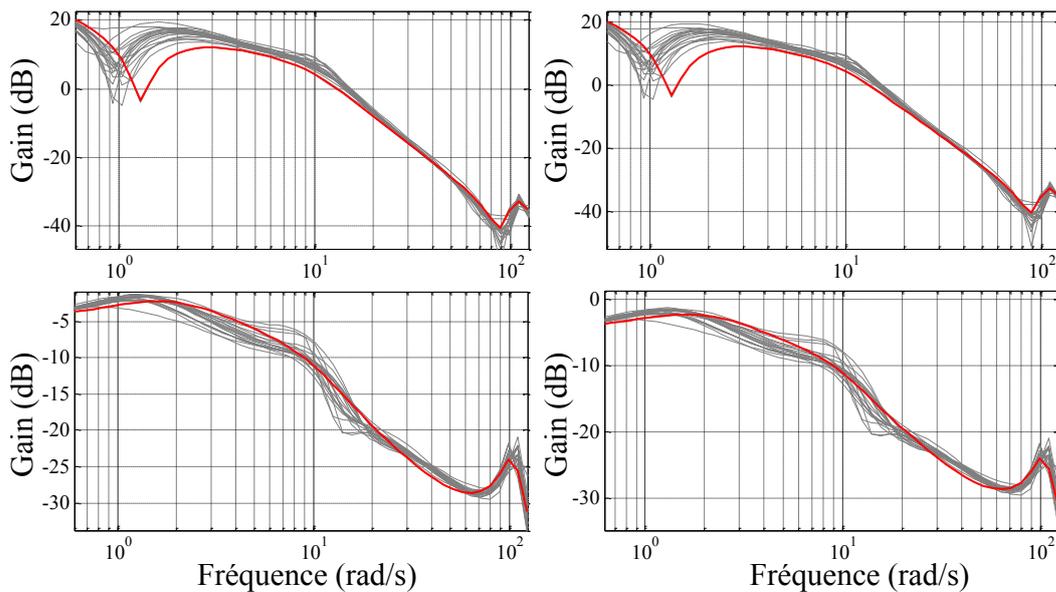


Figure IV-22 : Fonction de sensibilité $\mathbf{SG}(s)/s$ pour le procédé nominal (—) et pour tous les autres états paramétriques considérés (---)

A l'issue de l'optimisation réalisée, la valeur finale de la fonction de coût (3.41) pour les 2 boucles de commande correspond à $J_{SG11} = 20$ dB et $J_{SG22} = -2$ dB. La figure IV.22 montre l'évolution du module de $SG(j\omega)/\omega$. Comme le montre les figures IV-18, IV-19 et IV-21, les 3 spécifications sur les termes diagonaux de **T**, **S** et **KS** sont globalement respectées.

2.8. Obtention du régulateur CRONE MIMO

Les figures IV-23, 24, 25, 26 montrent la réponse fréquentielle des éléments du régulateur **K**(s), chaque élément du régulateur rationnel étant identifié en se basant sur la réponse fréquentielle du régulateur fractionnaire obtenu à partir de la boucle ouverte nominale optimisée $\beta_0(s)$ et de l'inverse **P**(s) du procédé nominal **G**₀(s).

- Transfert K_{11}

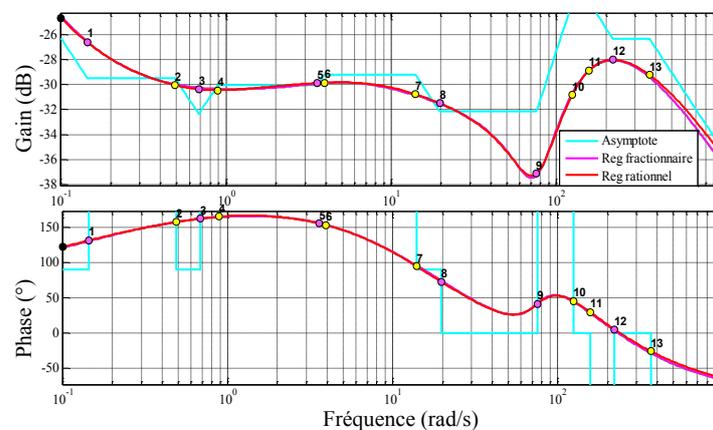


Figure IV-23 : Approximation rationnelle de la réponse fréquentielle du transfert K_{11} de la matrice de transfert du régulateur **K**(s)

- Transfert K_{21}

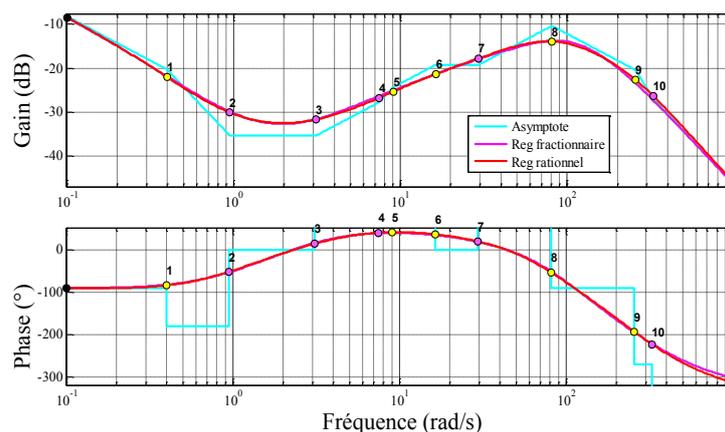


Figure IV-24 : Approximation rationnelle de la réponse fréquentielle du transfert K_{21} de la matrice de transfert du régulateur **K**(s)

- Transfert K_{12}

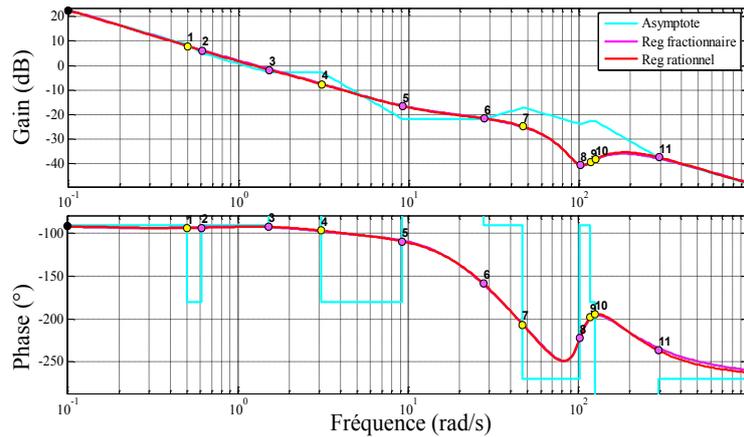


Figure IV-25 : Approximation rationnelle de la réponse fréquentielle du transfert K_{12} de la matrice de transfert du régulateur $\mathbf{K}(s)$

- Transfert K_{22}

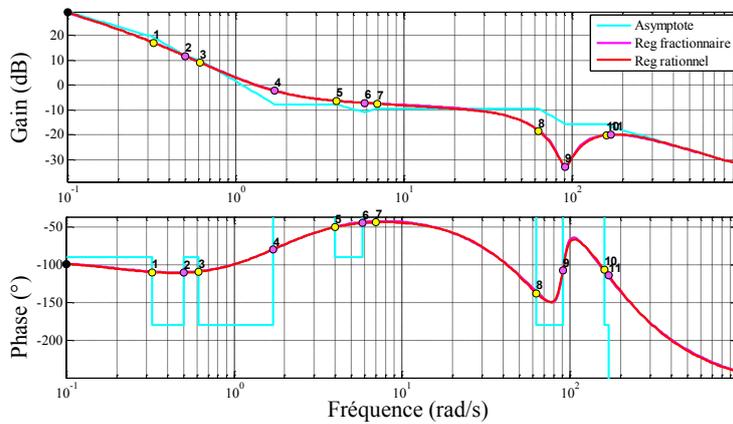


Figure IV-26 : Approximation rationnelle de la réponse fréquentielle du transfert K_{22} de la matrice de transfert du régulateur $\mathbf{K}(s)$

Le régulateur $\mathbf{K}(s)$ de dimension 2x2 est formé de termes d'ordre 9 :

$$K_{11} = \frac{17.63(s+22)(s-19.7)(s+3.57)(s+0.14)(s^2+1.29s+0.46)(s^2+49.96s+5730)}{s(s+367)(s+158)(s+14)(s+3.94)(s+0.89)(s+0.49)(s^2+187.5s+1.56e4)}$$

$$K_{21} = \frac{-4884.52(s-328)(s+29.4)(s+7.44)(s+3.1)(s^2+1.79s+0.89)}{s(s+16.3)(s+9.04)(s+0.39)(s^2+126.5s+6577)(s^2+409.6s+6.55e4)}$$

$$K_{12} = \frac{-3.91(s+294)(s-27.6)(s+12.17)(s+6.92)(s+1.51)(s+0.61)(s^2+32.64s+1.04e4)}{s(s+117)(s+47)^2(s+4.81)(s+1.98)(s+0.5)(s^2+225s+1.56e4)}$$

$$K_{22} = \frac{-24.65(s-170)(s+9.96)(s+3.37)(s+0.5)(s^2+3.23s+2.89)(s^2+14.48s+8190)}{s(s+6.96)(s+3.98)(s+0.61)(s+0.32)(s^2+98.28s+3969)(s^2+240s+2.56e4)}$$

2.9. Discrétisation du régulateur $K(s)$

Chaque élément $K_{ij}(s)$ du régulateur est décomposé en une somme d'éléments simples $K_{n_ij}(s)$:

$$K_{ij}(s) = \sum_{n=1}^N K_{n_ij}(s) \quad (3.1)$$

Chaque élément simple $K_{n_ij}(s)$ est alors discrétisé par la méthode de Tustin, la variable s dans le domaine continu étant remplacée par une approximation en z dans le domaine discret :

$$s \approx \frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (3.2),$$

T_s étant la période d'échantillonnage utilisée.

A l'issue de la synthèse du régulateur, la toolbox CRONE génère un modèle Simulink continu ou discret du régulateur (figure IV-27) directement intégrable à la DRIVEBOX.

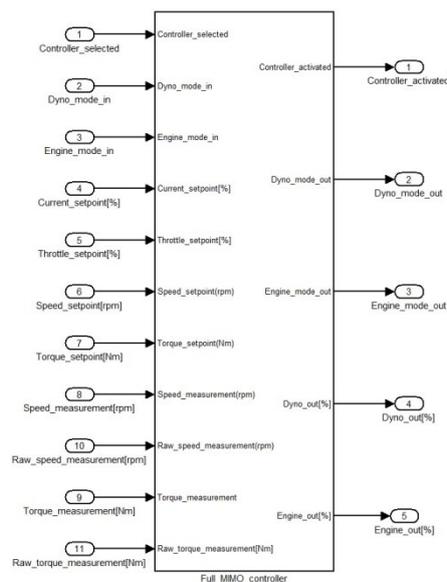


Figure IV-27 : Modèle du régulateur généré par la toolbox CRONE multivariable

3. Validation de régulateur

3.1. Performances temporelles en simulation

Les performances du régulateur ont été évaluées pour le procédé nominal identifié (dont le retard est pris en compte grâce à une approximation de Padé), et pour tous les états paramétriques du procédé considérés (sans approximation du retard).

- Réponse régime/couple

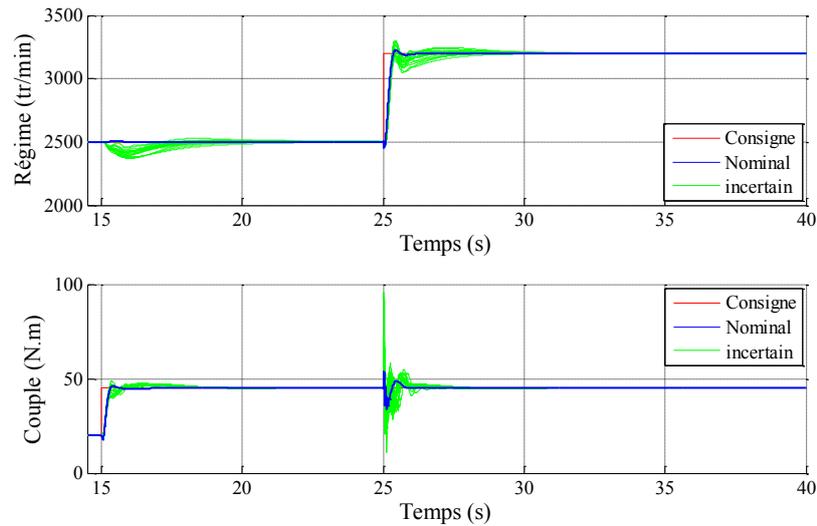


Figure IV-28 : Evolution des sorties du système lors d'un saut de couple de 25 à 45 N.m avec un régime de 2500 tr/min, et un saut de régime de 2500 tr/min à 3200 tr/min avec un couple de 45 N.m

La figure IV-28 montre la réponse indicielle du procédé pour son état nominal et pour tous les états paramétriques du système. Le régulateur synthétisé est stabilisant et le dépassement maximum est de 17% pour la boucle de régulation de régime et 15% pour la boucle de régulation de couple. Pour l'état nominal, on constate une perturbation de 6 tr/min pour un saut de couple de 40 N.m et une perturbation de 1.29 N.m pour un saut de régime de 500 tr/min. Ceci confirme la prise en compte du phénomène de couplage pour l'état nominal choisi pour la synthèse du régulateur.

- Effort de commande courant pédale

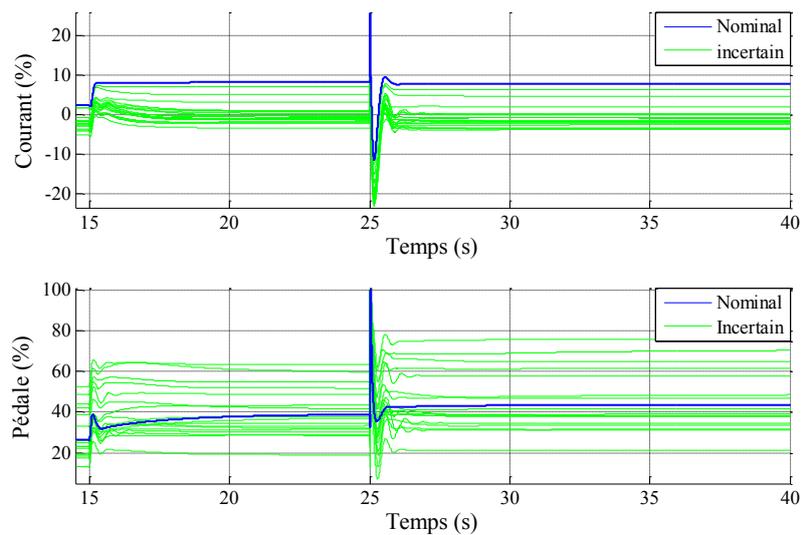


Figure IV-29 : Evolution des commandes du système lors d'un saut de couple de 25 à 45 N.m avec un régime de 2500 tr/min, et un saut de régime de 2500 tr/min à 3200 tr/min avec un couple de 45 N.m

La figure IV-29 montre le caractère multivariable du régulateur obtenu. Lors d'un saut de régime ou de couple, le régulateur agit simultanément sur les deux entrées du système pour, à la fois, suivre les variations de consignes et rejeter les perturbations provoquées par une boucle de régulation sur la deuxième boucle de régulation.

3.2. Performances temporelles sur le banc d'essais

Dans ce qui suit nous allons présenter le résultat obtenu sur le banc d'essais essence EB2.

- Sauts de régime à couple constant

La figure IV-30 montre la réponse indicielle du système pour un couple constant de 20 N.m. Le régulateur synthétisé est stabilisant et le dépassement ne varie qu'entre 6% et 12% pour la boucle de régulation de régime. On constate des perturbations de l'ordre de 20 N.m pour un saut de régime de 500 tr/min. La figure IV-31 montre le caractère multivariable du régulateur synthétisé.

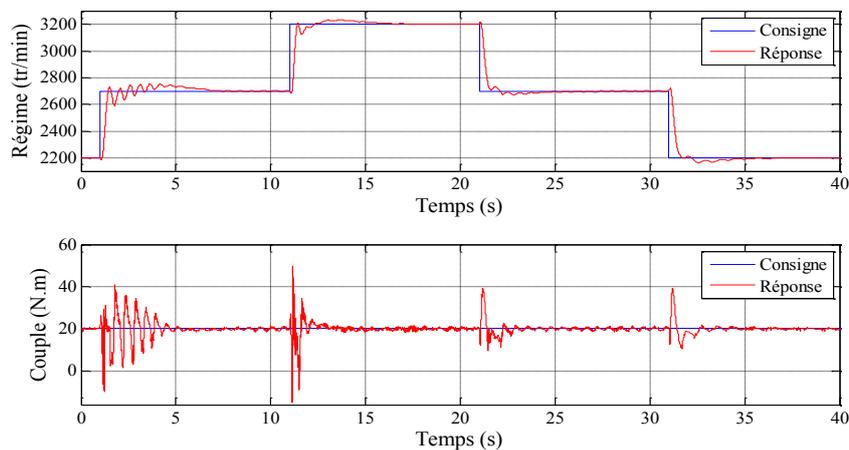


Figure IV-30 : Evolution des sorties du système lors des sauts de régime avec un couple de 20 N.m

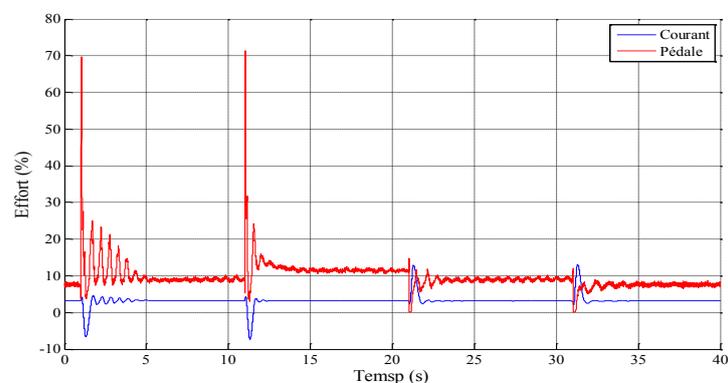


Figure IV-31 : Evolution des commandes du système lors des sauts de régime avec un couple de 20 N.m

- Sauts de couple à régime constant

La figure IV-32 montre la réponse indicielle du système pour un régime constant de 2200 tr/min. Le régulateur synthétisé est stabilisant et le dépassement ne varie qu'entre 1% et 4% pour la boucle de régulation de couple. On constate des perturbations de l'ordre de 40 tr/min pour un saut de couple de 15 N.m. La figure IV-33 montre le caractère multivariable du régulateur synthétisé.

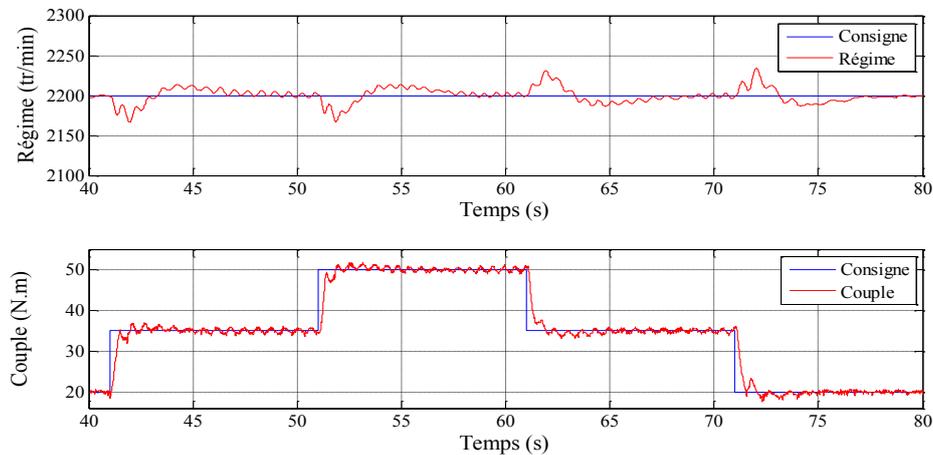


Figure IV-32 : Evolution des sorties du système lors des sauts de couple avec un régime de 2200 tr/min

- Effort de commande pendant des sauts de couple

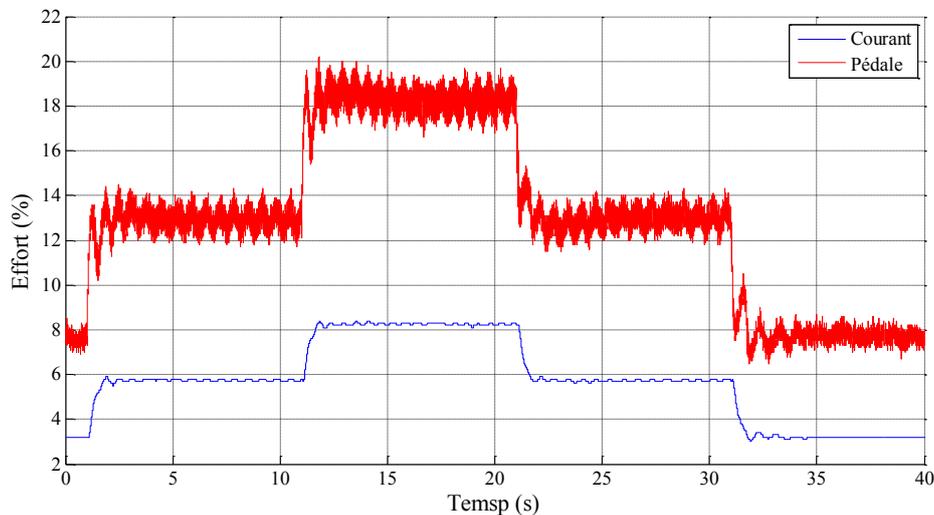


Figure IV-33 : Evolution des commandes du système lors des sauts de couple avec un régime de 2200 tr/min

4. Procédure de test de performance

Une procédure de test de performance est développée pour évaluer les performances du régulateur et faciliter la comparaison des performances de plusieurs régulateurs. L'IHM présentée dans la figure IV-34 est développée pour exécuter automatiquement des essais de

performance. L'utilisateur doit renseigner les paramètres de couple maximal, régime maximal et régime de ralenti pour assurer le bon déroulement de l'essai.

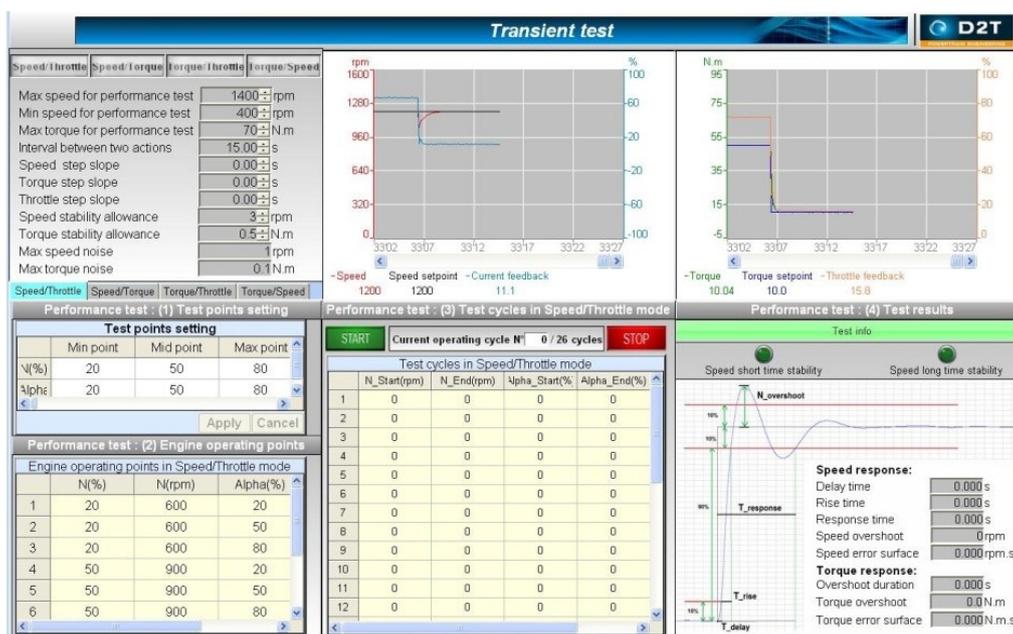


Figure IV-34 : Interface graphique permettant de lancer des essais de performances

Le test de performance calcule le temps de montée, le temps de réponse et le temps de retard dans les trois modes de régulation SP/TQ, TQ/SP, TQ/Th. L'essai est exécuté en mode automatique et réalise des sauts de consigne de régime avec un couple constant, des sauts de couple avec régime constant, des sauts simultanés de consignes de couple et de régime dans le même sens et en sens inverse. Les résultats de l'essai de performance sont enregistrés et il est possible de les transcrire automatiquement dans un rapport technique.

4.1. Performance en asservissement

La figure IV-35 compare les performances de suivi de consignes dynamiques générées par le régulateur CRONE synthétisé et celles d'un PID multi-SISO existant sur le banc d'essais. On constate que le régulateur CRONE assure la même dynamique pour les deux boucles de régulation de régime et de couple. Le découplage obtenu grâce à la loi de commande proposée permet d'atteindre des points de fonctionnement difficilement atteignable par des lois de commandes "classiques". Le régulateur PID SISO montre des performances correctes au niveau de suivi de consigne de régime, Cependant le même régulateur suit la consigne de couple difficilement, cela peut être expliqué par le fait de la non prise en compte des termes de couplages présents dans le système.

- Asservissement régime et couple

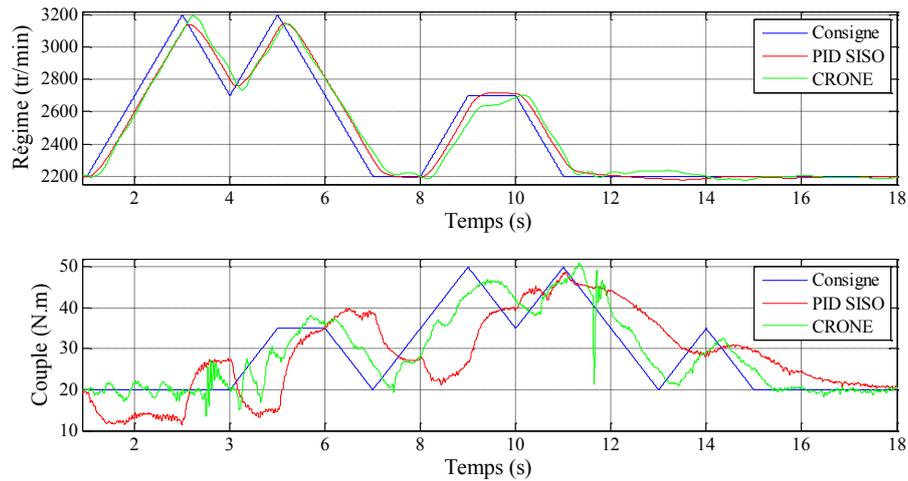


Figure IV-35 : Evolution des sorties du système lors de changement des consignes régime et couple

- Effort de commande

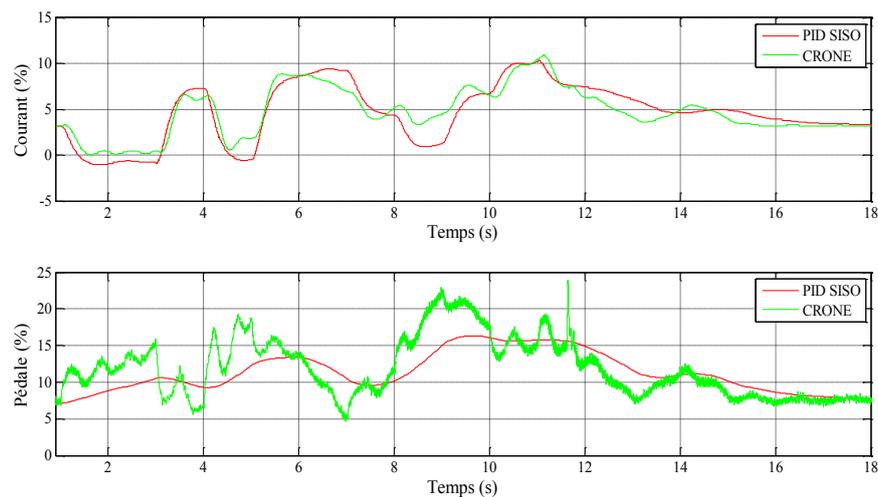


Figure IV-36 : Evolution des sorties du système lors de changement des consignes régime et couple

La figure IV-36 montre que la commande générée par le régulateur CRONE multivariable est plus dynamique que celle générée par le PID SISO.

5. Conclusion

La méthodologie de calcul de loi de commande CRONE multivariable robuste développée par l'équipe CRONE du laboratoire IMS à l'Université de Bordeaux a été appliquée et validée sur un banc d'essais moteur haute dynamique.

Les différents éléments équipant le banc d'essais moteur dynamique installé au laboratoire PRISME de l'Université d'Orléans ont été présentés, tout comme le processus de

développement permettant d'intégrer les lois de commande automatiquement au produit DRIVEBOX de D2T : procédure d'identification, outil de calcul des réponses fréquentielles, toolbox CRONE multivariable. Les performances obtenus sur banc d'essais haute dynamique sont concluantes vis-à-vis du suivi des deux consignes régime et couple et de la prise en considération des phénomènes de couplage présents dans le système.

Le choix automatique du procédé nominal confirme l'utilité du nouveau paramètre à optimiser lors de la synthèse de la loi de commande CRONE.

Lors des régimes transitoires, le caractère multivariable du banc d'essais est utilisé au mieux par la commande CRONE multivariable qui permet de suivre au mieux les consignes régime et couple non atteignable par des lois de commande "classiques".

Conclusion générale et perspectives

L'objectif du travail présenté dans ce document est la simplification de la mise en œuvre de la méthodologie CRONE multivariable afin d'en permettre l'utilisation, notamment pour la commande de bancs d'essais moteurs. Cette simplification a notamment consisté à permettre l'optimisation du facteur de résonance M_{r0} associé à la commande du procédé nominal, et donc de réduire l'importance du choix de ce dernier. Par ailleurs, un outil logiciel de synthèse de loi de commande a été proposé, celui-ci permettant, à partir d'une connaissance fréquentielle du procédé incertain à commander, de réaliser toutes les étapes conduisant à un régulateur CRONE multivariable.

Le **chapitre I** de ce manuscrit a permis de présenter les bancs d'essais moteur et leurs problématiques actuelle vis-à-vis des nouveaux besoins de simulation des situations de roulage véhicule. Les cycles normalisés utilisés comme scénarios de test étant devenus plus dynamiques que par le passé, les bancs d'essais sur lesquels ils sont joués doivent aujourd'hui être des bancs d'essais haute dynamique et donc conçus en tenant compte des phénomènes de couplage dynamique existants. Ce chapitre a présenté un état de l'art des travaux relatifs à ce champ d'application. Il a été constaté que peu des travaux déjà réalisés considéraient le caractère multivariable des procédés dynamiques à asservir et donc permettaient la réalisation de banc d'essais haute dynamique.

Le **chapitre II** est divisé en deux parties. La première partie traite le problème de modélisation des bancs d'essais moteurs, le modèle d'une maquette incluant deux machines asynchrones ADDA étant plus particulièrement modélisé. Cette maquette a été développée comme plateforme de développement permettant de valider l'ensemble de la méthodologie proposée dans notre travail, c'est-à-dire allant de la procédure d'identification automatisée du modèle dynamique du procédé à commander jusqu'à l'évaluation des performances du système de régulateur conçu. La deuxième partie traite ainsi de l'identification de procédés non linéaires multivariables tels que ceux concernés par notre étude. La réponse fréquentielle du procédé a été obtenue par son excitation multi-sinusoïdale au voisinage d'un ensemble de points de fonctionnement puis par l'estimation paramétrique d'une classe adaptée de modèles. Outre l'exemple relativement académique de la maquette, la méthodologie d'identification proposée a pu être validée en étant également appliquée à un banc d'essai HD testant un moteur Diesel DV6.

Le **chapitre III** présente les problèmes liés à la commande des bancs d'essais et définit une commande robuste multivariable pour bancs d'essais haute dynamique. Après que la méthodologie de synthèse de commande robuste CRONE monovariable et son extension aux systèmes multivariables aient été présentées, différents moyens en simplifiant la mise en œuvre sont proposés. Deux exemples d'application sont traités, un exemple académique permettant d'illustrer le processus de synthèse d'une loi de commande robuste monovariable, puis dans le cadre multivariable, l'application à la maquette modélisée au chapitre II. Les résultats obtenus montrent l'intérêt de la commande robuste CRONE multivariable et son avantage en matière de robustesse par rapport à des lois de commande PID "classiques".

Le **chapitre IV** présente un exemple d'application complet sur un banc d'essais moteur essence EB2. La première partie de ce chapitre a permis de présenter le banc d'essai HD installé au laboratoire PRISME de l'Université d'Orléans. La deuxième partie a présenté les outils logiciels développés pour simplifier l'intégration des modèles de contrôle de bancs d'essais construits à partir de la loi de commande CRONE multivariable obtenue. Finalement, chaque étape de la synthèse de loi de commande CRONE multivariable, ainsi que les résultats obtenus en simulation puis sur le banc d'essais sont présentés en détails. Ces résultats, notamment lors de l'utilisation de consignes dynamiques, ont permis de vérifier que le régulateur CRONE multivariable implémenté gère au mieux les phénomènes de couplage présents dans le système et apporte des performances satisfaisantes.

Les perspectives de recherche s'inscrivent directement dans la continuité des travaux en cours.

Pour améliorer la toolbox CRONE multivariable, il sera judicieux d'offrir à l'utilisateur la possibilité de:

- choisir un procédé nominal avec option de revenir à celui choisi par défaut
- optimiser automatiquement les paramètres de la boucle ouverte
- automatiser l'optimisation des éléments du régulateur
- générer automatiquement des modèles multivariables en domaine continu et/ou discret

Dans le cadre industriel et plus particulièrement dans le domaine des bancs d'essais, il sera pertinent d'étendre le champ d'application de la commande CRONE aux différents types de bancs d'essais, notamment pour le mode de régulation SP/Th. Les lois de commande qui pourraient être améliorées concernent :

- Les bancs d'essais avec frein à courant de Foucault
- Les bancs d'essais GMP

Afin d'assurer l'intégration des modèles de contrôle aux systèmes d'automatisation MORPHE, il est nécessaire de mieux gérer le passage du domaine continu au domaine discret à des fréquences d'échantillonnage plus élevées.

Référence bibliographique

- [Arkun *et al*, 1989] Arkun. Y, Reeves. D.E, Interaction measures for nonsquare decentralized control structure, American Institute of Chemical Engineers Journal, 35 (1989).
- [Armstrong, 1995] B. Armstrong, C.C. de Wit, Friction Modeling and Compensation, The Control Handbook, 1995.
- [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.
- [Arkun, *et al*, 1982] Arkun, Y. Manousiothakis,B. and Putz, P. Robust Nyquist array methodology: a new theoretical framework for analysis and design of robust feed-back system, Int. J. Control, Vol. 40, n°4, pp. 603-629, 1984.
- [Banõs *et al*, 2011] Banõs, A. Cervera, J. Lanusse, P.and Sabatier, J., Bode optimal shaping with CRONE compensator. Journal of vibration and control, Vol 17, pp 1964-1974, 2011.
- [Barbarosa and Machado, 2006] Ramiro S. Barbosa, J.A. Tenreiro Machado, Implementation of Discrete-Time Fractional-Order Controllers based on LS Approximations, ACTA Polytechnica Hungarica, Vol 3, No 4, 2006.
- [Bode, 1945] Bode, H.W. Network Analysis and Feedback Amplifier Design, Van Nostrand, New York, 1945.
- [Bristol, 1966] Bristol, E.H., On a new measure of interactions for multivariable process control, IEEE Transaction on Automatic Control, vol 11, pp. 133-134, 1966.
- [Byron *et al*, 1966] Byron, J. B. Matthew, A. F., Robust multivariable control of an engine-dynamometer system, IEEE Transaction on Control Systems Technology, vol. 5, No. 2, 1997.
- [Chang *et al*, 1990] Chang. J.W, Yu, C.C, The relative gain for nonsquare multivariable system, Chemical Engineering Science, 45 (1990).
- [Cois *et al*, 2002] Cois, O. Lanusse, P. Melchior, P. Dancla and F. Oustaloup, A., 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.

- [Colin *et al*, 2011] Colin, G., Lanusse, P., Louzimi, 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.
- [Elbacha *et al*, 2005] Elbacha, A. Lamchich, A; T. Cherkaoui, Zidani, Y., Direct torque control of induction motor, anti-windup system for speed control, Physical and chemical News, 2005.
- [Francis and Zames, 1984] Francis, B.A. and Zames, G., On H_{∞} optimal sensitivity theory for SISO feedback systems, IEEE Transactions on Automatic Control, vol.29,pp.9-16, 1984.
- [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.
- [Gruenbacher and Marconi, 2009] Gruenbacher, E. Marconi, L., Idle mode control on a combustion engine test bench via internal model control, American control conference, Hyatt Regency Riverfront, St. Louis, MO, USA, 2009.
- [Gude and Kahoraho, 2009] Gude, J.J, and Kahoraho, E., Simple tuning rules for fractional PI controllers, Emerging Technologies & Factory Automation IEEE Conference, 2009.
- [Guillaume *et al*, 2001] Patrick Guillaume, Peter Verboven, Steve Vanlanduit and Eli Parloo, Multisine - excitation new developments and applications in modal analysis. Proceedings of the international modal analysis conference, SEM, PP 1543-1549, 2001.
- [Kariwala *et al*, 2003] Kariwala. V, Fraser Forbes. J, and Meadows. E.S, Block relative Gain: Properties and Pairing Rules, Journal of Indian Engineering research, 42, 2003.
- [Kristianson and Lennarson, 2002] Kristiansson, B. and Lenartson, B., Robust and Optimal tuning of PI and PID controllers, IEEE Proceeding, Vol. 149. (1), pp. 17-25, 2002.
- [Lanusse *et al*, 1994] Lanusse. P., De la commande CRONE de 1ère génération à la commande CRONE de 3ème génération, PhD Thesis, Université de Bordeaux 1, 1994.
- [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, 2005] 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*, 2008] Lanusse. P, Benlaoukli. H, Nelson-Gruel. D, and Oustaloup. A., Fractional-order control and interval analysis of SISO systems with time-delay state, IET Control Theory and Applications, vol. 2,1, pp.16-23, 2008.
- [Lanusse *et al*, 2011] Lanusse, P. Malti, R. Melchior, Pierre., CRONE Control-System Design Toolbox for the Control Engineering Community, Proceedings of the ASME 2011 International Design Engineering Technical Conference & Computers and Information in Engineering Conference IDETC/CIE, Washington, DC, USA, 2011.
- [Lanusse *et al*, 2012] Lanusse, P. Lopes, M. Feytout, Sabatier, J. Gracia, S., Automatisation de l'optimisation de régulateurs CRONE et Application à la commande d'une éolienne, Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Grenoble, France, 2012.
- [Lanusse *et al*, 2013] 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, 2013.
- [Lanusse *et al*, 2013a] Lanusse, P. Lopes, M. Sabatier, J. and Fetout, 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.
- [Maciejowski, 1989] Maciejowski, J.M., Multivariable feed-back design, addison Wesley, England, 1989.
- [Malti *et al* 2012] Malti, R. Melchior, P. Lanusse, P. Oustaloup A: Object oriented CRONE Toolbox for fractional differential signal processing - Signal, Image and Video Processing, Vol. 6, Issue 3, pp 393-400, 2012.
- [Manabe, 1960] Manabe. S, The Non-integer Integral and its Application to Control Systems. Journal of Institute of Electrical Engineers of Japan, 1960.
- [Mathieu, 1997] B. Mathieu . De la commande CRONE scalaire à la commande CRONE multivariable- Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux 1, 1997.
- [Naslin, 1969] Naslin, P., Essentials of Optimal Control, Boston Technical, Boston, 1969.
- [Nguyen *et al*, 2007] Nguyen. B. Do, Aldo A. Ferri, Olivier A. Bauchau. Efficient simulation of dynamic system with LuGre friction, Journal of Computational and Nonlinear Dynamics, 2007.

- [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, Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux 1, 2009.
- [Osso *et al*, 1998] H. Osso, K.J. Astrom, C. Canudas de wit, M. Gafert, P. Lischinsky, Friction models and friction compensation, 1998..
- [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.
- [Oustalop, 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 linéaire d'ordre fractionnaire, Ad Masson, 1983.
- [Oustaloup, 1991a] Oustaloup. A., La commande CRONE, Edition Hermès, Paris, 1991.
- [Oustaloup *et al*, 1991b] Oustaloup. A, Ballouk. A, and Lanusse. P., Synthesis of a narrow band template based on complex non integer derivation IMAC Symposium "Modeling and control of technological systems", Lille, France, 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, 1995b] Oustaloup, A., La dérivation non entière, théorie, système et application, Edition Hermès, 1995.
- [Oustaloup, 1999] Oustaloup. A, Sabatier, J. and Lanusse. P., From fractal robustness to the CRONE control, Fractional Calculus and Applied Analysis, vol. 2, n°1, 1999.
- [Oustaloup and Mathieu, 1999] Oustaloup, A. et Mathieu, B., La commande CRONE: du scalaire au multivariable, Hermès Science Publications, 1999.
- [Oustaloup *et al*, 2000] 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, 2000.
- [Oustaloup *et al* 2013] Oustaloup. A, Lanusse. P, Sabatier, J. and Melchior, P., CRONE control principles, extensions and applications, Journal of applied Nonlinear Dynamics, Volume 2, Issue 3, pp. 207-223, 2013.
- [Perez *et al* 2008] Perez. F, P. Moulin. A, Del Mastro. A., Vehicle simulation on an engine test bed, SIA 2008.

- [Pommier-Budinger, 2002] V. Pommier-Budinger, Thèse de Doctorat de l'Université de Bordeaux1, 2002.
- [Pommier-Budinger *et al*, 2004] Pommier-Budinger, V., Janat, Y., Lanusse, P., and Oustaloup, A., CRONE control of the elevation of 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 IEEE Industrial Electronics Society (IECON'06), Paris, 2006.
- [Priesner *et al*, 2012] Priesner, R. Westermayer, C. Jakubek, S., Predictive control with active disturbance rejection for elastic drive systems, 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), pp. 196-201, Singapore, 2012.
- [Rosenbrock and Storey, 1970] Rosenbrock, H.H. and Storey, C. Mathematics of dynamical systems, Nelson, London, 1970.
- [Rosenbrock, *et al* 1974] Rosenbrock, H.H., Computer Aided System Design, Academic Press, New York, 1974.
- [Sabatier *et al* 2015] Sabatier, J. Lanusse, P. Melchior, P. Oustaloup, A., Fractional Order Differentiation and Robust Control Design, Springer Netherlands 2015.
- [Sutter, 1997] Sutter, D., La commande CRONE multiscalaire: application à des systèmes mécaniques articulés; Thèse de doctorat, Université de Bordeaux 1, 1997.
- [Toufouti, 2007] Toufouti, R. Meziane, H. Benalla, H., Direct torque control for induction motor using intelligent techniques, Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 2007.
- [Tustin, 1958] Tustin. A, Allonson. J.T, Layton. J.M, Jakeways. R.J., The design of systems for automatic control of position of massive objects, Proceeding of IEEE, 1958.
- [Vidyasagar and Viswanadham, 1982] Vidyasagar, M. et Viswanadham, N., Algebraic design techniques for realizable stabilization, IEEE Trans. on A.C, 27, n°5, 1982.

[Zames, 1966] Zames, G., On the input-output stability of time-varying nonlinear feedback systems; Part I: conditions derived using concepts of loop gain, conicity, and positivity, IEEE Trans, Aut. Control, Vol. 11, pp. 228-238, 1966.