# Rapport de synthèse présenté à

### L'Université des Sciences et Technologie de Lille en vue d'obtenir

## L'Habilitation à Diriger des Recherches

par

### **Pierre-Jean BARRE**

Docteur en Automatique de L'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers

# COMMANDE ET ENTRAINEMENT DES MACHINES-OUTILS A Dynamique Élevee Formalismes et applications

Soutenue le 20 décembre 2004, devant le jury composé de :					
Christian VASSEUR	Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille	Président			
Pierre BORNE	Professeur à l'Ecole Centrale de Lille	Rapporteur			
Daniel BRUN PICARD	Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers - CER d'Aix en Provence	Rapporteur			
Hendrik VAN BRUSSEL	Professor at the Faculty of engineering, Katholieke Universiteit Leuven - Belgium	Rapporteur			
Geneviève DAUPHIN-TANGUY	Professeur à l'Ecole Centrale de Lille	Examinateur			
Jean-Jacques LESAGE	Professeur à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan	Examinateur			
Patrick MARTIN	Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers - CER de Metz	Examinateur			
Jean-Paul HAUTIER	Directeur de la recherche à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers	Directeur de recherche			

Titre :

### COMMANDE ET ENTRAINEMENT DES MACHINES-OUTILS A DYNAMIQUE ÉLEVEE FORMALISMES ET APPLICATIONS

#### Résumé :

Le thème de ce mémoire s'inscrit dans la problématique pluridisciplinaire que pose la commande des systèmes de positionnement à grande dynamique. La recherche de performances toujours plus élevées conduit ces systèmes à la limite de leurs possibilités technologiques et structurelles, invalidant de ce fait l'hypothèse classiquement retenue d'une dynamique d'ensemble assimilable à celle d'un corps rigide. Il s'ensuit que, dans le domaine de la machine-outil à dynamique élevée, la commande du système ne peut plus sous-estimer l'influence des phénomènes vibratoires sur la qualité du suivi de trajectoire. Il faut alors moduler les efforts moteurs afin de réaliser l'adéquation entre les caractéristiques intrinsèques au système et les critères de rapidité et de précision escomptés.

L'objectif des travaux consiste à étudier et à valider les actions potentielles de la commande sur un système soumis à d'importants efforts dynamiques. Plusieurs axes de recherche ont été investigués. Ils s'articulent autour de deux techniques complémentaires : les asservissements et la planification de trajectoire. Dans ce mémoire, nous présentons une démarche de conception de structures de commande utilisant le concept de modèle inverse à partir d'un modèle Graphe Informationnel Causal de processus électromécanique. On aboutit à une forme générale dont les solutions dégradées ou simplifiées correspondent à des solutions connues par ailleurs.

Depuis dix ans, des travaux de recherche ont été menés au sein du laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP – EA 2697) et ont donné lieu à des sujets de thèse, des « transferts de technologie » et des expertises. Lors du contrat quadriennal 2002-2006, le laboratoire a déposé une demande de reconnaissance d'une Equipe de Recherche Technologique en associant alors d'autres partenaires pouvant compléter le champ des compétences nécessaires eu égard aux problématiques à traiter. Le groupe est actuellement composé d'acteurs du L2EP, du Laboratoire d'Automatique, Génie Informatique et Signal (LAGIS – UMR 8146) mais aussi d'un enseignant chercheur du Laboratoire de Mécanique de Lille (LML – UMR 1441). Depuis 2002, cette équipe est reconnue Equipe de Recherche Technologique (ERTint 1022) dont l'initiulé est : Commande et Entraînement de Machines-Outils à DYNamique Elevée (CEMODYNE).

Afin de situer le travail proposé, la première partie du chapitre dédié à la recherche technologique fait un bref récapitulatif de la modélisation des structures mécaniques et des moteurs linéaires. La deuxième partie est consacrée à la formalisation d'une démarche de conception de structures de commande. Quelques applications sont développées et validées sur des prototypes industriels de systèmes mono-axe. La dernière partie présente des travaux sur le suivi de trajectoires simples.

Soutenue le 20 décembre 2004 A l'ENSAM 8, Bd Louis XIV 59046 Lille

A Annick, Pierre-Antoine, Sophie-Caroline et Germain Pour avoir accepté mon manque de disponibilité tout au long de ces années

A mes parents

# Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier le Professeur Jean-Paul HAUTIER, Directeur de la recherche à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers et Directeur du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP), d'avoir été mon directeur de recherche et d'avoir vraiment joué ce rôle par nos discussions scientifiques passionnées et ses encouragements. Sous son impulsion, j'ai eu la chance de mettre en place l'équipe de recherche « Commande et Entraînement de Machine-Outil à DYNamique Elevée » labellisée Equipe de Recherche Technologique ERTint 1022 en 2002. Le développement d'une nouvelle thématique à caractère transdisciplinaire est très enthousiasmant pour un enseignant/chercheur. Bien évidemment, l'aboutissement à des résultats notables est en partie dû à l'aide des membres des autres équipes (et plus particulièrement l'équipe MECOSYEL) mais aussi à ceux de l'équipe commande à l'origine des formalismes de représentation utilisés dans ce mémoire. Qu'ils en soient remerciés.

Je tiens ensuite à exprimer mes plus vifs remerciements aux rapporteurs de ce mémoire, Pierre BORNE -Professeur à l'Ecole Centrale de Lille, Daniel BRUN-PICARD - Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers CER d'Aix en Provence et Hendrik VAN BRUSSEL - Professeur à l'Université Catholique de Leuven (Belgique), qui ont accordé une attention toute particulière à l'examen de mes travaux. Leurs observations furent l'objet de discussions enrichissantes et constructives.

Je remercie Christian VASSEUR, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, d'avoir accepté de présider mon jury.

Je remercie Geneviève DAUPHIN-TANGUY - Professeur à l'Ecole Centrale de Lille, Jean-Jacques LESAGE - Professeur à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan et Patrick MARTIN - Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers CER de Metz, d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Un tel travail n'aurait pas existé sans l'aide des membres de l'Equipe de Recherche Technologique « CEMODYNE ». Mes pensées se tournent plus particulièrement vers Eric DUMETZ mais aussi vers Philippe DEGOBERT, Jean-Yves DIEULOT et Jean-Luc MUNOZ.

Je remercie également tous les étudiants qui ont participé de près ou de loin à la création et au développement de l'équipe. Mon travail normal d'encadrement a très souvent été une source de satisfaction et de plaisir. Je tiens à remercier plus particulièrement Richard, Ghislain, Yanis, Olivier, Maël, Jia, Denis, François, Ahmed, Hamou et Frédéric.

Je n'oublie pas dans mes remerciements tous les personnels de l'ENSAM CER de Lille et plus particulièrement ceux du service EEA, qui ont contribué à la réussite matérielle et scientifique des travaux. Ils ont permis de mettre en place le contexte et la synergie indispensable dans toute Equipe de Recherche Technologique. Merci donc à Bernard, Dominique, Luc, Marc et Rodolphe.

Je remercie enfin Jacques PAGGLIERO, Christian ROMBAUT et Michel VROMAN pour m'avoir incité, encouragé, ..... bref m'avoir motivé à rédiger ce mémoire.

# Avant-propos

Ce mémoire décrit une démarche naturelle et logique cherchant à synthétiser des travaux multiples sur les machines-outils, avec le même objectif : faire en sorte que cela « se passe mieux » grâce à la commande !

Tout d'abord, il faut dire que le choix du thème de recherche ne m'a aucunement été imposé. En effet, depuis que je suis enseignant, j'ai pu établir des liens étroits avec le monde de la machine-outil. En tant qu'utilisateur (enseignant au lycée scientifique et technique Baggio de Lille), le début de mes approches a été la recherche de meilleures performances en apportant des améliorations aux solutions existantes. Ensuite, une formation complémentaire au Brevet de Technicien Supérieur (BTS MO) a été mise en place en partenariat avec le syndicat de la Machine-Outil et de la Mécanique. Ma quête d'informations pour mieux comprendre les phénomènes m'a amené naturellement à rencontrer les acteurs de cette communauté (utilisateurs et concepteurs de machines-outils ainsi que fournisseurs de constituants). C'est Michel BERGEON, ingénieur à la direction technique de la société Schneider Electric NUM SA, qui m'a suggéré le sujet puis Marc LEGRAND, maître de conférences à l'ENSAM CER de Lille, qui m'a convaincu que ce travail pouvait faire l'objet d'une thèse. Le Professeur Jean-Paul HAUTIER a cru en ma thématique et a décidé de me faire confiance. Confiance, aide et accompagnement qu'il m'a toujours prodigués depuis plus de dix ans lorsque j'ai intégré le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille, dans l'une de ses équipes ayant pour thème la Commande des Systèmes Electromécaniques.

Qui n'a pas entendu (ou entendu dire !) que « la commande de chez X va plus vite que la commande de chez Y ». Il est vrai que si le temps est un critère important, le comportement vibratoire, la précision en suivi de trajectoire, l'énergie consommée, …sont des éléments d'appréciation tout aussi fondamentaux.

Une question se pose alors : « quelle est la machine-outil idéale ? » ou « quel est le système usinant de demain ? ». Si tout le monde s'accorde à dire que la machine-outil du futur sera une machine intelligente, avec des fonctionnalités inconnues aujourd'hui, il n'empêche que les caractéristiques techniques fondamentales seront toujours les mêmes. Quels sont les moyens d'action pour les atteindre ? Jouer sur les architectures (parallèles, cartésiennes, ...), sur les éléments de la cinématique (moteur linéaire, système de transformation de mouvement vis/écrou, ...), sur les matériaux des structures ou des composants, sur le système de contrôle/commande, ou sur un « mixte » de tout cela ?

Le thème est intéressant car transdisciplinaire, utilisant des formalismes différents. J'avais espoir, telle Minerve sortant toute armée du front de Jupiter, que l'idée jaillirait de ce fatras et des recherches que je poursuivais.

Les travaux décrits dans ce mémoire s'inscrivent dans un vaste programme relevant de la modélisation et de la commande des systèmes électromécaniques complexes. La démarche retenue est la suivante :

La première partie de ce mémoire est la description synthétique de nos activités de recherche.

D'abord le contexte est présenté. La forte augmentation de productivité demandée aux machines-outils renforce les couplages entre les différents constituants (de l'alimentation à la pièce usinée) de sorte que les études entreprises dans ce cadre sont de nature de plus en plus interdisciplinaire. Pourquoi cette constatation ? Lorsque les machines étaient peu sollicitées, les dynamiques des différentes parties constitutives restaient suffisamment découplées pour être appréhendées séparément. Ce n'est plus le cas aujourd'hui, comme pour beaucoup d'autres systèmes où nous évoquons implicitement un problème d'optimisation. L'objectif est de réaliser des pièces le plus rapidement possible tout en respectant le cahier des charges, voire d'améliorer le processus global. En ce qui nous concerne, les raisons économiques nous ont amenés à rechercher des solutions essentiellement à partir du contrôle du système afin de faire face aux

inéluctables problèmes de précision dynamique. Ainsi, nous sommes face à un véritable problème de recherche technologique puisque la demande socioéconomique est devenue le moteur de nos travaux de recherche en amont ; nous avons alors constitué une équipe autour de la thématique « machines agiles de production ». Cette équipe, fortement soutenue par le milieu professionnel, a été labellisée Equipe de Recherche Technologique par le Ministère de la Recherche en 2002.

Ensuite, nous retrouvons une démarche déterministe, à savoir qu'il n'y a pas de bonnes lois de commande sans bons modèles ; nous avons consacré la suite du mémoire à la problématique de modélisation des structures mécaniques et des actionneurs d'entraînement. Les machines que nous étudions font a priori partie d'une classe de systèmes se prêtant à la démarche de modélisation par la connaissance. Dans cet esprit, nous avons tenté de définir des modèles aux énergies localisées qui, pour l'automaticien, sont plus facilement exploitables. L'étude théorique des lois de commande et des applications sont alors présentées. Il nous est apparu essentiel, plutôt que d'appliquer directement des solutions connues de l'automatique, de déduire, à partir du modèle considéré valide du processus, la structure de lois de commande susceptible de répondre au problème posé. C'est ainsi que nous proposons une démarche et des structures originales, basées sur la physique des objets. Pour favoriser la compréhension et le pragmatisme des solutions ainsi que pour établir le lien entre la physique du processus et les architectures possibles pour sa commande, le formalisme du Graphe Informationnel Causal (GIC) est mis en oeuvre. Une approche concomitante, constituée par les études réalisées à propos de la planification des trajectoires de référence (aspects complémentaires des asservissements), est analysée.

Enfin, pour terminer la partie scientifique, une synthèse de la commande d'une machine deux axes est réalisée. L'encadrement, la liste des publications et des perspectives concluent le travail de recherche.

La deuxième partie est consacrée à la présentation d'une partie des démonstrateurs industriels constituant la plateforme technologique.

Les deux dernières parties tentent d'expliquer comment ce travail de recherche rejaillit sur les activités administratives et pédagogiques.

# Sommaire

I - Une Recherche pour la Recherche Technologique	15
1.1 - Contexte - Problématique	17
1.1.1 – Contexte industriel et économique	17
1.1.1.1 - Brève rétrospective	17
1.1.1.2 - La machine-outil : retour vers le futur	
1.1.1.3 - La grande vitesse dans la machine-outil	
1.1.1.4 – Le grand projet de la profession machine-outil : le GIPMO	19
1.1.2 – Thématique de l'Equipe de Recherche Technologique « CEMODYNE »	19
1.1.3 – Constitution de l'Equipe de Recherche Technologique « CEMODYNE »	20
1.1.4 – Objectifs scientifiques de l'Equipe de Recherche Technologique	
1.1.4.1 – Verrou technologique	22
1.1.4.2 – Objectifs de l'équipe	22
1.1.4.3 – Situation de la thématique par rapport à l'état actuel des connaissances	23
1.1.4.4 – Qui fait quoi sur le sujet ?	23
12 - Modélisation des processus électromécaniques	24
1.2 - Modelisation des processus electromecaniques	2 <b>-</b> 24
1.2.1 – Modelisation des processus en vue de les commander : respect de la causante	
1.2.2 – Modensation des processus inceanques.	20
1.2.2.1 – Demarches de modelisation des processus mecaniques	
1.2.2.2 – Definition de systèmes et modèles génériques de machines-outils	
1 2 3 – Modélisation des moteurs linéaires	
1.2.3 Hodensation des moteurs internes	
1 2 3 2 – Modélisation des moteurs linéaires	46
1 2 3 3 – Apports scientifiques	53
12 Aughter de structúrica de communada d'un com	E 4
1.3 - Analyse de strategies de commande d'un axe	
1.3.1 – Elaboration de structures de commande : concept du modele inverse	
1.3.1.1 - Introduction	
1.3.1.2 – Principe general a inversion	
1.3.1.3 – Principe de l'inversion indirecte	
1.5.1.4 – Couplage des deux principes à inversion : communae à modele de rejere	ince des
eluis	
1.3.1.5 – Commanda à modèle de référence global	
1.3.1.0 – Commanda à modèle de comportament « du processus »	01
1.3.1.8 Commandas utilisant l'invarsion approchée	02
1.3.1.7 – Apports scientifiques	05
1.3.2 - Application: Commande à boucles en cascade	05
1.3.2 – Application . Commande a boucles en caseade	
1.3.2.1 This our control of filtrage dans les commandes industrielles	68
1.3.2.2 – Apports scientifiques	
1 3 3 – Application · Commande par retour d'état	
1.3.3.1 – Introduction	
1.3.3.2 – Commande du robot par retour d'état	
$\mathbf{r}$	

1.3.3.3 – Apports scientifiques	82
1.3.4 – Application : Commande à modèle de comportement	83
1.3.4.1 – Introduction	83
1.3.4.2 – Commande à modèle de comportement appliquée à la commande d'axe	83
1.3.4.3 – Apports scientifiques	88
1.3.5 – Application : Planification de trajectoire	89
1.3.5.1 – Introduction	89
1.3.5.2 – Loi de mouvement à jerk contrôlé	89
1.3.5.3 – Apports scientifiques	98
1.4 - Suivi de trajectoire	100
1.4.1 – Suivi de trajectoires simples : droite, cercle, raccordements	100
1.4.1.1 – Introduction	100
1.4.1.2 – Influence des principaux paramètres de commande à boucles imbriquées	sur le
suivi de trajectoires simples	102
1.4.1.3 – Apports scientifiques	109
1.4.2 – Méthode heuristique de planification de trajectoire à l'aide de la logique floue	110
1.4.2.1 – Introduction : analogie entre la commande d'axe à grande vitesse et le pilot	age de
véhicule automobile	110
1.4.2.2 – Planification de trajectoire et réduction de l'erreur de contour par la com	mande
floue	111
1.4.2.3 – Apports scientifiques	115
1.5 - Encadrements scientifiques	115
1.5.1 – Thèses de doctorat	115
1.5.2 – Membre de jury de thèses de doctorat	117
1.5.3 – Mémoires CNAM	117
1.6.4 – DEA	118
1.5.5 – Projets de fin d'études (en lien avec l'activité de recherche)	118
1.5.6 – Evolution de l'encadrement (en lien avec l'activité de recherche)	119
1.6 - Publications et travaux scientifiques	120
1.6.1 – Ouvrages Universitaires	120
1.6.2 – Revues Internationales et Nationales (avec comité de lecture)	120
1.6.3 – Congrès Internationaux (avec actes)	121
1.6.4 – Expertises scientifiques et industrielles	122
1.6.5 – Congrès Nationaux (avec actes)	123
1.6.6 – Divers – Promotion de l'activité de recherche	124
1.6.7 – Synthèse des publications	124
1.6.8 – Thèse de doctorat	125
1.6.9 – Rapports de contrat	125
1.7 - Bibliographie restreinte	126
1.8 - Conclusion et perspectives sur les activités de recherche	128
1.8.1 – Conclusion sur les travaux réalisés	128
1.8.2 – Positionnement des travaux de l'équipe dans l'environnement national et international.	129
1.8.3 – Perspectives de développement	131
1.8.4 – En dehors de la machine-outil	132
II - Mise en place d'une Plate-Forme Technologique	135

2.1 - Introduction	137
2.2 - Présentation succinte des démonstrateurs	
2.2.1 – Banc mono-axe équipé d'un moteur linéaire Indramat (démonstrateur D)	
2.2.2 – Injecteur linéaire de palettes PCI (démonstrateur@)	139
2.2.3 - Robot cartésien 3 axes PIP 3030 (démonstrateur <sup>3</sup> )	141
2.2.4 – Module de translation T1T2 (démonstrateur@)	142
2.2.5 – Injecteur linéaire Très Grande Vitesse (démonstrateur <sup>®</sup> )	142
2.2.6 – Banc mono-axe équipé d'un moteur linéaire Etel (démonstrateur®)	143
2.2.7 – Robot cartésien 3 axes PIP 4020 S3 (démonstrateur <sup>®</sup> )	143
2.2.8 – Plateau tournant à entraînement direct Etel (démonstrateur®)	144
2.2.9 – Portique 2 axes équipé de moteurs linéaires Etel (démonstrateur®)	144
2.2.10 – Robot 6 axes Stäubli (démonstrateur <sup>®</sup> )	145
III - Activités d'enseignement	
IV - Activités administratives	
4.1 – Délégué régional SERAM	155
4.2 - Relations internationales	155
4.3 - Commission de spécialistes	156
4.4 - Agrégation française de Génie Mécanique	156
4.5 - Conseil scientifique du GIPMO	156
4.6 - Formation continue ENSAM	157
4.7 - Formation continue GRETA de Lille (1981-1997)	157
V - Annexes	
5.1 - Curriculum vitae	161
5.1.1 – Références personnelles	161
5.1.2 – Situation professionnelle actuelle	161
5.1.3 – Activités sportives - Loisirs	161
5.1.4 – Formation	162
5.2 - Séminaire CPGE - Lettre de remerciements	163

# I - UNE RECHERCHE POUR LA RECHERCHE TECHNOLOGIQUE

# 1.1 - CONTEXTE - PROBLEMATIQUE

#### 1.1.1 - Contexte industriel et économique

Tous les secteurs d'activités sont aujourd'hui soumis à une pression économique importante et à la concurrence des pays à main d'œuvre à bas coût. Pour répondre à celle-ci, les sociétés doivent être capables d'innover et d'améliorer le cycle d'élaboration des produits (ou processus) depuis l'idée jusqu'au produit déclaré conforme. Pour illustrer cette idée générale, nous avons choisi l'activité autour des transports et plus particulièrement de l'automobile (un des pôles d'excellence économique de la région Nord/Pas de Calais).

#### 1.1.1.1 - Brève rétrospective ...

Les évolutions récentes de l'automobile ont introduit des restructurations dans les ateliers d'usinage de pièces mécaniques : moteurs, boîtes de vitesse et autres composants mécaniques ont été sérieusement modifiés. Sur les moteurs, c'est d'abord l'apparition des multisoupapes (3 ou 4 par cylindre) puis l'injection directe de l'essence ou du gazole qui ont profondément touché l'usinage des culasses. Aux demandes toujours accrues de performances se sont ajoutées les contraintes liées à la pollution dont les exigences sont toujours de plus en plus sévères.

Tout cela a eu et continue d'avoir un impact sur les moyens de production. Au lendemain de la deuxième guerre mondiale, à l'apparition de la fabrication en très grande série des véhicules automobiles, les moyens d'usinage des constructeurs automobile ont été constitués de lignes transfert. Chaque poste de la ligne était spécialisé pour faire une opération élémentaire toujours identique et toujours au même endroit sur la pièce : perçage, lamage ou taraudage, etc. De tels moyens permettent encore aujourd'hui d'usiner jusqu'à 3000 culasses par jour avec une très bonne performance économique. Des modifications légères (augmentation du diamètre d'un trou, changement d'un entre-axe, ....) ont des répercutions profondes sur la ligne d'usinage et peuvent entraîner une intervention qui conduit à un arrêt de plusieurs jours voire quelquefois de beaucoup plus.

L'évolution rapide des culasses, puis des autres composants mécaniques des moteurs et boîtes de vitesse ont conduit plusieurs constructeurs automobiles à rechercher d'autres moyens pour usiner. Les centres d'usinage équipés de robots de manutention étaient une solution suffisamment flexible pour répondre à ce besoin et tenir compte de l'évolution permanente des gammes d'usinage. Mais pour produire les quantités voulues et tenir les cadences il a fallu faire évoluer ces machines afin qu'elles puissent usiner à très grande vitesse tout en minimisant les temps non productifs. Ainsi sont apparues des machines dotées d'électrobroches pouvant tourner avec des puissances acceptables (supérieure à 20 kW) de quelques centaines de tr/min jusqu'à 24000 tr/min. Ensuite, ces mêmes machines ont été dotées d'axes principaux ayant des possibilités d'accélération et de décélération pouvant dépasser 10 m/s<sup>2</sup>. Leurs vitesses se sont aussi accrues 60 m/min, voire pour certaines machines plus de 80 m/min. Ces centres d'usinage, adaptés à la production de très grande série, ont été appelés "**machines agiles**" par l'industrie automobile en raison de leurs capacités dynamiques exceptionnelles.

L'organisation des ateliers d'usinage a été revue compte tenu de l'apparition de ces machines. Là où les besoins de flexibilité sont encore faibles, bloc moteur par exemple, les solutions traditionnelles demeurent, seules quelques machines agiles sont insérées dans les lignes transfert d'usinage existantes. Mais pour des pièces telles que les culasses, ce sont de nouveaux ateliers qui ont vu le jour. La gamme d'usinage a été découpée en plusieurs opérations regroupant plusieurs usinages élémentaires qui sont exécutés par des machines agiles placées en parallèle. Chaque atelier de culasses est constitué de 30 à 50 machines et permet l'usinage de 500 culasses par équipe.

#### 1.1.1.2 - La machine-outil : retour vers le futur

De ce fait, depuis la fin des années 90, la machine-outil a connu une prodigieuse accélération due à l'évolution technologique. D'après le magazine « Machine Automation », cette évolution, liée aux besoins de l'industrie automobile, se poursuit encore aujourd'hui. La profession estime qu'au cours des cinq dernières années, le nombre de fonctions et le contenu qualificatif des biens d'équipement ont augmenté de 50%, tandis que dans le même temps, le prix du marché pour ce même type de produit diminuait de 50%.

Le souci de l'industrie automobile est de trouver des solutions d'une grande flexibilité, conçues pour réduire les temps de production. La réponse actuelle à ces besoins porte sur des machines agiles, teintées des quelques principes de simplicité et d'économie qui caractérisent l'école « lean » que l'on peut traduire par « maigre » ou « essentiel » et désignant des solutions taillées à la mesure du problème. De plus, les machines d'aujourd'hui bénéficient de structures allégées, de nouveaux composants en électronique de puissance et en motorisation qui leur permettent d'atteindre des performances jusqu'alors inaccessibles (5  $\mu$ m à V=6 m/min et  $\gamma$ >10 m/s<sup>2</sup>). La complexité de ces machines augmente : architecture multi-axes, intégration de plusieurs fonctions, résistance, légèreté, tenue dans le temps, .... Durant la phase de création, de multiples questions se posent au concepteur :

- Quelle stratégie de conception ? Tout mécanique, tout électrique, un mixte, .... ;
- Quel matériau ? Quelle cinématique privilégier ? Quelle architecture ?
- Quel actionneur ? Moteur linéaire, moteur tournant, .... ;
- Quelle commande ? Automate programmable, PC, carte temps réel, .....;
- Quelle stratégie de simulation ? Maillage éléments finis, modèle simple à constantes localisées, ....;
- Comment valider l'idée rapidement et à moindre coût ?

#### • .....

Toutes ces questions doivent trouver des réponses rapidement mais pour cela elles nécessitent de multiples compétences dans beaucoup de domaines.

#### 1.1.1.3 - La grande vitesse dans la machine-outil

Cette appellation vise encore actuellement toutes les machines présentant des performances dynamiques élevées. Mais il convient aujourd'hui d'établir des distinctions entre vitesse élevée de rotation de broche, vitesse élevée de déplacement des axes et accélération élevée. Or, dans la pratique, c'est le type d'usinage à réaliser qui déterminera la combinaison la plus appropriée entre ces paramètres. Concernant les broches, les vitesses de rotation atteignent plus de 80 000 tr/min, mais il n'existe pas d'outils capables d'usiner des métaux à de telles vitesses. Le paramètre à privilégier, celui qui permet de diminuer réellement le temps d'usinage, est la vitesse d'avance : plus vite on avance, plus vite on atteint la fin de la passe. Dans les applications pour les moulistes, ce qui est essentiel, c'est la possibilité de contrôler avec précision la trajectoire de l'outil dans l'espace, à la vitesse désirée. L'état de l'art permet aujourd'hui d'atteindre des vitesses de balayage de l'ordre de 30 m/min, voire plus. Mais pour atteindre de telles performances, l'intégration de la commande numérique, qui fournit les capacités de calcul nécessaires à la machine, doit être particulièrement soignée, tout en optimisant les caractéristiques dynamiques de l'équipement.

Cette optimisation est encore plus sensible pour les unités de perçage et de fraisage installées dans les lignes d'usinage de l'industrie automobile, pour lesquelles l'accélération des axes constitue le paramètre critique. En effet, ces machines ayant des courses limitées, il faut atteindre une vitesse de déplacement élevée à l'intérieur de la course moyenne de travail.

Dans le cas de l'Usinage à Grande Vitesse, la vitesse de coupe peut être alors très élevée et nécessite des machines-outils performantes. Il est évident que le gain réalisé sur la coupe ne doit pas se faire au détriment de la précision de l'usinage. L'usinage de forme complexe (cas de l'usinage d'outillage), pose des problèmes de précision car les régimes de fonctionnement des différents axes utilisés sont le plus souvent transitoires.

Pour diminuer l'erreur de poursuite, il faut augmenter la dynamique de chacun des axes, ainsi il faut diminuer les masses embarquées et augmenter la rigidité de l'ensemble.

#### 1.1.1.4 - Le grand projet de la profession machine-outil : le GIPMO

Les objectifs fixés par le grand projet innovant sur les machines liées au travail à grande vitesse (GIPMO) étaient de concevoir, modéliser, simuler le comportement dynamique de tout ou partie de la machine, réaliser et tester les machines capables de mettre en œuvre les procédés de travail à grande vitesse en usine de production. Né en 1996, sur l'initiative du syndicat professionnel de la machine-outil (syndicat de la machine-outil, du soudage, de l'assemblage et de la robotique associée : SYMAP), le **GIPMO** était un programme multipartenaire dont l'objectif était de développer un savoir-faire dans le domaine de la conception de machines à grande vitesse. Il regroupait quinze industriels, accompagnés d'un Comité Scientifique de huit universités et écoles d'ingénieurs (dont notre laboratoire), assistés du CETIM, de l'Association pour le travail à grande vitesse et du SYMAP.

Soutenu par le ministère de l'industrie, ce réseau de compétences scientifiques unique a mené des actions ciblées et bilatérales recherche/industrie : recherches de compétences, de méthodes et d'outils, audits, veille technologique et diffusion d'informations. A la clôture, on a pu constater de réelles avancées parmi lesquelles :

- une meilleure maîtrise de la translation grâce aux moteurs linéaires ;
- des innovations en transitique de machines ;
- des outils de simulation performants et testés.

Ce projet a démontré la capacité de cette profession à réussir un virage technologique important, voire essentiel pour son avenir. Des logiciels de simulation ainsi que plusieurs démonstrateurs ont été mis au point. Un rapport a été établi pour chacun des thèmes et une synthèse des travaux réalisés durant de ce projet, a été adressée au ministère de l'industrie. La journée de clôture s'est déroulée le 28 septembre 2000 à la maison de la mécanique (Paris) en présence des représentants du ministère, des industriels et universitaires animateurs de ce projet.

Le comité scientifique a organisé au CETIM, en mars 2000, les premières Assises pour le Travail à Grande Vitesse, les secondes en mars 2002 au centre ENSAM de Lille et enfin les troisièmes, en mars 2004, à l'Institut Français de Mécanique Avancée. Force est de constater que l'intérêt sur le sujet est réel (le nombre de participants est passé de 90 à 170 pour les dernières assises) et qu'aujourd'hui il subsiste toujours des problèmes non résolus.

#### 1.1.2 - Thématique de l'Equipe de Recherche Technologique « CEMODYNE »

La thématique de notre équipe concerne la problématique générale que posent les systèmes de nouvelle génération utilisés pour le positionnement à grande cadence. Parmi ces systèmes, on y retrouve d'une part tous les dispositifs de transitique et, d'autre part, les machines-outils qui traversent actuellement une période d'innovation exceptionnelle tant sur le plan conceptuel que technologique. L'objectif est évidemment dans la réduction des temps de production qui passe nécessairement par la <u>diminution des inerties</u> de toute nature et par <u>l'augmentation des sollicitations</u> en terme d'efforts globalement imposés aux structures. Ainsi, apparaît le paradoxe à l'origine de la problématique. En effet, ces dispositions conjointes conduisent à un comportement dynamique des machines concernées qui ne peut plus être « oublié » ; la réduction des masses fait prévaloir le caractère élastique des liaisons, amenant ainsi une situation de modes oscillatoires dans la bande des fréquences d'utilisation de ces systèmes. La vélocité et la précision dynamique s'en trouvent considérablement affectées, ce qui va à l'encontre des objectifs visés.

Dans ces conditions, la conception d'une machine-outil moderne doit intégrer toutes les technologies nécessaires à sa réalisation ; le présent thème, axé essentiellement sur le positionnement, concerne la commande d'une part, l'alimentation des actionneurs d'autre part.

L'idée de cette thématique est venue suite à la clôture du Grand Projet Innovant de la profession Machine-Outil (GIPMO) dont le but était l'exploration du domaine des machines et des systèmes de manutention à hautes performances, notamment la maîtrise de la conception, les solutions technologiques de composants, la sûreté de fonctionnement, etc. La diminution des masses ayant amené des souplesses diversement réparties dans les structures, des constructeurs ont travaillé et continuent à travailler sur l'architecture mais également sur la nature des matériaux utilisés afin de retrouver une rigidité optimale suivant les axes de déplacement. En concomitance, notre équipe de recherche constituée d'enseignants/chercheurs de plusieurs laboratoires, le Centre Technique des Industries Mécaniques (CETIM), des industriels représentant toutes les catégories du monde de la machine-outil décident d'unir leurs compétences et leurs moyens ; l'objectif étant de définir les stratégies de contrôle-commande les plus adaptées à la compensation des effets induits par les modes vibratoires incontournables et répartis dans de telles structures « allégées ».

#### 1.1.3 - Constitution de l'Equipe de Recherche Technologique « CEMODYNE »

Depuis dix ans, des travaux de recherche ont été menés au sein du laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP – EA 2697) et ont donné lieu à des sujets de thèse, des « transferts de technologie » et des expertises. Lors du contrat quadriennal 2002-2006, le laboratoire a déposé une demande de reconnaissance d'une Equipe de Recherche Technologique en associant alors d'autres partenaires pouvant compléter le champ des compétences nécessaires eu égard aux problématiques à traiter. Le groupe est actuellement composé d'acteurs du L2EP, du Laboratoire d'Automatique, Génie Informatique et Signal (LAGIS – UMR 8146) mais aussi d'un enseignant chercheur du Laboratoire de Mécanique de Lille (LML – UMR 1441) spécialiste de dynamique de structure (Tableau 1). Depuis 2002, cette équipe est reconnue Equipe de Recherche Technologique (ERTint 1022) dont l'intitulé est : Commande et Entraînement de Machines-Outils à DYNamique Elevée (CEMODYNE). Elle est adossée au L2EP.



Figure 1 : Structure de l'Equipe de Recherche Technologique « CEMODYNE » (ERTint 1022)

De façon informelle, et uniquement dans le souci de faire avancer « les choses », des partenaires industriels participent à notre groupe de travail sous la forme de bourses CIFRE, de projets de fin d'études, de stages, de réunions, .... Ils représentent toutes les catégories du monde de la machine-outil : les utilisateurs, les constructeurs, les constructeurs de constituants et les représentants de la profession. La

stratégie de levée de ce verrou est essentiellement dans le rassemblement des compétences de chaque partenaire.

Le L2EP a développé des formalismes de modélisation des systèmes électriques et électromécaniques ; ces formalismes ont pour hypothèse majeure la localisation des énergies, mais permettent d'établir de manière déductive des structures de commande en mettant en exergue les variables concernées puis les types d'opérateurs nécessaires. L'autre apport se situe naturellement dans la connaissance des ensembles convertisseurs électroniques de puissance - machines électriques tant sur le plan conceptuel que modélisation et commande.

Le LAGIS apporte ses compétences sur les stratégies de commande, notamment la commande floue, la commande prédictive et la planification de trajectoires, adaptées aux dispositifs non linéaires avec ou sans retard.

Le LML est spécialisé dans l'analyse du comportement dynamique des structures mécaniques ; cet atout est important en ce qui concerne la validation des modèles de comportement à énergies localisées (type masse – ressort - frottement) représentant le fonctionnement dynamique d'une machine de production.

Nom	Prénom	Corps Grade	Section CNU	Quotité		Laboratoire
BARRE*	Pierre-Jean	MCF	61	100%	Ex PRAG Génie Mécanique	L2EP
BORNE	Pierre	PRCE	61	10%		LAGIS
CHARLEY	Jacques	MCF	60	50%	HDR	LML
DEGOBERT	Philippe	MCF	63	30%		L2EP
DIEULOT	Jean-Yves	MCF	61	50%		LAGIS
HAUTIER	Jean-Paul	PR1	63	10%		L2EP

(\*) responsable de l'Equipe de Recherche Technologique

Nom	Prénom	Statut	Quotité		Laboratoire
DUMETZ	Eric	PRAG	100%	Docteur en Automatique	L2EP

Nom	Prénom	Corps Grade	Quotité	Ecole
LORIOL	Dominique	Ingénieur d'études	50%	ENSAM
LOUTY	Maël	Ingénieur d'études	100%	SERAM
SUFFYS	Marc	Adjoint Technique	20%	ENSAM

Nom	Prénom	Spécialité de thèse	Date soutenance	Bourse
BEAREE	Richard	Automatique	Sept. 2005	CIFRE
REMY	Ghislain	Génie Electrique	Déc. 2006	AC bis
RUELLE	Olivier	Automatique	Déc. 2007	CIFRE
COLAS	Frédéric	Automatique	Déc. 2007	CIFRE

#### Tableau 1 : Liste nominative des personnels constituant l'ERT 1022

Les partenaires industriels amènent évidemment leurs connaissances au niveau des besoins, du contexte technique (que peut-on faire ? Jusqu'où peut-on aller sans créer de réels blocages de mise en application ? ...), et de l'industrialisation des solutions proposées. Les expériences vécues sont un atout précieux qui, à

l'image d'une bibliographie soignée, permettent d'éviter l'égarement, de parcourir des sentiers battus inutiles, de poser clairement le problème, de fixer les limitations.

#### 1.1.4 - Objectifs scientifiques de l'Equipe de Recherche Technologique

#### 1.1.4.1 - Verrou technologique

Le verrou technologique d'un dispositif de positionnement rapide, en l'occurrence d'un axe de machineoutil à grande vitesse, est la limitation naturelle, en termes de performances dynamiques, induite par le paradoxe suivant :

- la diminution des coûts d'investissement, alliée à une exigence de cadence (diminution des coûts de production), exige une diminution des puissances, un allègement des structures mécaniques, une simplification des chaînes cinématiques ;
- ces nouvelles dispositions induisent d'une part des diminutions sensibles de la rigidité des transmissions d'effort, donc l'apparition de modes vibratoires indésirables et, d'autre part, une sensibilité accrue aux perturbations exogènes dynamiques par manque de réserve cinétique.

Il en découle, pour la pièce manipulée, une perte sensible de précision de son positionnement dynamique, ce qui, de toute évidence, devient préjudiciable eu égard aux objectifs de qualité de finition et de réduction globale des coûts. Ce verrou se place manifestement au cœur de la conception intégrée, notamment sur la partie électromécanique et son contrôle ; sa levée est d'autant plus contraignante qu'il s'agit souvent d'une situation de couplages forts, induits par le positionnement spatial rapide. Il existe des savoirs scientifiques en matière de stratégies d'asservissements, mais il convient de les faire évoluer en prenant en compte le contexte particulier qui se décline comme suit :

- les modes vibratoires sont non stationnaires en raison des variations de masses ramenées au point de génération d'efforts moteurs ; de plus interviennent des non linéarités telles que jeux et frottements secs, même si la technologie met aujourd'hui à disposition des constructeurs des éléments de transmission de grande qualité ;
- aux couplages inter-axiaux s'ajoutent inexorablement des couplages entre parties mécaniques et parties électriques, souvent occultés à tort, mais qui contribuent à l'imprécision du positionnement dynamique s'ils ne sont pas pris en compte ;
- la fabrication d'une pièce par fraisage multiaxial est exprimée en trajectoires géométriques qu'il convient de transformer en trajectoires temporelles adaptées à l'outil de fabrication ; les solutions actuelles prennent implicitement en compte le caractère filtrant des chaînes cinématiques. Elles ne sont donc plus adaptées à des machines bande passante élargie.

### 1.1.4.2 - Objectifs de l'équipe

Les objectifs de notre équipe sont de lever le verrou exprimé en termes d'imprécision du positionnement multiaxial ; l'idée directrice vise d'une part à élaborer des stratégies de commande et de lois de mouvement (consignes) adéquates et, d'autre part, à « repenser » les alimentations des actionneurs, l'ensemble visant à une recopie fidèle des trajectoires souhaitées, réputées réalisables.



Figure 2 : Limites des domaines d'investigation de l'Equipe « CEMODYNE »

#### 1.1.4.3 - Situation de la thématique par rapport à l'état actuel des connaissances

Les machines d'aujourd'hui bénéficient de nouveaux composants qui leur permettent d'atteindre des performances jusqu'alors inaccessibles. Les **moteurs linéaires**, qui équipent un grand nombre de machines agiles, sont l'exemple typique de ces nouveaux composants. Leurs avantages commencent maintenant à être universellement reconnus : grande vitesse de déplacement, accélération très élevée car leur inertie est faible, haute fiabilité car ils simplifient les chaînes cinématiques, encombrement réduit permettant de construire des machines compactes ...

Pour augmenter encore la vitesse et l'accélération, il faut **diminuer les masses embarquées** (ou inerties) et se tourner vers d'autres types de structures. Les structures parallèles, où des bras déplacent la tête d'usinage dans l'espace, semblent une approche prometteuse. Ce concept aborde le défi permanent que constitue la recherche de la meilleure productivité.

Quelles que soient les solutions, il apparaît toujours la même problématique induite par le simple fait que toute pièce mécanique mise en œuvre dans la transmission d'effort ne se caractérise pas seulement en masse, mais également en raideur et amortissement. Dans ces conditions, seule **une modulation adaptée des efforts moteurs permettent une trajectoire précise de l'objet positionné**.

L'enjeu est donc à ce niveau ; il faut définir des lois de commande robuste, mais également planifier les trajectoires temporelles en adéquation avec les trajectoires géométriques, prendre en compte les couplages, veiller aux performances des alimentations des actionneurs. C'est cette agrégation qu'il convient de réaliser de manière générique, mais il est indéniable qu'il pourra subsister des problématiques d'environnement, notamment l'influence des bruits si des précautions de compatibilité électromagnétique ne sont pas prises.

#### 1.1.4.4 - Qui fait quoi sur le sujet ?

La thématique de notre équipe est très transverse (Automatique, Mécanique, Génie Electrique, ....). Aussi, les articles ayant trait de près ou de loin au sujet sont très nombreux. Dans le cadre de ce mémoire, je ne citerai que les laboratoires ayant publié des idées novatrices ou en réel lien avec les recherches de notre équipe.

#### □ ALLEMAGNE

<u>Centre de recherche</u> : Institut für Produktionsmanagement, Technologie und Werkzeugmaschinen -Darmstadt

Site : http://www.ptw.maschinenbau.tu-darmstadt.de/

<u>Domaines d'intérêt</u> : tous les domaines liés à la production (management, processus de coupe sur machines-outils, contrôle/commande, .....).

#### **D** BELGIQUE

<u>Centre de recherche</u> : KU Leuven Department of Mechanical Engineering Division PMA <u>Site</u> : <u>http://www.mech.kuleuven.ac.be/pma</u>

Domaines d'intérêt : Commande de machines-outils et manipulateurs à dynamiques élevées.

#### **CANADA**

<u>Centre de recherche</u> : Manufacturing automation laboratory of mechanical engineering university of british Columbia.

Site : http://www.mech.ubc.ca/

<u>Domaines d'intérêt</u> : Processus de coupe, processus mécanique, commande, compensation de frottement, génération de trajectoire polynomiale.

#### **G** FRANCE

<u>Centre de recherche</u> : Laboratoire des sciences de l'information et des systèmes (LSIS – UMR CNRS 6168) et plus particulièrement l'équipe **IMS** : Ingénierie, Mécanique, Systèmes animée par le Professeur Daniel BRUN-PICARD au centre ENSAM d'Aix-en-Provence.

Site : http://www.lsis.org

<u>Domaines d'intérêt</u> : Le Laboratoire a pour vocation le développement de recherches fondamentales et théoriques en Informatique et Automatique, en particulier dans la Conception et l'Analyse des Systèmes Artificiels.

<u>Centre de recherche</u> : Institut de Recherche en Communications et Cybernétique de Nantes (IRCCyN - UMR CNRS 6597)

<u>Site</u> : <u>http://www.irccyn.ec-nantes.fr</u>

<u>Domaines d'intérêt</u> : Activités de recherche relatives à l'étude des mécanismes de communication et de contrôle dans les machines, les systèmes organisationnels et les êtres vivants (cybernétique).

#### **JAPON**

Centre de recherche : Departement of precision engineering Kyoto

Site : http://precnt.prec.kyoto-u.ac.jp/~kakinolab/kakinoken.html

<u>Domaines d'intérêt</u> : Commande de processus, méthodes de réglages, compensation des frottements, commande de structures parallèles.

#### □ USA

Centre de recherche : School of mechanical engineering, Purdue university, Indiana.

<u>Site</u> : <u>http://tools.ecn.purdue.edu/ME</u>

<u>Domaines d'intérêt</u> : Nombreuses publications sur la commande adaptative robuste (ARC) notamment pour les machines équipées de moteurs linéaires.

Centre de recherche : University of Michigan, department of mechanical engineering.

Site : http://me.engin.umich.edu/

Domaines d'intérêt : machine outil re-configurables, analyse de structure.

## 1.2 - MODELISATION DES PROCESSUS ELECTROMECANIQUES

#### 1.2.1 – Modélisation des processus en vue de les commander : respect de la causalité

Le thème de ce mémoire concerne la problématique que pose la conception de stratégies de commande des systèmes électromécaniques de nouvelle génération utilisés pour le positionnement à grande cadence. L'objectif général est évidemment dans la réduction des temps de production qui passe nécessairement par la diminution des inerties de toute nature et par l'augmentation des sollicitations en terme d'efforts globalement imposés aux structures. Ces dispositions conjointes conduisent à un comportement dynamique des machines concernées qui ne peut plus être « oublié » ; la réduction des masses fait prévaloir le caractère élastique des

liaisons, amenant ainsi une situation de modes oscillatoires dans la bande des fréquences d'utilisation de ces systèmes. La vélocité et la précision dynamique s'en trouvent alors considérablement affectées ; ce qui va à l'encontre des objectifs visés. Pour un système électromécanique, une difficulté supplémentaire provient de la possibilité ou non de mesurer l'ensemble des déformations au niveau du point à contrôler lui-même. Dans ces conditions, on est amené à établir, pour la partie souple, une nouvelle séparation, selon la position la plus proche de celle du point effectif à contrôler et où la mesure est possible.

Ces remarques montrent que les lois de commande doivent être conçues en prenant en compte le caractère spécifique des axes considérés. Notamment, la partie souple est un élément de complication sensible du contrôle et des procédures adaptées sur la modulation d'effort sont à définir pour un positionnement correct. Le nombre de problèmes couplés est important et, face à un tel contexte pluridisciplinaire, formalismes et méthodes sont incontournables pour établir une maîtrise générique de ce type de systèmes.

Dans ce mémoire, plusieurs stratégies de commande des processus électromécaniques seront analysées mais, la majorité sera déduite d'une méthode systématique d'élaboration à partir d'un modèle utilisant le concept d'énergies localisées. Le Graphe Informationnel Causal (GIC) est utilisé comme outil graphique de modélisation. Des principes d'élaboration de la commande, utilisant des concepts d'inversion, sont proposés. Les limites d'utilisation de ces techniques sont évoquées en fonction de critères tels que : les performances en poursuite et en régulation, l'influence des bruits de mesure, les limites énergétiques, les performances en suivi de trajectoire (cas du multiaxes), la réalité technologique, .... On montre que certaines solutions, classiques ou particulières, sont retrouvées formellement. L'intérêt est de montrer l'aspect déductif systématique de la démarche, visant à une recopie fidèle des trajectoires souhaitées. La démarche revient à « rigidifier » la transmission entre la consigne, réputée réalisable, et la position réelle. De plus, une meilleure compréhension de la commande, élaborée à partir d'un modèle de connaissance respectant la causalité naturelle du processus, permet d'éviter les pièges d'investigations hâtives ainsi que des méthodes de réglage de type « essais-erreurs » souvent longues, coûteuses et surtout mal maîtrisées.

Quelle démarche suivre face à un processus auquel on souhaite imposer un comportement donné? Imposer le comportement signifie souvent contrôler la trajectoire d'une ou plusieurs composantes caractéristiques de la puissance transférée, par exemple un courant, une vitesse en agissant sur les composantes duales (tension, effort). Pour asseoir notre propos, considérons l'exemple significatif du déplacement d'un chariot entraîné par un actionneur électrique (Figure 3). Le chariot se déplace d'une origine à un point donné lorsque l'actionneur est alimenté. On constate que :

- le chariot se déplace parce que l'arbre du moteur tourne ;
- l'arbre tourne parce que le moteur est alimenté par une source électrique.



Figure 3 : « La cause précède l'effet ! »

Cette première observation induit l'orientation de la transformation énergétique et il apparaît que la grandeur de commande u de l'actionneur, caractérisée, par exemple, en amplitude et en durée, est porteuse d'une information à l'égard de la position du chariot. Ce discours illustre l'analyse ainsi établie qui peut être

représentée par le Graphe Informationnel Causal de la Figure 4 ; ce dernier exprime que la position x est la grandeur de sortie influencée par la grandeur d'entrée influente u.



Figure 4 : Graphe Informationnel Causal (GIC)

A ce niveau, il n'apparaît aucune quantification sur le transfert entre entrées et sorties. La considération est donc purement qualitative, mais les lois de la physique, alors acquises, constituent une base de connaissances qui permet d'affiner la représentation. En effet, le chariot peut atteindre la position finale parce sa vitesse n'est pas nulle et cela, grâce à l'effort auquel il est soumis. Cette assertion enrichit la représentation en faisant clairement apparaître le détail du transfert d'information depuis la grandeur u jusqu'à la position x (Figure 5). Cette décomposition montre clairement que l'évolution de la position est un effet de la vitesse v qui est elle-même un effet de l'effort f sur le chariot.



Figure 5 : Séparation du « traitement » mécanique

Une démarche similaire peut être appliquée à l'actionneur dès lors où sa technologie est connue. Si les composants appartiennent à une classe de systèmes pour laquelle il est possible de localiser des objets représentatifs des transformations énergétiques internes, on détermine une modélisation structurelle basée sur la connaissance des phénomènes physiques. L'un des intérêts majeurs de la démarche est l'interprétation de comportement puisque, par principe, l'énergie se transfère, s'accumule ou se dissipe : par exemple, un couplage par friction s'interprète comme un frottement visqueux non linéaire. Dès lors, l'analyse du coupleur se mène dans cet esprit.

Il est indéniable que cette approche s'apparente à celle des graphes de liens tels que les Bond Graphs [1] [2] [3] [4], mais s'en distingue dans la démarche d'analyse qui ne s'appuie que sur la causalité intégrale. C'est davantage un outil structurant la construction d'un modèle d'état, mais visant à maintenir, pour un système donné, une architecture de modèle aussi proche que possible de celle ressentie dans l'observation. Bien évidemment, la modélisation obtenue subira les conséquences des hypothèses explicites (linéarités, stationnarités) et implicites posées lors de l'interprétation physique des objets constitutifs, de la méconnaissance, des oublis. Enfin, l'objectif fondamental de l'outil est de proposer, par voie graphique et grâce à des principes simples, une structuration de la loi de commande prenant en compte la physique du processus à commander.

Notre propos n'est pas de faire l'étude systématique des techniques de modélisation globale, mais de les replacer dans le cadre des processus électriques, mécaniques et électromécaniques. Dans ces conditions, on détermine une modélisation structurelle basée sur la connaissance des phénomènes physiques.

Ainsi, dans notre exemple de départ, il est clair que le rotor du moteur tourne à la vitesse  $\Omega$  parce qu'il est soumis à un couple c: cette formulation induit un découpage du traitement informationnel. La décomposition met en évidence, d'une part que le couple c est un effet de la tension appliquée à l'actionneur supposé de technologie à courant continu et, d'autre part, que l'effort f provient du dispositif de transformation de mouvement comprenant le réducteur à poulies et le système vis-écrou ; ainsi, le taux de connaissance accroît bien la finesse de la modélisation.

Puisqu'il s'agit d'une technologie à courant continu, une nouvelle itération dans la démarche d'analyse par la connaissance amène à prendre en considération le travail des forces d'Ampère : le couple électromagnétique résulte de l'interaction entre le flux  $\phi_f$  d'inducteur (considéré ici créé par des aimants permanents) et le courant *i* circulant dans l'induit. Le graphe informationnel s'enrichit de nouveau (Figure 6).



Figure 6 : Enrichissement du graphe informationnel

On isole donc progressivement ce que nous appelons des *processeurs* de transformation dont l'effet est bien un traitement de l'information transitant de leur(s) entrée(s) vers leur sortie. Il est incontestable que l'expertise joue un rôle considérable dans cette phase d'analyse et de compréhension des phénomènes. Ainsi, en observant la constitution physique de la machine, il apparaît que les conducteurs électriques de l'induit tournant sont balayés par le flux fixe de l'inducteur. Selon la loi de Faraday, ces conducteurs sont alors le siège d'une force électromotrice (f.e.m.) proportionnelle à la vitesse de balayage et au flux de l'inducteur ; selon la loi de Lenz, cette f.e.m. *e* s'oppose à la cause qui lui donne naissance et, comme la cause de la rotation est initialement la tension appliquée à l'induit, la loi des mailles impose donc que le courant *i* soit également une fonction de la vitesse  $\Omega$  et du flux  $\phi_f$ . La Figure 7 décrit l'affinement obtenu à partir du graphe précédent : il apparaît clairement une fonction de couplage électromécanique caractérisée par la valeur du flux de l'inducteur.

Une réflexion sommaire sur le dispositif balais-collecteur amène à penser que la position du rotor influe sur la f.e.m. et le couple. En effet, la rotation dans le champ inducteur immobile amène la création de f.e.m. alternatives dans les voies d'enroulement de l'induit d'une part ; cette même rotation ne peut avoir lieu uniformément que si le couple conserve le même signe avec la position angulaire d'autre part. Avec un peu plus de réflexion, on montrerait que le collecteur joue le même rôle qu'un redresseur, ce qui justifie la dénomination d'autopilotage fréquemment rencontrée pour cette fonction.



Figure 7 : Apparition du couplage électromécanique

#### Les relations de transformation :

Les processeurs sont des éléments graphiques distincts, attachés à un objet ou à un groupe d'objets localisés au sein du processus étudié. Comme nous avons pu l'observer ci-dessus, ils constituent le support d'une relation de transformation entre une ou plusieurs grandeurs influentes et une grandeur influencée. Cette relation est induite par le principe de la causalité naturelle régissant le fonctionnement énergétique de tout objet ou groupe d'objets. Pratiquement, la sortie du processeur ne dépend donc que des valeurs présentes et passées de ses entrées. Une telle formulation revient à exprimer la causalité sous forme intégrale et il existe en électricité et en mécanique des exemples significatifs :

- le flux dans une bobine idéale est la fonction intégrale de la tension appliquée ; par analogie le moment cinétique d'une masse indéformable est la fonction intégrale des efforts appliqués ;
- la quantité d'électricité dans un condensateur idéal est l'intégrale du courant qui le traverse ; par analogie, la position des extrémités d'un ressort sans masse est l'intégrale de l'écart des vitesses aux extrémités (loi de Hooke).

Dans le cas général, l'expression des relations de transformation au moyen des équations d'état est le meilleur garant contre le contresens physique. Toutefois, pour simplifier la présentation, nous ne retiendrons que deux définitions complémentaires à la causalité intégrale :

• Si un objet accumule de l'information, la causalité est *interne* : la sortie est nécessairement une fonction de l'état énergétique. La relation alors orientée est dite *causale*. Le temps et l'état initial sont des entrées implicites.

• Si un objet n'accumule pas d'information, la causalité est *externe* : la sortie est fonction instantanée de l'entrée. La relation qui n'est pas orientée est alors dite *rigide*.

La Figure 8 donne le symbolisme retenu pour différencier les deux natures de processeurs. Un grand nombre de processus électromécaniques peuvent s'envisager sous la forme d'assemblage d'objets localisés et identifiés : les sources, les éléments passifs accumulateurs d'énergie, les éléments dissipateurs (résistance et frottements), les éléments de couplage divers (convertisseur électromécanique, transformateur, réducteur,...).



Figure 8 : Symbolisme des GIC : (a) relation causale – (b) relation rigide

#### 1.2.2 - Modélisation des processus mécaniques

Dans une démarche déterministe, il n'y a pas de bonnes lois de commande sans bons modèles. Aussi, ai-je consacré ce chapitre à rappeler les démarches de modélisation des chaînes cinématiques flexibles en prenant en compte les divers éléments de structure et de transmission : bâti, courroies, arbres, ... etc. La complexité croit très rapidement de sorte qu'il apparaît nécessaire de fixer l'ordre maximum des modèles désirés en fonction de l'objectif visé. En effet, il faut gérer le compromis entre la représentativité du modèle du processus et la limitation de sa complexité pour une synthèse efficace des correcteurs et limiter les risques encourus par une simplification trop importante. La difficulté posée par la recherche du compromis entre précision et simplicité, nous conduira à une modélisation discrète du type « constantes localisées ».

L'objet de ce mémoire ne se prête pas à un exposé de l'ensemble des méthodes de modélisation de structures flexibles. Je me limiterai donc aux principes de bases qui nous conduirons aux modèles utilisés pour la synthèse de commandes. La démarche de modélisation d'une structure flexible dépend de l'objectif visé. Dans notre cas, nous cherchons à obtenir un modèle simple, mais représentatif de la dynamique globale du système.

#### 1.2.2.1 - Démarches de modélisation des processus mécaniques

La modélisation d'une structure mécanique consiste d'une part, à décrire le comportement vibratoire proprement dit, c'est à dire l'évolution des déformations autour d'un point d'équilibre et, d'autre part, à décrire le couplage entre les mouvements d'ensemble (modes rigides) et les modes de vibration. L'obtention d'un modèle mathématique est inévitablement assujettie à la définition d'hypothèses simplificatrices. La difficulté réside donc dans la recherche de l'adéquation modèle - système réel. Pour cela, il est important de déterminer les caractéristiques des différents constituants. Dans le cas des structures flexibles, les incertitudes qui affectent le modèle sont multiples. Dans la majorité des cas on aboutit à un modèle de connaissance non-linéaire pour lequel il est difficile, voire impossible, d'utiliser les principes de base de l'automatique. On se ramène alors généralement à une représentation linéarisée autour d'un point de fonctionnement. Ainsi, il n'existe pas un modèle unique décrivant la dynamique du système.

L'approche de modélisation la plus répandue pour les structures mécaniques, est l'approche discrète par les éléments finis. La puissance des calculateurs actuels nous permet en effet de pouvoir approcher le comportement vibratoire global d'une structure en un temps de calcul raisonnable. L'idée de la modélisation éléments finis est d'obtenir directement un modèle d'ordre fini, en décomposant la structure en sous-systèmes élémentaires pour lesquels il existe une représentation très simple et de degré faible, du type poutre, plaque ou coque. L'étude des déformées d'une structure mécanique par cette méthode sous-entend l'hypothèse (parfois forte) des petits déplacements dans le domaine élastique. La littérature concernant le calcul éléments finis est très abondante. De façon synthétique, les déformées sont obtenues en suivant le principe du minimum d'Hamilton, par résolution des équations de Lagrange au niveau des nœuds de chaque élément :

$$\frac{d}{dt}\frac{\partial T}{\partial \dot{q}_i} - \frac{\partial T}{\partial q_i} = \frac{\partial U}{\partial q_i} + \frac{\partial F}{\partial q_i} + \frac{\partial D}{\partial q_i} \qquad Eq. \ 1$$

avec

- *T*, énergie cinétique de déformation de l'élément
- *U*, *F* et *D*, respectivement l'énergie potentielle, l'énergie apportée par les actions extérieures et l'énergie dissipée
- $q_i$ , le vecteur de déplacement du nœud i de l'élément

Les forces dissipatives sont modélisées de façon approchée par un amortissement visqueux et ajoutées au modèle par l'intermédiaire d'une matrice C de dissipation. On se ramène donc à la résolution d'équations du mouvement de la forme :

$$M\ddot{q}_i + C\dot{q}_i + Kq_i = F \qquad \qquad Eq. \ 2$$

La détermination des termes dissipatifs du système, et donc de la matrice C, demeure très difficile, voir hasardeuse. D'où le recours (lorsque cela est possible) aux techniques d'identifications pour retoucher le modèle éléments finis.

La modélisation par éléments finis du système, validée par des mesures expérimentales, nous permet alors d'identifier les fréquences propres de la structure et les déformées correspondantes. Mais comment intégrer les parties fondamentales d'une machine-outil que sont la structure, les mécanismes et la commande dans le modèle dans l'objectif de simuler le comportement global de la machine ?

On commence ainsi à voir apparaître des passerelles entre les logiciels éléments finis et les logiciels de synthèse de commande comme MATLAB Simulink. D'autres logiciels comme SAMCEF Mecano<sup>©</sup> permettent de traiter ce problème dans sa globalité. Si cette démarche parait attractive, comment exploiter un modèle aussi « lourd » pour la synthèse de commande ?

Une solution consiste à exploiter le modèle éléments finis pour la commande en utilisant une méthode de réduction dynamique de modèle. Le principe est d'établir un modèle de comportement global de la structure modélisée à l'aide d'une technique de base modale du modèle éléments finis. Les « supers éléments » ainsi générés ont le même comportement, mais nécessitent un temps de calcul beaucoup moins important.



Figure 9 : Principe de simplification à partir d'une réponse harmonique

Une autre approche consiste à utiliser les résultats de la modélisation élément finis pour estimer les raideurs prépondérantes du système et les directions principales de déformation. Ce qui nous amène à faire des simplifications et à passer à un modèle à constantes localisées qui ne tient compte que des premiers modes propres, les plus sollicités lors du fonctionnement du système. L'opération de simplification est parfois délicate et dépend évidemment de la forme spectrale du processus. Un exemple de simplification de modèle est présenté à la Figure 9. La question qui se pose dans ce cas est : les premiers modes, « énergétiquement prépondérants », sont-ils tous gênants pour ce que doit faire le processus étudié ? Si non, comment faire la réduction de modèle dans l'objectif d'élaborer la structure de commande ?







Mode n°1 : 44.17 Hz Rigidité modale : 2.78e8 N/m - Rigidité dynamique : 1.39e7 N/m - Masse modale : 3609 kg



Mode n°3 : 57.83 Hz Rigidité modale : 6.1e7 N/m - Rigidité dynamique : 3.05e6 N/m - Masse modale : 462 kg



Mode n°2 : 56.96 Hz Rigidité modale : 1.07e8 N/m - Rigidité dynamique : 5.35e6 N/m - Masse modale : 835 kg



Mode n°4 : 61.63 Hz Rigidité modale : 8.77e7 N/m - Rigidité dynamique : 4.39e6 N/m - Masse modale : 584 kg



Dans l'exemple de la Figure 10, l'analyse modale du modèle éléments finis de la machine-outil montre que le mode 1 correspond à une déformation en parallélogramme suivant l'axe  $\vec{y}$  du portique et à une flexion du bâti. Ce mode porte la mesure donc il est vu par la commande et par l'outil. Le mode 2 est un couplage  $\vec{x} \ \vec{y}$  au niveau du chariot entre la traverse et le coulant. Ce mode n'est pas vu par la commande de x et peu par celle de y (mode peu gênant). Le troisième est un mode de flexion pure du coulant. Il n'est pas vu par la commande de l'axe  $\vec{x}$  et gênant pour l'usinage. C'est la loi de mouvement (jerk) qui va exciter ce mode. Le quatrième est un mode couplé entre une flexion du coulant et une torsion du chariot. Il est vu par la commande et vu par l'outil. De plus son comportement est dépendant de la position en  $\vec{z}$  (non linéaire).

En conclusion, élaborer un modèle simple à partir d'un modèle éléments finis n'est pas une opération triviale et nécessite une grande expertise.

Une autre démarche consiste à modéliser le processus mécanique en utilisant le concept « d'énergies localisées ». En effet, les processus mécaniques appartiennent à une classe de systèmes dans laquelle les modèles de connaissance s'établissent directement à partir des lois physiques. Pour cela, il est important de déterminer les caractéristiques des différents constituants (masse, inertie, rigidité, amortissement). La modélisation discrète repose alors sur l'hypothèse que chaque élément peut être modélisé par au moins une masse et un ressort de rigidité équivalente à l'élément réel. Par exemple, dans sur le démonstrateur@ (Figure 11), la partie mécanique du système de positionnement de la table a été modélisée en tenant compte des caractéristiques des moteurs d'axes, de la cinématique d'entraînement et du comportement dynamique de la structure. La Figure 12 représente le résultat de cette modélisation de l'injecteur.



Figure 11 : Principe de la modélisation discrète à « énergies localisées »



Figure 12 : Modèle discret de l'injecteur linéaire de palettes (démonstrateur 2)

On remarque encore la lourdeur de cette modélisation. Le nombre de degrés de liberté est trop important pour pouvoir obtenir un modèle facilement utilisable par la commande. La simplification de ce modèle passe par des hypothèses de comportement d'un axe par rapport à l'autre. La difficulté principale réside ici dans la connaissance de la synchronisation des deux axes. En prenant comme hypothèse que la synchronisation des axes est « parfaite », que la charge est déplacée de façon égale par les deux axes, que le bâti est rigide, que la masse de la courroie est négligeable devant les masses en mouvement, le modèle de l'injecteur devient alors celui d'un « double monoaxe » (Figure 13).



Figure 13 : Modèle discret simplifié de la chaîne de positionnement

Ainsi, il apparaît bien que l'obtention d'un modèle réduit mais représentatif du comportement dynamique du processus réel est une opération délicate. Dans la littérature, les modèles les plus couramment utilisés pour décrire le comportement d'un axe souple, ne comportent qu'une souplesse dominante. Ce type de modèle se base sur des hypothèses fortes, rarement justifiées, et l'étude de robustesse de la commande s'en ressent. Cependant, il est suffisant pour une première approche mais, que représente t-il exactement d'un point de vue de la physique du processus lui-même ? Le mode le plus bas en fréquence, le plus souple, ....

#### 1.2.2.2 - Définition de systèmes et modèles génériques de machines-outils

Dans cette partie, des systèmes et modèles élémentaires génériques sont développés. Ils représentent des familles de déformées rencontrées sur les machines de production à structure mécanique. Ces modèles permettront notamment une évaluation de l'influence paramétrique de la commande (asservissement et loi de mouvement) sur l'excitation des modes vibratoires.

#### Quelles sont les souplesses prépondérantes ?

Les souplesses prépondérantes, c'est-à-dire les déformées associées aux résonances sensibles dans la bande passante de commande, sont classiquement issues des éléments constituant la chaîne de transmission de mouvement. En effet, sur les machines traditionnelles, les éléments de transmission mécanique (systèmes vis/écrou, poulies/courroie, ...) sont le siège des déformées les plus significatives. Ces éléments sont les plus contraints et leurs multiplicités augmentent considérablement la dissipation de l'énergie vibratoire dans la structure, réduisant ainsi les possibilités d'excitation des éléments situés en dehors de la chaîne de transmission. Dans ce cas, les modes de structure (ou mode de « bâti ») ne contribuent que très faiblement aux vibrations ressenties au niveau de l'outil.

Dans le domaine des machines-outils à dynamique élevée, l'augmentation des performances passe par la réduction des inerties et par l'augmentation des demandes dynamiques au niveau des actionneurs. La réduction des inerties a pour corollaire une augmentation globale du nombre de fréquences propres susceptibles d'être excitées dans la bande passante de commande (d'autant que celle-ci augmente avec les exigences). Ainsi, les modes structurels que l'on pouvait raisonnablement négliger auparavant, deviennent parfois très sensibles et le couplage avec les modes de transmission sont souvent non négligeables.

L'influence des modes de structure est encore renforcée dans le cas de l'entraînement direct par moteurs linéaires. Les excitations vibratoires induites par les efforts moteurs et par les perturbations dynamiques (telles que les efforts de coupe) étaient jusqu'alors amoindries par le rapport de réduction de la transmission et filtrées par les éléments de la transmission mécanique. Un entraînement par moteur linéaire transmet directement ces excitations à la structure. La suppression de la transmission mécanique permet d'éliminer les modes de la chaîne d'action qui dominaient la réponse des axes, mais on notera toutefois que les axes supportent toujours un certain nombre de composants mécaniques susceptibles d'être excités (support de broche, axes portés).

Il est donc possible de distinguer deux familles de souplesses prépondérantes : les souplesses structurelles et les souplesses de transmission. On notera que les évolutions structurelles et technologiques des machines semblent conduire les modes de bâti à devenir un paramètre vibratoire non négligeable.

#### Souplesse structurelle :

Le système à constantes localisées présenté à la Figure 14 décrit le cas d'un mode dominant de déformation longitudinal d'une structure. Le modèle est composé d'un bâti de masse  $m_s$  lié au référentiel absolu par une raideur  $K_s$  et un amortissement interne  $\mu_s$ . La force F commandée par le variateur est transmise par le moteur (solidaire du bâti) à la partie mobile de l'axe (masse  $m_{cl}$ ) puis, en réaction, transmise au bâti. On prend également en compte un frottement de type visqueux  $f_{cl}$  au niveau des guidages entre partie mobile et bâti.



*Figure 14 : Modèle physique générique de souplesse structurelle* 

A partir de ce système générique, nous établissons le modèle GIC en suivant la procédure suivante :

- on identifie les processeurs accumulateurs d'énergie (masses et ressort), puisque ce sont eux qui définissent l'état énergétique, donc les grandeurs d'état (Figure 14) ;
- on identifie les éléments dissipateurs ;
- on réalise l'interconnexion qui nous donne le modèle GIC de la Figure 15 ;
- le choix du repère cartésien nous permet d'expliciter les relations caractéristiques associées à chacun des processeurs.

On s'aperçoit d'emblée que les oscillations du bâti ne semblent avoir aucun impact sur le mouvement de la charge dans le repère absolu. Les frottements entre le chariot et le bâti constituent l'élément « consommateur d'énergie » qui va se soustraire à l'effort excitateur *F*. D'un point de vue technologique, la liaison entre chariot et bâti doit être particulièrement soignée.



Figure 15 : Modèle GIC de la souplesse structurelle générique

Les fonctions de transfert entre les vitesses des deux masses et l'effort moteur F s'expriment dans le domaine continu sous la forme suivante :

$$\frac{V_{c1}(s)}{F(s)} = \frac{k\left(1 + \frac{2\varsigma_n}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2\right)}{(1 + \tau s)\left(1 + \frac{2\varsigma_d}{\omega_d}s + \frac{1}{\omega_d^2}s^2\right)}; \quad \frac{V_s(s)}{V_{c1}(s)} = -\frac{\frac{1}{\omega_n'^2}s^2}{\left(1 + \frac{2\varsigma_n}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2\right)} \qquad Eq. 3$$

En considérant  $\frac{2\zeta_d}{\omega_d} \ll \tau$  et  $\frac{\mu_s f_{c1}}{K_s} \ll m_{c1}$ , les paramètres s'identifient comme suit :

$$\begin{split} k &= \frac{1}{f_{c1}}; \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K_s}{m_s}}; \quad \zeta_n = \frac{1}{2} \frac{\mu_s}{\sqrt{K_s \cdot m_s}} \\ \tau &= \frac{m_{c1}}{f_{c1}}; \quad \omega_d = \sqrt{\frac{K_s}{m_s}}; \quad \zeta_d = \frac{1}{2} \frac{f_{c1} + \mu_s}{\sqrt{K_s \cdot m_s}} \\ \omega'_n &= \sqrt{\frac{K_s}{m_{c1}}} \end{split}$$

Or ici  $\omega_n = \omega_d$ , les relations (Eq. 3) peuvent alors s'écrire :

$$\frac{V_{c1}(s)}{F(s)} \simeq \frac{k}{(1+\tau s)}; \quad \frac{V_{s}(s)}{V_{c1}(s)} = -\frac{\frac{1}{\omega_{n}^{\prime 2}}s^{2}}{\left(1 + \frac{2\varsigma_{n}}{\omega_{n}}s + \frac{1}{\omega_{n}^{2}}s^{2}\right)} \qquad \qquad Eq. \ 4$$

1

Les équations confirment les remarques faites lors de l'analyse du GIC. Toutefois, la mesure utilisée par l'asservissement est classiquement une mesure relative entre la charge et le bâti. La fonction de transfert entre l'effort de consigne et la vitesse de la charge vue par la mesure s'exprime alors sous la forme :

$$\frac{V_{c1/s}(s)}{F(s)} = \frac{V_{c1}(s) - V_{s}(s)}{F(s)} = \frac{k}{(1+\tau s)} \frac{1 + \frac{2\varsigma_{n}}{\omega_{n}}s + \left|\frac{1}{\omega_{n}^{2}} + \frac{1}{\omega_{n}'^{2}}\right|s^{2}}{1 + \frac{2\varsigma_{n}}{\omega_{n}}s + \frac{1}{\omega_{n}^{2}}s^{2}}$$

$$= \frac{k}{(1+\tau s)} \frac{1 + \frac{2\varsigma_{n}}{\omega_{n}}s + \frac{(1+\tau)}{\omega_{n}^{2}}s^{2}}{1 + \frac{2\varsigma_{n}}{\omega_{n}}s + \frac{1}{\omega_{n}^{2}}s^{2}}$$
Eq. 5

en posant :  $r = m_{c1} / m_s$ 



Figure 16 : Réponse fréquentielle vitesse/effort dans le cas d'une souplesse structurelle

L'asservissement de l'axe est donc confronté à un mode souple qui, sous la forme fréquentielle, se traduit par une anti-résonance suivie d'une résonance (Figure 16). En d'autre terme, une souplesse de structure sera perçue par l'asservissement sous la même forme qu'une souplesse de transmission (comme décrit dans la partie suivante). Dès lors, deux cas peuvent être considérés : soit la mesure relative correspond effectivement au positionnement voulu (la pièce est fixe par rapport à la structure), soit l'objectif du positionnement est défini par rapport au repère absolu (la pièce est fixe par rapport au sol). Dans le premier cas, l'effet du mode de bâti étant sensible, il doit être pris en compte dans la commande. Dans le deuxième cas, le mode de bâti n'influence pas le suivi de trajectoire de la charge (Eq. 4), si et seulement si l'asservissement ne modifie pas la réponse fréquentielle naturelle de l'axe donnée par l'équation (Eq. 5), ce qui correspond à un cas idyllique. En effet, la relation entre la vitesse de la charge dans le repère absolu et la vitesse de la charge vue par l'asservissement (par rapport au bâti) est donnée par :

$$\frac{V_{c1}(s)}{V_{c1/s}(s)} = \frac{1 + \frac{2\varsigma_n}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2}{1 + \frac{2\varsigma_n}{\omega_n}s + \frac{(1+r)}{\omega_n^2}s^2}$$
 Eq. 6

Cette relation mécanique n'étant pas directement influencée par l'asservissement, les modifications apportées à la forme (Eq. 5) par l'asservissement<sup>1</sup>, invalident la relation rigide (Eq. 4) entre l'effort moteur et la vitesse de la charge. Finalement, dans tous les cas, les souplesses structurelles dominantes seront un paramètre sensible du positionnement du système. On notera que la relation (Eq. 6) correspondrait au transfert global de l'axe dans le repère absolu, sous l'hypothèse d'un asservissement parfait (c'est à dire dans le cas où la vitesse relative de la charge est égale la vitesse de référence).

#### Souplesse de transmission :

La dynamique d'un système soumis à l'influence d'un mode de transmission peut se représenter par un couplage souple de deux masses ponctuelles. Ce système présenté à la Figure 17 est composé d'une masse  $m_{c1}$ , représentant la partie rigide du système en mouvement, et d'une masse  $m_{c2}$ , représentant la masse de la charge associée au mode souple. Les deux masses sont couplées par une raideur de transmission  $K_t$  et par un coefficient d'amortissement visqueux  $\mu_t$ , représentant respectivement la raideur et l'amortissement interne du mode de déformation longitudinal considéré. L'effort F commandé par le variateur est transmis par le moteur à la partie mobile de l'axe. On tient compte également des frottements de type visqueux, notés  $f_{c1}$  et  $f_{c2}$  au niveau des guidages entre les masses mobiles et le référentiel fixe associé au bâti de la machine.



Figure 17 : Modèle physique générique de souplesse de transmission



Figure 18 : Modèle GIC d'une souplesse de transmission générique

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Les pôles du système sont modifiés par les gains de boucle, les filtres,...

La figure 18 décrit le modèle GIC équivalent au modèle générique d'une souplesse de transmission. De manière triviale, le graphe montre que le couplage sera d'autant plus parfait que la souplesse de transmission tendra vers une liaison rigide ; ceci grâce à la raideur et/ou à un coefficient de frottement infiniment grands. Technologiquement, cette disposition est obtenue par des choix de matériaux appropriés ou par des solutions constructives éliminant tout ou partie des éléments de transmission (en utilisant par exemple des moteurs linéaires).

Les fonctions de transfert entre les vitesses des deux masses et l'effort moteur F s'expriment dans le domaine continu sous la forme suivante :

$$\frac{V_{c1}(s)}{F(s)} = \frac{k\left(1 + \frac{2\varsigma_n}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2\right)}{(1 + \tau s)\left(1 + \frac{2\varsigma_d}{\omega_d}s + \frac{1}{\omega_d^2}s^2\right)}; \quad \frac{V_{c2}(s)}{V_{c1}(s)} = \frac{1 + \frac{2\varsigma'_n}{\omega'_n}s}{\left(1 + \frac{2\varsigma_n}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2\right)} \qquad Eq. 7$$

En considérant :  $\frac{2\varsigma_d}{\omega_d} \ll \tau \ \text{et} \frac{1}{K_t} \left[ f_{c1}f_{c2} + (f_{c2} + f_{c1})\mu_t \right] \ll m_{c2} + m_{c1}$ , et en adoptant les notations :

$$m_{tot} = m_{c1} + m_{c2}; \quad m_{eq} = \frac{m_{c1}m_{c2}}{m_{c1} + m_{c2}}; \quad \mu_{eq} = \frac{f_{c2}m_{c1}^2 + f_{c1}m_{c2}^2}{(m_{c1} + m_{c2})^2} + \mu_t; \quad r = m_{c2} / m_{c1}$$

Les paramètres s'identifient comme suit :

$$k = \frac{1}{f_{c2} + f_{c1}}; \quad \omega_n = \omega'_n = \sqrt{\frac{K_t}{m_{c2}}}; \quad \varsigma_n = \frac{1}{2} \frac{f_{c2} + \mu_t}{\sqrt{K_t m_{c2}}}$$
$$\tau = \frac{m_{tot}}{f_{c2} + f_{c1}}; \quad \omega_d = \sqrt{\frac{K_t}{m_{eq}}}; \quad \varsigma_d = \frac{1}{2} \frac{\mu_{eq}}{\sqrt{K_t m_{eq}}}$$
$$\varsigma'_n = \frac{\mu_t}{2\sqrt{K_t m_{c2}}}$$

Dans le cas où l'amortissement interne  $\mu_t$  est négligeable, les fonctions de transfert s'expriment sous la forme :

$$\frac{V_{c1}(s)}{F(s)} = \frac{k\left(1 + \frac{2\varsigma_n}{\omega_n}s + \frac{1}{{\omega_n}^2}s^2\right)}{(1 + \tau s)\left(1 + \frac{2\varsigma_n}{\omega_n}s + \frac{1}{{\omega_n}^2(1 + r)}s^2\right)}; \quad \frac{V_{c2}(s)}{V_{c1}(s)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{2\varsigma_n}{\omega_n}s + \frac{1}{{\omega_n}^2}s^2\right)} \qquad Eq. 8$$
$$= \frac{f_{c2}}{2\sqrt{K_t \cdot m_{c2}}}$$

avec :  $\zeta_n = \frac{J_{C2}}{2\sqrt{K_t.m_{c2}}}$ 

Dans le cas où  $f_{cl} = f_{c2} = 0$  (seul l'amortissement interne est considéré), les fonctions de transfert s'expriment sous la forme :

$$\frac{V_{c1}(s)}{F(s)} = \frac{1 + \frac{2\zeta_n}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2}{m_{tot}s\left(1 + \frac{2\zeta_n}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2(1+r)}s^2\right)}; \quad \frac{V_{c2}(s)}{V_{c1}(s)} = \frac{1 + \frac{2\zeta_n}{\omega_n}s}{\left(1 + \frac{2\zeta_n}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2\right)} \qquad Eq. 9$$

$$\operatorname{avec}: \zeta_n = \frac{\mu_t}{2\sqrt{K_t \cdot m_{c2}}}$$

La mesure peut être réalisée soit au niveau de la masse  $m_{cl}$  (mesure indirecte), soit directement sur la masse  $m_{c2}$  à contrôler (mesure directe). En supposant une mesure indirecte du point à contrôler, l'asservissement « voit » la fonction de transfert  $V_{cl}/F$ , c'est à dire le mode rigide du système suivi d'une anti-résonance, puis d'une résonance, comme dans le cas du mode de structure vu précédemment

(Figure 19). Dans ce cas, la qualité du suivi de trajectoire de l'axe dépend de l'action de l'asservissement sur le dipôle complexe conjugué associé à la pulsation de résonance. Globalement dans le lieu des racines, chaque pôle sera influencé par le gain d'asservissement et décrira une boucle partant de la résonance naturelle, jusqu'à l'anti-résonance, en demeurant dans le demi-plan stable. Le réglage classique du gain de vitesse à la demi pulsation du mode souple ( $(\omega_n \sqrt{(1+r)})/2$ ) correspond ainsi approximativement à l'amortissement maximal du mode considéré.

On notera que dans le cas d'un asservissement parfait (c'est à dire dans le cas où la vitesse de la masse  $m_{cl}$  est égale la vitesse de référence), la fonction de transfert de l'axe se résume à :

$$\frac{V_{c2}(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{1 + \frac{2\zeta_n}{\omega_n}s}{\left(1 + \frac{2\zeta_n}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2\right)}$$
 Eq. 10

Quant à la mesure directe, ses limitations sont connues. En effet, l'absence d'anti-résonance de la fonction  $V_{c2}/F$  vue par l'asservissement entraîne dans le lieu des racines une migration des pôles souples vers le demi-plan instable, migration qui est fonction de l'augmentation des gains de boucle. Et même dans le cas de l'entraînement direct, il y toujours des éléments mécaniques entre le point à contrôler et la mesure qui limitent cet effet. Ce cas de figure peut se rencontrer si l'on considère un mode de capteur.



Figure 19 : Réponse fréquentielle vitesse/effort dans le cas d'une souplesse de transmission

#### Souplesse de capteur :

Le mode de capteur est une déclinaison du modèle de souplesse de transmission précédent, pour lequel on considère un mode associé au support de capteur (Figure 20). Le système est composé d'une masse  $m_{c1}$  et d'une masse  $m_{mes}$ , représentant respectivement la charge en mouvement et la masse du support de capteur (ce dernier fournissant toujours un signal relatif au déplacement entre ce support et une partie couplée). Les deux masses sont reliées par une raideur de transmission  $K_{mes}$  et par un coefficient d'amortissement visqueux  $\mu_{mes}$ , représentant respectivement la raideur et l'amortissement interne du mode de support de capteur. Le rapport

des inerties est tel que les fréquences associées à ce type de mode sont très élevées (supérieure à 500 Hz). Toutefois, l'amortissement correspondant est quasiment nul, d'où un effet résiduel parfois nuisible sur la bande passante de l'asservissement.



Figure 20 : Modèle physique générique de souplesse de capteur

La fonction de transfert vue par l'asservissement correspond alors au cas de la mesure directe traitée précédemment. Ce type de mode est difficilement maîtrisable par la commande puisqu'il est susceptible d'entraîner l'instabilité du système. En effet, en utilisant les notations (Eq. 7), il est possible de calculer le gain limite de vitesse avant instabilité (qui devient très faible dans le cas d'un mode de capteur puisque son amortissement  $\varsigma_n$  est négligeable !) :

$$k_{\text{lim}} = \frac{2m_{tot}\omega_n\varsigma_n(1+r)}{1 - 4{\varsigma_n}^2(1+r)}$$

Ainsi, selon la « proximité fréquentielle » de ce type de mode par rapport à la bande passante de commande, il peut représenter une limite vibratoire à ne pas négliger.

#### Classes d'influences des souplesses mécaniques :

Les modes propres sont classiquement (dans le milieu de l'automatique) définis par leur pulsation propre et leur coefficient amortissement. Ainsi, les modes les plus bas en fréquence et les moins amortis seront considérés comme contribuant majoritairement au comportement vibratoire du système. Il est toutefois difficile de classer les modes en fonction de leurs origines technologiques. De façon globale, on rappelle que les premiers modes structurels se développent à des fréquences généralement plus basses (inférieure à 50 Hz) que celles associées aux modes de transmission (80 Hz), et que le mode de capteur est situé à des fréquences supérieures à 500 Hz. Il reste toutefois difficile d'extrapoler a priori sur la prédominance des différents types de modes souples suivant l'application.

Toutefois, dans certains cas, il existe une distinction notable entre l'effet d'un mode de bâti et l'effet d'un mode de transmission sur la précision dynamique du système. En effet, si l'on considère pour les deux types de modes des asservissements « idéaux », et que l'on note  $\varepsilon = x_{ref} - x_{ci}$  (*i* étant l'indice de la masse à maîtriser) l'erreur dynamique en position, les fonctions de transfert entre l'erreur dynamique et la référence de position peuvent se déduire des fonctions (Eq. 6) et (Eq. 10) de la façon suivante :

$$\left(\frac{\varepsilon(s)}{x_{ref}(s)}\right)_{structure} = \frac{\frac{1}{\omega_n^2}s^2}{1 + \frac{2\zeta_n}{\omega_n}s + \frac{(1+r)}{\omega_n^2}s^2}$$

$$\left(\frac{\varepsilon(s)}{x_{ref}(s)}\right)_{transmission} = \frac{\frac{1}{\omega_n^2}s^2}{\left(1 + \frac{2\zeta_n}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2\right)}$$

$$Eq. 11$$

Dans les deux cas, l'erreur dynamique a un comportement oscillant. Dans le cas du mode structurel, l'erreur dynamique est pondérée par le rapport des inerties r. Or, dans la majorité des cas, la contribution massique du bâti dans le développement du mode vibratoire est bien plus importante que la masse de la charge, d'où un rapport des inerties très faible. Ainsi, dans le cas d'une mesure absolue, la contribution du mode de structure sur l'erreur dynamique du système et négligeable devant celle induite par un mode de transmission (de façon implicite, on compare ici des modes proches en fréquence).

#### Définition d'un modèle générique d'un axe de machine-outil

Les modèles simples présentés dans les sections précédentes décrivent dans quelle mesure un mode souple dominant sera perçu par la commande. Le spectre fréquentiel de commande d'un axe de machine ne peut que dans de très rares cas s'identifier à l'un de ces modèles. Un modèle plus fin nécessiterait une combinaison des modèles élémentaires adaptée au spectre réel de la machine. D'après les conclusions des parties précédentes, un modèle générique englobant les effets dominants des souplesses mécaniques tiendrait compte d'un mode de structure, de deux modes de transmission, dont un seul vu par l'asservissement, et d'un mode de capteur (Figure 21) [5].



Figure 21 : Modèle physique générique d'un axe de machine-outil



Figure 22 : Modèle GIC partiel d'un axe de machine-outil générique

Globalement, le système générique choisi a une structure topologique répétitive constituée de quatre sousblocs qui ont chacun leur propre mode.
Ainsi, le modèle GIC obtenu à la Figure 22 découle de l'assemblage des précédents. La transcription du modèle GIC dans un logiciel de simulation ne limite pas la complexité. Par contre, établir les fonctions de transfert à partir d'un tel modèle peut très vite devenir une opération compliquée. La représentation d'état est alors mieux adaptée et ceci d'autant que le GIC met en exergue les variables correspondantes : les vitesses et les efforts dont les positions sont des variables semblables pour ces derniers. Cette remarque montre tout l'intérêt d'utiliser ces outils de construction de modèle. Par habitude, le choix du vecteur d'état est fait sur les positions. Cela dit, on pourrait très bien prendre le vecteur naturel pour faire l'étude de la commande : on manipule bien des efforts pour maîtriser des vitesses et donc par conséquence des positions !!

Les équations du mouvement du système représenté à la Figure 21 sont :

$$\begin{split} m_{s}\ddot{x}_{s} + \mu_{s}\dot{x}_{s} &- f_{c1}\left(\dot{x}_{c1} - \dot{x}_{s}\right) - f_{c2}\left(\dot{x}_{c2} - \dot{x}_{s}\right) + K_{s}x_{s} = -F \\ m_{c1}\ddot{x}_{c1} + \mu_{t1}\left(\dot{x}_{c1} - \dot{x}_{c2}\right) + f_{c1}\left(\dot{x}_{c1} - \dot{x}_{s}\right) + K_{t1}\left(x_{c1} - x_{c2}\right) = F \\ m_{c2}\ddot{x}_{c2} + \mu_{t1}\left(\dot{x}_{c2} - \dot{x}_{c1}\right) + \mu_{t2}\left(\dot{x}_{c2} - \dot{x}_{c3}\right) + \mu_{mes}\left(\dot{x}_{c2} - \dot{x}_{mes}\right) + f_{c2}\left(\dot{x}_{c2} - \dot{x}_{s}\right) \\ &+ K_{t1}\left(x_{c2} - x_{c1}\right) + K_{t2}\left(x_{c2} - x_{c3}\right) + K_{mes}\left(x_{c2} - x_{mes}\right) = 0 \\ m_{c3}\ddot{x}_{c3} + \mu_{t2}\left(\dot{x}_{c3} - \dot{x}_{c2}\right) + K_{t2}\left(x_{c3} - x_{c2}\right) = 0 \\ m_{mes}\ddot{x}_{mes} + \mu_{mes}\left(\dot{x}_{mes} - \dot{x}_{c2}\right) + K_{mes}\left(x_{mes} - x_{c2}\right) = 0 \end{split}$$

Et sous forme matricielle :

$$[M]\ddot{\mathbf{x}} + [D]\dot{\mathbf{x}} + [K]\mathbf{x} = \mathbf{F}$$

avec :

$$\mathbf{x} = \begin{cases} x_s & x_{c1} & x_{c2} & x_{c3} & x_{mes} \end{cases}^T$$
$$\mathbf{F} = \begin{cases} -F & F & 0 & 0 & 0 \end{cases}^T$$

et :

$$\begin{bmatrix} M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_s & 0 & & 0 \\ 0 & m_{c1} & & \\ & & m_{c2} & & \\ & & & m_{c2} & & \\ \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_s + f_{c1} & -f_{c1} & -f_{c2} & 0 & 0 \\ -f_{c1} & \mu_{t1} + f_{c1} & -\mu_{t1} & 0 & 0 \\ -f_{c2} & -\mu_{t1} & \mu_{t1} + \mu_{t2} + f_{c2} + \mu_{mes} & -\mu_{t2} & -\mu_{mes} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} m_{c3} & 0 \\ 0 & 0 & m_{mes} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{c2} & \mu_{t1} & \mu_{t1} + \mu_{t2} + J_{c2} + \mu_{mes} & \mu_{t2} & \mu_{mes} \\ 0 & 0 & -\mu_{t2} & \mu_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & -\mu_{mes} & 0 & \mu_{mes} \end{bmatrix}$$

$$[K] = \begin{bmatrix} K_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{t1} & -K_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & -K_{t1} & K_{t1} + K_{t2} + K_{mes} & -K_{t2} & -K_{mes} \\ 0 & 0 & -K_{t2} & K_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & -K_{mes} & 0 & K_{mes} \end{bmatrix}$$

En choisissant pour vecteur d'état  $q = \left\{ \mathbf{x}^T \ \dot{\mathbf{x}}^T \right\}^T$ , les équations d'état peuvent s'écrire sous la forme suivante, où *u* représente les entrées du système et *y* les sorties (mesures) :  $\dot{a} = \lceil A \rceil_{q} + \lceil B \rceil_{q}$ 

$$q = [A]q + [B]u$$
  

$$y = [C]q$$
  
Eq. 12

Avec :

 $[A] = \begin{bmatrix} [0] & [I_d] \\ -[M]^{-1}[K] & -[M]^{-1}[D] \end{bmatrix}$ 

$$[B] = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ [M]^{-1} \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

Si on considère la mesure relative de l'asservissement d'axe, la matrice d'observation est définie pour obtenir  $y = \{x_{mes} - x_s \ \dot{x}_{mes} - \dot{x}_s\}^T$ . Les matrices d'états définissant le modèle présenté à la Figure 21 se déduisent comme suit :

La formulation en variable d'état du modèle générique d'axe montre déjà la relative complexité du modèle. Une fois interfacé avec le modèle de commande, le nombre de degrés de liberté mécaniques ne permet plus une étude analytique complète du système. Il est dès lors nécessaire de quantifier les paramètres du modèle mécanique. En se basant sur une localisation intuitive des différents modes vibratoires, les principales réponses fréquentielle du modèle suivent les formes non amorties décrites à la Figure 23.



Figure 23 : Réponses fréquentielles types associées au modèle générique

La Figure 24 présente un exemple concret de réponse fréquentielle (diagrammes de Bode) relevée sur le module T1T2 (démonstrateur). La comparaison avec le diagramme précédent est loin d'être évidente, et cela démontre toute la difficulté du paramétrage du modèle générique que nous avons choisi linéaire.



Figure 24 : Réponse fréquentielle entre la vitesse moteur et sa référence (axe Y du démonstrateur ④)

Les techniques d'identification utilisées pour quantifier les modèles de connaissance de systèmes dynamiques reposent généralement sur une décomposition du problème dans sa base modale. Cette méthode d'analyse permet de décomposer le système en un ensemble de sous-systèmes du deuxième ordre indépendants.

On obtient ainsi, grâce aux conditions d'orthogonalité des modes propres, un système d'équations indépendantes, représentant le comportement vibratoire associé à chacun des modes souples exprimé dans la base modale. En d'autres termes, dans la base modale, chaque mode est représenté par un système masse/ressort/amortisseur indépendant, facilitant ainsi l'identification des caractéristiques de chaque souplesse sur un spectre fréquentiel (étude mode par mode). On notera que les valeurs obtenues sont alors

des valeurs modales. La masse modale, par exemple, représentent la contribution massique associée au mode considéré, mais ne représentent pas (sauf cas particulier) une masse physique liée à un élément du système.

### 1.2.2.3 - Apports scientifiques

Initiés lors de ma thèse [Thèse PJB] et généralisés lors de la thèse de Eric Dumetz [Thèse ED], nos travaux sur la modélisation discrète d'une chaîne de transmission d'une machine-outil a mis en évidence trois types de raideurs : une raideur de structure, une raideur de transmission et dans une moindre mesure, une raideur de capteur. Le modèle de connaissance obtenu met en évidence la présence de pôles et de zéros conjugués complexes. Ceux-ci sont souvent proches de l'axe des imaginaires car les matériaux utilisés sont faiblement amortissants et limitent alors la bande passante du processus bouclé. La quantification des paramètres du modèle discret reste très délicate puisque dépendante du regroupement et de la localisation des différentes raideurs prises en compte.

Globalement, l'obtention d'un modèle suffisamment explicite pour rester proche de la réalité physique mais suffisamment simple pour permettre d'élaborer une stratégie de commande robuste est une opération délicate. Dans notre équipe, pratiquement tous les travaux ont fait l'objet d'une première étape de modélisation mécanique du processus étudié. Cependant, ce travail de modélisation est nécessaire à l'élaboration d'un modèle de commande mais ne constitue en aucun cas notre spécialité !

Ce travail a fait l'objet de publications en revue et en congrès [RN 4], [RI 3], [RN 1], [CI 13], [CI 9], [CI 7], [CI 3], [CI 2], [CI 1], [CN 8], [CN 4], [CN 3] et [CN 2]. Il a également fait l'objet de plusieurs contrats avec les sociétés partenaires de l'ERT [RC i+13], [RC i+6], [RC i+4], .....

Aujourd'hui encore, un travail de réflexion est mené par Richard Béarée [Thèse RB] concernant les techniques de réduction de modèle ainsi que sur celles d'identification des paramètres.

#### 1.2.3 - Modélisation des moteurs linéaires

#### 1.2.3.1 - Introduction

Si l'une des plus vieilles conceptions, ayant rapport aux moteurs linéaires, remonte à un siècle (elle fut l'oeuvre d'Alfred Zehden, qui déposa un brevet en Suisse en 1902 sur l'utilisation de ces moteurs dans le domaine de la traction sur rail), ce n'est en réalité que dans les années 90 que cette technologie pris réellement son essor.

Le moteur linéaire, comme son nom l'indique, permet de réaliser un mouvement de translation sans ajout de chaîne cinématique supplémentaire contrairement au système moteur tournant qui doit être complété d'un système de transformation de mouvement. Son principe de fonctionnement découle directement de celui du moteur tournant classique (Figure 25).



Figure 25 : Du moteur tournant au moteur linéaire

La multiplicité des liaisons mécaniques dans un système de transmission classique est propice à l'apparition de souplesses, auxquelles s'ajoutent les déformations de torsion et de flambement de la vis, limitant alors la précision, les vitesses, notamment sur de longs parcours. Un moyen de rigidifier ce système est d'augmenter le diamètre de la vis, soit son inertie, limitant ainsi la dynamique de l'ensemble. Par contre, le moteur linéaire permet d'évoluer sans frottement dans un environnement plus simple et donc plus rigide, avec une grande précision. Sa faible inertie lui permet d'accéder à des vitesses et des accélérations très importantes (350 kg à 360 m/min et 40 m.s<sup>-2</sup> pour notre démonstrateur<sup>(S)</sup>), tout en conservant des valeurs de

fréquences de résonance élevées. Cependant l'utilisation des moteurs linéaires n'est pas sans risque et il est nécessaire de prendre en compte certains facteurs. Son prix reste élevé et sa faible puissance mène parfois à l'utilisation de deux moteurs montés en parallèle. Son fonctionnement entraîne également de fortes contraintes thermiques pouvant être néfastes en terme de précision d'usinage; une centrale de refroidissement externe est souvent conseillée. Son implantation dans un environnement machine paraît également plus simple. Mais, en adoptant le moteur linéaire, les constructeurs de machines-outils sont amenés à remettre en cause une partie de leur savoir-faire tant les possibilités de ce composant sont nombreuses. Le développement de ce type de moteur et son implantation croissante dans des architectures de machines-outils obligent les fabricants à soigner la qualité de réalisation et de montage de chacune des parties : guidage, circuit de refroidissement, ...

Ces multiples avantages permettent l'utilisation des moteurs linéaires dans beaucoup d'autres domaines d'applications. Son succès récent, pourtant de conception relativement ancienne, est dû au développement de l'électronique de puissance ainsi qu'à sa commande associée. A priori, tous les mouvements de translation seront, à l'avenir, obtenus avec ce type d'actionneur. La Figure 26 présente deux solutions classiquement adoptées pour des machines-outils à dynamique rapide. La commande de moteurs montés en parallèle est fréquemment utilisée mais impose des conditions initiales :

- les primaires et les secondaires doivent être correctement alignés ;
- les pôles des aimants des secondaires doivent être identiques ;
- la commande doit être parfaitement symétrique et suffisamment rigide ;
- un excellent positionnement des règles de mesure est requis.

Le non respect d'une de ces conditions aura pour conséquence immédiate le blocage de l'ensemble car les moteurs se seront déplacés « en crabe ». Une solution consiste à utiliser le montage en « gantry » permettant ainsi de synchroniser les déplacements des deux moteurs (montage de type maître/esclave ou autre).

Pour réaliser la commande de ces moteurs linéaires, il est nécessaire d'avoir un modèle. Le but recherché est bien dans la continuité de la modélisation des processus mécaniques. En effet, pour développer des algorithmes de commande adaptés à un moteur linéaire donné, on va chercher à définir un modèle simplifié et exploitable de l'actionneur. Concrètement, le modèle devra permettre la maîtrise « précise » de la force de poussée générée par celui-ci, dans le respect d'un cahier des charges donné. Par exemple, un modèle trop simplifié pour concevoir la commande pourrait avoir pour conséquence la production d'oscillations non prévues de la force de poussée, et donc un comportement vibratoire non souhaité du système. D'autre part, les technologies à moteurs linéaires évoluent dans le sens d'une réduction de la masse en mouvement dans les systèmes. Ces oscillations pourraient alors jouer un rôle non négligeable, voire prépondérant dans la génération des vibrations et l'excitation des modes de la structure mécanique.



Figure 26 : Différentes solutions d'implantation de(s) moteur(s)

Il est intéressant de préciser que l'ensemble des modèles qui seront présentés, seront établis à partir de moteurs linéaires de conceptions et de fabricants différents (démonstrateur<sup>①</sup>, démonstrateur<sup>③</sup> et démonstrateur<sup>⑥</sup>). Cette richesse de bancs équipés de moteurs linéaires permet l'analyse de phénomènes électriques propres à la géométrie de chaque moteur linéaire, et la possibilité de pouvoir réaliser un grand nombre de validations expérimentales.

# 1.2.3.2 - Modélisation des moteurs linéaires Démarches de modélisation :

Une représentation analytique du modèle du moteur, et plus particulièrement de l'expression de son effort de poussée, a été retenue dans ce paragraphe. L'enrichissement du modèle nécessite d'utiliser d'autres méthodes telles que la modélisation par réseaux de reluctance et/ou la modélisation par éléments finis. Toutes sont basées sur des hypothèses simplificatrices. Par exemple, si l'on souhaite prendre en compte les forces perturbatrices présentent aux extrémités du moteur, on ne peut pas considérer le moteur comme étant de longueur infinie. Cet exemple est d'autant plus vrai, que dans la grande famille des moteurs synchrone à aimants permanents, les moteurs linéaires se différencient par :

- une longueur finie du primaire ;
- une distribution non périodique du bobinage ;
- une géométrie simplifiée des têtes de bobines ;
- une forme adaptée des tôles de fer aux extrêmités du circuit magnétique ;
- etc .....

Au niveau de la génération de la force de poussée, tous ces phénomènes participent à la création d'une force perturbatrice oscillante. De prime abord, le cahier des charges est alors bien difficile à définir. On pourra simplement exprimer la nécessité de ne pas négliger les ondulations de force de poussée susceptibles d'engendrer des phénomènes vibratoires dans la structure mécanique.

La démarche de modélisation de l'effort de poussée utilise dans un premier temps les lois de la physique sous leur forme littérale pour représenter les phénomènes électriques et magnétiques (méthode analytique). Cette formulation donne une première approche des phénomènes, généralement au premier harmonique. Elle n'est pas très adaptée à l'analyse complexe de la zone d'entrefer car elle alourdit considérablement le modèle qui devient vite inexploitable. On privilégie alors la méthode par réseaux de reluctance, qui permet la représentation de la géométrie des éléments du moteur linéaire par volumes en leur attribuant des propriétés électriques et magnétiques. Cette méthode permet également de relier les volumes sous forme de réseaux de sorte qu'on puisse ainsi détailler plus finement la zone d'entrefer. D'autre part, la représentation des réseaux de reluctance sous la forme de schémas permet une analogie immédiate aux réseaux électriques et donc facilite la résolution du problème.

Pour les phénomènes électriques et magnétiques comme la saturation des matériaux ferromagnétiques, une analyse par éléments finis donne de meilleurs résultats. La seule limitation de précision réside dans le pas de discrétisation du modèle et donc dans le temps de calcul mis à disposition. On pourra ainsi conforter les résultats obtenus par les réseaux de reluctance, et finalement réduire le modèle en des termes plus adaptés grâce au modèle analytique. Pour la méthode des éléments finis, l'équipe Modélisation du L2EP (MECOSYEL) dispose de compétences très pointues et a développé un code de calcul par éléments finis que nous avons utilisés. Cette collaboration a permis de compléter la réalisation des modèles de moteur linéaire.

Les trois méthodes sont donc complémentaires et indispensables à l'obtention d'un modèle précis, cohérent et adapté à la conception de stratégies de maîtrise de l'effort de poussée. Ces résultats théoriques ont été validés par des essais expérimentaux sur les moteurs linéaires dont dispose l'Equipe de Recherche Technologique.

# Approche classique au premier harmonique [6]

Cette approche a pour but de définir le modèle de base du moteur linéaire qui sera ensuite enrichi au vu des différents phénomènes électriques ou magnétiques étudiés. La Figure 27 présente le schéma simplifié d'un moteur linéaire.



Figure 27 : Schéma simplifié d'un moteur linéaire

Nous prendrons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- moteur linéaire synchrone symétrique à aimants permanents et à pôles lisses ;
- force électromotrice à vide au premier harmonique ;
- matériaux magnétiques linéaires et non saturables ;
- ....

On peut alors déduire des lois de Faraday et de Lenz :

$$\begin{cases} v_a \\ v_b \\ v_c \end{cases} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{cases} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{cases} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{cases} \phi_{Ma} \\ \phi_{Mb} \\ \phi_{Mc} \end{bmatrix}$$
 Eq. 13

On ne considère que le premier harmonique du flux induit par les aimants :

$$\{\phi_{M0}\} = \hat{\phi}_f \cdot \begin{cases} \cos\left(N_p x\right) \\ \cos\left(N_p x - 2\pi/3\right) \\ \cos\left(N_p x - 4\pi/3\right) \end{cases}$$

Avec :

$V_d$ , $V_q$	Tensions de l'axe-d et de l'axe-q (en V)
$i_d$ , $i_q$	Courants de l'axe-d et de l'axe-q (en A)
$e_d$ , $e_q$	Fem instantanées de l'axe-d et de l'axe-q (en V)
$k_d$ , $k_q$	Facteurs de réaction de l'axe-d et de l'axe-q (en Wb/V)
R	Résistance d'une phase du primaire du PMLSM (en Ohm)
$L_s$	Inductance d'une phase du primaire du PMLSM (en H)
$L_d$ , $L_q$	Inductances de l'axe d et de l'axe q (en H)
Ŷ	Valeur maximale de la grandeur X
$\hat{\pmb{\phi}_f}$	Valeur maximale du flux magnétique d'excitation par phase dans le référentiel <i>abc</i> (en Wb)
τ	Pas polaire → distance entre deux pôles magnétiques consécutifs (pour le PMLSM) (en rad/m)

$N_p$	Constante de position électrique. (pour le PMLSM : $N_p = \pi/\tau$ , pour le moteur tournant : $N_p$ est le nombre de paire de pôles) (en rad/m)
x	Déplacement linéaire (en m)
$ heta_e$	Angle électrique (en rad)
v	Vitesse linéaire (en m/s)
ω	Vitesse angulaire électrique (en rad/s)
М	Masse du secondaire du PMLSM (en Kg)
$T_{em}$	Force de poussée électromagnétique (en N)
$T_r$	Force résistante (en N)

Pour être plus précis,  $\hat{\phi}_f$  définit l'amplitude maximale du fondamental du flux des aimants induits dans une phase du primaire en l'absence de courant. D'autre part,  $N_p = \pi / \tau$  définit la constante électrique de position et  $\tau$  représente le pas polaire (distance entre un pôle nord et un pôle sud d'aimants contigus).

Si le primaire connaît à tout instant de la position du secondaire, il devient dès lors intéressant de travailler dans le repère de Park :

$$\begin{cases} V_d = R \cdot i_d + L_d \cdot \frac{d}{dt} i_d - N_p v L_q \cdot i_q \\ V_q = R \cdot i_q + L_q \cdot \frac{d}{dt} i_q + N_p v L_d \cdot i_d + N_p v \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{\phi}_f \end{cases}$$

Cette transformation simplifie le calcul de la force de poussée générée par le moteur linéaire :

$$T_{em} = N_p \left( \phi_d \cdot i_q - \phi_q \cdot i_d \right)$$

Ou encore :

$$T_{em} = N_p \left[ \left( L_d - L_q \right) i_d + \sqrt{\frac{3}{2}} \,\hat{\phi}_f \right] \cdot i_q \qquad \qquad Eq. \ 14$$

Dans le cas d'une machine à pôles lisses, l'expression de la force de poussée (Eq. 14) devient une fonction linéaire du courant  $i_q$ , comparable à l'équation du couple d'un moteur à courant continu. Ce résultat est suffisant dans la plupart des applications industrielles et sert de base dans la majorité des commandes de moteurs. La Figure 28 présente le modèle analytique sous la forme d'un Graphe Informationnel Causal.

Si l'on analyse la Figure 28, en considérant le couplage magnétique comme idéal, c'est-à-dire que les flux  $\phi_d$  et  $\phi_q$  soient linéaires et non saturables, on peut établir que le moteur linéaire peut se décomposer suivant 2 axes : l'axe d qui représente l'axe du flux, et l'axe q qui représente l'axe de la force de poussée.

$$T_{em} = N_p \sqrt{\frac{3}{2}} \,\hat{\phi}_f \cdot i_q \qquad \qquad Eq. \ 15$$

Cette expression de la force de poussée électromagnétique (Eq. 15) nous servira donc de référence pour quantifier l'influence des autres forces dites perturbatrices. L'utilisation d'un modèle au premier harmonique ne suffit pas pour représenter la réalité des phénomènes électriques et magnétiques présents dans la machine. En effet, de part la conception même des moteurs linéaires, ils existent des phénomènes qui ont une influence sur la génération de la force de poussée. Ainsi, pour affiner ce modèle et pour quantifier l'influence de ces phénomènes, nous retiendrons les phénomènes suivants :

- attraction du circuit ferromagnétique par les aimants : effets d'encoches ;
- asymétries dues aux phénomènes de longueurs finies : dissymétrie des inductances ;
- phénomènes de saturation locale : effets réluctifs sur les inductances ;
- influence des têtes de bobines : modification des inductances.



Figure 28 : Modèle GIC du moteur linéaire à pôles lisses

### Prise en compte des effets d'encoches : force de "cogging"

Dans la topologie des moteurs linéaires étudiés, la partie mobile (primaire) est composée de bobinages en cuivre et d'un circuit magnétique en tôles de fer-silicium feuilletées. Or, les aimants de la partie fixe (secondaire) génèrent une force d'attraction sur ces tôles ferromagnétiques. Les lignes de champs magnétiques issus des aimants sont déviées vers les dents en fer du primaire. La déviation de ces lignes de champs est directement liée à la différence de la perméabilité magnétique du fer et de celle du cuivre. La Figure 29 présente deux trajets A et B de ces lignes de champs issues des aimants. Si l'on prend pour exemple une perméabilité relative  $\mu_r \approx 1000$  du fer, le trajet A est alors 1000 fois plus perméable aux lignes de champs du trajet B.



Figure 29 : Circulation dans le primaire des lignes de champ des aimants

Ce phénomène est appelé « effets d'encoches » dans le cas des moteurs tournants et provoque des oscillations du couple moteur. Dans le jargon des moteurs linéaires, une nuance est faite entre les différentes forces issues de cette interaction aimants-fer. Les forces d'encoches regroupent la force de détente pour la composante suivant l'axe x (axe de déplacement) et la force d'attraction pour la composante suivante l'axe y. La force de détente peut se décomposer en forces d'extrémités relatives à l'interaction entre les aimants et les formes complexes situés aux extrémités du primaire et en forces de cogging qui déterminent les forces des aimants sur le reste du fer compris dans le circuit magnétique du primaire.

Si l'on reprend l'expression de la force de poussée dans l'hypothèse du premier harmonique, puis en l'écrivant dans le référentiel abc :

$$T_{em} = N_p \sqrt{\frac{3}{2}} \,\hat{\phi}_f \left[ \sqrt{\frac{2}{3}} (-\sin(N_p x) \cdot i_a - \sin(N_p x - \frac{2\pi}{3}) \cdot i_b - \sin(N_p x + \frac{2\pi}{3}) \cdot i_c \right]$$

Les 3 phases du primaire étant connectées en étoile :  $-i_c = i_a + i_b$ 

$$T_{em} = N_p \sqrt{\frac{3}{2}} \,\hat{\phi}_f \left[ \sqrt{\frac{2}{3}} (\sqrt{3} \sin(N_p x - \frac{5\pi}{6}) . i_a + \sqrt{3} \cos(N_p x) . i_b \right]$$

Si l'on applique des courants continus adaptés sur les trois phases, on peut se ramener à une expression de la force de poussée suivante :

$$T_{syn} = \sqrt{3}N_p \hat{\phi}_f \sqrt{2} \sin(N_p x) I_N \qquad \qquad Eq. \ 16$$

La force de poussée "synchrone", représentée dans le repère abc, correspond à la force nominale issue d'une phase lors d'un déplacement à vitesse constante. Dans la suite de l'étude, nous chercherons à quantifier l'ensemble des forces perturbatrices par rapport à cette force synchrone. La Figure 30 présente la superposition de la force synchrone et de la force de cogging du moteur LIMES 400 (sans inclinaison des aimants) ; force qui varie en fréquence et en intensité selon la géométrie du moteur.

Il est difficile expérimentalement de séparer les forces d'extrémités, des forces de cogging. C'est pourquoi pour quantifier la force de cogging, on utilise le code de calcul éléments finis.

Dans l'exemple de moteur linéaire présenté à la Figure 27, nous avons, pour un pas polaire, six variations de perméabilité relative. La force qui résulte de ce phénomène est oscillante et compte une fréquence fondamentale six fois supérieure à la fréquence des courants générant la force synchrone. Par exemple, si la vitesse de déplacement est de 1 m/s pour un pas polaire de 37.5 mm, on obtient un courant qui génère la force synchrone à 13.33 Hz et une force de cogging à 80 Hz (phénomène pas forcement négligeable !).



Figure 30 : Influence de la force de cogging sur la force de poussée du LIMES 400

Le calcul de cette force de cogging peut s'effectuer de plusieurs façons : force de Lorentz, méthode de la co-énergie, etc ... [7]. Pour déterminer cette force, on cherchera à se placer dans le cas général (présence de courant dans les phases) et dans le cas le plus défavorable, c'est-à-dire le cas où l'on génère le plus de force de cogging (soit un déplacement du moteur en l'absence de courant). Dans ce dernier cas, la force d'encoches n'est alors dépendante que du champ magnétostatique généré par les aimants et plus exactement de l'induction que les aimants créent dans l'entrefer. Nous utiliserons la méthode du tenseur de Maxwell pour calculer la force de cogging :

$$\vec{F} = \frac{1}{\mu} \int_{S} T d\vec{S} \text{ avec } T = \begin{bmatrix} B_{x}^{2} - \frac{1}{2} |B|^{2} & B_{x} B_{y} & B_{x} B_{z} \\ B_{y} B_{x} & B_{y}^{2} - \frac{1}{2} |B|^{2} & B_{y} B_{z} \\ B_{z} B_{x} & B_{z} B_{y} & B_{z}^{2} - \frac{1}{2} |B|^{2} \end{bmatrix}$$
 Eq. 17

Les moteurs linéaires étudiés sont constitués de primaire simple face (IronCore). La section élémentaire  $d\vec{S} = dS.\vec{y}$ . Il vient alors :

$$T.d\vec{S} = \begin{bmatrix} B_x^2 - \frac{1}{2}|B|^2 & B_x B_y & B_x B_z \\ B_y B_x & B_y^2 - \frac{1}{2}|B|^2 & B_y B_z \\ B_z B_x & B_z B_y & B_z^2 - \frac{1}{2}|B|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ dS \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_x B_y dS \\ B_y^2 - \frac{1}{2}|B|^2 dS \\ B_z B_y dS \end{bmatrix}$$
 Eq. 18

Dans notre étude, nous cherchons à identifier cette force de cogging qui se superpose à la force de poussée sur l'axe x. On déduit alors de Eq. 18 l'expression de la force de cogging :

$$\vec{T}_x = \frac{1}{\mu} \int_S B_x B_y dS \vec{x} \qquad \qquad Eq. \ 19$$

Pour résoudre cette équation, il est nécessaire de connaître l'induction dans l'entrefer. Cette grandeur étant difficile d'accès expérimentalement, nous utiliserons la méthode des éléments finis pour visualiser les valeurs de l'induction dans l'entrefer. Dans un premier temps, on réalise un calcul sur un pôle du moteur linéaire LIMES 400 (PMLSM de la société Siemens). Cela est suffisant au vu des symétries et des périodicités de la géométrie du primaire. La Figure 31 présente le maillage d'un modèle éléments finis d'un pôle du moteur linéaire. On obtient ainsi du code de calcul une valeur approchée de l'induction dans l'entrefer (Figure 32).



Figure 31 : Maillage et induction d'un pôle de LIMES 400



Figure 32 : Induction dans l'entrefer le long d'un pôle du LIMES 400

L'induction varie le long de l'entrefer et représente les valeurs prises par le champ magnétostatique des aimants influencé par la présence du fer. C'est l'influence de l'ensemble des forces générées sur cette section qui donne naissance à la force de cogging. Ainsi, on réalise la somme des forces qui s'exercent le long de l'entrefer pour une position donnée du primaire (par rapport au secondaire). On obtient ainsi la valeur de la force de cogging pour une position du moteur. On déplace ensuite le primaire pas à pas et l'on obtient l'allure complète de la force de cogging (Figure 33).

On peut par exemple synthétiser cette force de cogging sous la forme suivante :

$$T_{cog} = \frac{1}{\mu_0} S \hat{B}_x \hat{B}_y \left[ \cos(6N_p x) + 0.2\cos(12N_p x) + \dots \right]$$
 Eq. 20

Lors de la conception du moteur, le constructeur peut réduire les effets de cette force d'encoches en modifiant la géométrie du moteur. En effet, en inclinant d'un pas polaire les aimants ou les encoches (Figure 34), il est possible de compenser cette force d'encoches. Cependant, il existe des fabricants (ex : Etel), qui ne compensent pas de cette façon ces phénomènes, mais qui préfèrent ajuster la largeur des dents et celle des encoches, pour réduire l'influence des aimants sur les dents du primaire. On peut citer par exemple le LIMES 400 de Siemens dont les aimants permanents sont inclinés suivant la formule suivante:

$$\beta = \arctan\left(\frac{b}{\tau_e}\right)$$
 Eq. 21

 $\beta$  étant l'angle d'inclinaison, b étant la largeur active des aimants et  $\tau_e$  étant le pas dentaire.

D'ou l'expression de la force de poussée totale :

$$T_t = N_p \sqrt{\frac{3}{2}} \,\hat{\phi}_f \cdot i_q + \frac{1}{\mu_0} S \hat{B}_x \hat{B}_y \left[ \cos(6N_p x) + 0.2 \cos(12N_p x) + \ldots \right] \qquad \qquad Eq. \ 22$$



Figure 33 : Force de cogging et FFT de la force pour un pôle du LIMES 400



Figure 34 : Compensation des effets d'encoches

# 1.2.3.3 - Apports scientifiques

La modélisation et la commande des machines électriques ont fait l'objet de travaux nombreux et variés. Il convient également de rappeler qu'il existe plusieurs méthodes de contrôle de l'effort de poussée (ou du couple pour une machine tournante) des machines à courants alternatifs.

La technique que nous avons choisie pour nos travaux découle de dispositions visant à maintenir l'effort instantané aussi proche que possible de sa valeur moyenne, quel que soit le point de fonctionnement de la machine considérée et sa vitesse d'évolution. Rassemblées sous le vocable de commande vectorielle, ces lois de commande sont bâties à partir de modèles dynamiques de la machine. Afin de réduire la complexité et de permettre un réglage de l'effort similaire à celui d'une machine à courant continu, les modèles découlent de l'application de la transformation de Park. La conception est alors menée dans un référentiel attaché au champ tournant (ou glissant) de sorte que toutes les variables considérées sont continues au sens électrique du terme. Elles représentent la partie « utile » des grandeurs alternatives correspondantes qui ne sont, vu de la commande, que des signaux porteurs.

Nos travaux sur le moteur linéaire ont permis d'élaborer le modèle de cette machine physique polyphasée. Il correspond, après application de la transformation de Park, à celui d'une machine diphasée. Ce dernier est établi sous la forme d'un Graphe Informationnel de Causalité. L'intérêt de ce formalisme réside dans l'aspect descriptif qu'il donne sur les causalités régissant le processus considéré ; cette propriété est particulièrement importante pour déterminer les modes d'action possibles pour le contrôle de l'effort. Une étude du régime permanent met en évidence que la machine diphasée est équivalente à deux machines élémentaires associées mécaniquement, chacune définie par un axe de flux en quadrature avec un axe de courant. Dans ces conditions, les forces délivrées par ces machines fictives se décomposent en une valeur moyenne et une valeur fluctuante de pulsation double de celle des courants. La force électromagnétique globale découle simplement de leur différence, donc d'une relation naturellement non bijective puisque faisant disparaître l'effet des composantes pulsatoires.

Ensuite, une méthodologie déductive d'inversion causale (voir chapitre suivant) conduit à définir la structure de commande. Ainsi, en choisissant les conditions du régime permanent constaté, nous définissons le principe fondamental de la commande vectorielle à référentiel fixe.

Ces travaux de modélisation, d'identification des paramètres et de contrôle de l'effort de poussée ont été réalisés sur les bancs d'essais équipés de moteurs linéaires de notre plateforme technologique (démonstrateur<sup>①</sup>, démonstrateur<sup>④</sup>, démonstrateur<sup>⑤</sup>).

Ce travail a fait l'objet du sujet du mémoire CNAM de Denis LEMOINE [Cnam 1], du stage de DEA de Jia ZENG [Dea 2] et Ghislain REMY [Dea 3].

Ce travail a également fait l'objet de publications en revue et en congrès. Les articles [RN 4], [RN 2], [CI 16], [CI 10], [CI 8], [CI 5] et [CN 11] présentent nos travaux sur la modélisation (utilisant la technique des éléments finis et/ou celle des énergies localisées) et sur l'identification des paramètres d'un axe de machine-outil équipé d'un moteur linéaire. Les articles [CI 17] et [CN 13] présentent nos travaux sur l'influence de la position initiale sur l'effort de poussée, problématique spécifique aux machines synchrones à aimants permanents. Les articles [CI 20], [CI 11] et [CN 5] présentent nos travaux sur le

contrôle/commande d'un moteur linéaire utilisant le correcteur résonant pour supprimer les phénomènes harmoniques.

La modélisation fine, prenant en compte les phénomènes spécifiques au moteur linéaire, est en cours et fait l'objet du sujet de thèse de Ghislain REMY [Thèse GR]. L'objectif étant de limiter (voire de supprimer !) leurs effets par la commande. Une convention de partenariat et un engagement de confidentialité ont été signés avec la société Etel.

# 1.3 - ANALYSE DE STRATEGIES DE COMMANDE D'UN AXE

# 1.3.1 - Elaboration de structures de commande : concept du modèle inverse

### 1.3.1.1 - Introduction

Commander un processus, c'est contrôler les énergies accumulées par celui-ci (Figure 35). Cela revient aussi à imposer la trajectoire de l'une des composantes de la puissance transmise en utilisant l'autre composante pour le réglage. Par exemple, la maîtrise de la vitesse d'un mobile s'obtient par des actions modulées de l'effort qui lui est appliqué. Ce concept se généralise :

« *Puisque l'on connaît l'effet de la cause, il suffit de créer la bonne cause pour avoir le bon effet* » : cet aphorisme exprime l'inversion causale.

Dans cette partie nous présentons une démarche de conception de structures de commande à partir d'un modèle GIC de processus. On aboutit à une forme générale dont les solutions dégradées ou simplifiées correspondent à des solutions connues par ailleurs (asservissement classique utilisé industriellement, commande à retour d'état, commande à modèle, etc...).



Figure 35 : Commander un système = contrôler les énergies accumulées par le processus

# 1.3.1.2 - Principe général d'inversion

L'inversion de la relation associée à un processeur détermine une relation de commande elle-même associée à un autre processeur. Ce dernier modélise la commande qui se doit d'être matérialisée ensuite. La Figure 36 donne une illustration de la démarche globale qui montre implicitement l'importance de la qualité de la modélisation.



Figure 36 : Méthodologie globale retenue pour la définition de la commande

Dans le cas général, l'assemblage de plusieurs objets formant un processus monovariable (une entrée de réglage) conduit à une relation f telle que :

$$y(t) = f(u, t) Eq. 23$$

où f est représentée par une équation différentielle d'ordre n correspondant à la forme compagne de la modélisation du modèle d'état.

$$\sum_{i=0}^{n} a_{i} \frac{d^{i} y(t)}{dt^{i}} = u(t)$$
 Eq. 24  
En posant  $v_{i+1}(t) = \frac{d^{i+1} y(t)}{dt^{i+1}}$ , il vient  $\frac{d^{i} y(t)}{dt^{i}} = \left(\frac{d^{i} y(t)}{dt^{i}}\right)_{t=0} + \int_{0}^{t} v_{i+1}(t) dt$ 

En désignant  $y_{REF}$  la trajectoire souhaitée pour y, on détermine une grandeur de réglage du processus  $u_{REG}$ :

$$u_{REG}(t) = g(y_{REF}, t)$$
  

$$g = f^{-1} \text{ et } u = u_{REG} \text{ alors } y(t) \to y_{REF}(t)$$
  

$$Eq. 25$$

Il apparaît donc que la fonction f doit être inversible (système stable en boucle ouverte), ce qui signifie que  $y_{REF}$  doit être préalablement connue et continûment dérivable jusqu'à l'ordre n telle que :

 $\operatorname{Si}$ 

$$u_{REG}(t) = \sum_{i=0}^{n} a_i \frac{d^i y_{REF}(t)}{dt^i}$$
 Eq. 26

En posant 
$$v_{i+1_{REF}}(t) = \frac{d^{i+1}y_{REF}(t)}{dt^{i+1}}$$
, il vient  $\frac{d^{i}y_{REF}(t)}{dt^{i}} = \left(\frac{d^{i}y_{REF}(t)}{dt^{i}}\right)_{t=0} + \int_{0}^{t} v_{i+1_{REF}}(t) dt$ 



Figure 37 : Principe général d'inversion directe : commande directe à modèle

Dans le cas général  $n \neq 0$ , on aboutit à la Figure 37 qui met en évidence plusieurs exigences :

- la trajectoire  $y_{REF}$  doit être prédéfinie telle que la dérivée *nième* puisse exister ;
- les conditions initiales doivent être connues.

Sur la Figure 37, le modèle du processus résulte de l'interprétation graphique de l'expression (Eq. 24). Elle montre que si y représente la grandeur à maîtriser, il faut disposer à tout instant de toutes ses dérivées jusqu'à l'ordre n. Cela nécessite donc une étude de la trajectoire afin de respecter les conditions de dérivation exigées. L'intérêt de cette démarche est de pouvoir maîtriser tous les états du système et donc de ne réaliser que des trajectoires de y énergétiquement réalisables. Cette formulation et ces propriétés, obtenues naturellement, se retrouvent dans le formalisme des systèmes plats permettant la mise en relation directe de l'état du système avec les grandeurs à maîtriser et ses dérivées. En effet, le système  $\dot{x} = f(x, u)$  est plat, avec y comme sortie plate, s'il existe les fonctions f et g telles que :

$$\begin{cases} x = \text{état du système} = f(y, \dot{y}, ..., y^{(n-1)}, t) \\ u = \text{entrée du système} = g(y_{REF}, \dot{y}_{REF}, ..., y^{(n)}_{REF}) \end{cases}$$
 Eq. 27

Se pose alors les questions concernant :

- l'écart entre la dimension et les paramètres du modèle, et donc par inversion entre ceux de la commande et ceux du processus réel ;
- le comportement en régulation (rejet de perturbations) ;
- l'élaboration de la référence pour maîtriser tout ou partie des grandeurs d'état avec une connaissance a priori du système et du procédé pour lequel le processus est commandé ;
- l'élaboration de la référence correspondant à la dérivée nième (ordre du modèle retenu) de la grandeur à maîtriser. En effet, si l'on prend par exemple le domaine de la machine-outil, la position et la vitesse sont générées par la CFAO. Par contre, qui va élaborer les autres dérivées ?

Pratiquement, ce type de commande n'est quasiment jamais explicitement utilisé.

Dans le cas particulier n = 0, il existe une relation instantanée entre l'entrée et la sortie, la solution est plus facilement applicable et se rencontre implicitement. On détermine alors une loi de commande par inversion directe. La Figure 38 illustre ce principe qui conduit à déterminer la grandeur de réglage  $u_{REG}$  à partir de la trajectoire de référence  $y_{REF}$  souhaitée pour y. Il vient :

Figure 38 : Principe d'inversion directe (n=0)

Ce principe est applicable à toute relation bijective donc rigide (dissipateurs, opérateurs neutres) ; il trouvera ses limites en cas de non linéarités irréversibles comme la saturation.

#### 1.3.1.3 - Principe de l'inversion indirecte

Le principe de l'inversion indirecte découle du concept même d'asservir, d'imposer un comportement. Ainsi, la Figure 39 illustre ce concept visant à minimiser l'écart  $e = y_{REF} - y$ . La relation de commande est maintenant exprimée comme suit :

$$Rc \rightarrow u_{REG} = g(c(y_{REF} - y), t)$$
 Eq. 29

 $c \in \mathbb{C}$  représente la fonction de correction. Elle est déterminée de façon à assurer la stabilité du processus commandé et à minimiser l'écart *e*. On peut écrire :



Figure 39 : Principe d'inversion indirecte

On constate alors que la réponse suit la référence indépendamment de la connaissance a priori du processus. De plus, si le gain de la relation de commande tend vers une valeur infiniment grande, ce principe est théoriquement indépendant de la nature de la relation. Ainsi, il s'applique autant à une relation non linéaire mal connue qu'à une relation causale, puisque la grandeur de réglage est obtenue à partir de l'écart entre la grandeur asservie et la trajectoire que l'on souhaite lui imposer.

On pourrait penser que le principe est universel, applicable à des relations mal connues, linéaires ou non. En réalité, la présence de l'énergie emmagasinée dans le processus est à l'origine de retards dans les réponses conduisant la plupart du temps à des comportements oscillatoires, voire instables. De plus, l'augmentation du gain de boucle accroît la bande passante pouvant aller jusqu'aux fréquences des bruits de mesure. La limite de réglage est alors atteinte et les performances dynamiques du processus aussi. Ce sont les raisons pour lesquelles la notion de valeur infinie de gain dans la loi de commande est fallacieuse et qu'il faut recourir à des fonctions plus complexes. Le cas le plus classique est le correcteur proportionnel et intégral ; celui-ci amène une amplification infiniment grande de l'écart en régime stationnaire mais permet de respecter la stabilité du système grâce à la décroissance de cette amplification avec la fréquence.



Figure 40 : Principe général d'inversion indirecte : commande à boucles en cascade

On peut généraliser le principe d'inversion indirecte du modèle d'un processus en mesurant les n états du système (Figure 40). L'intérêt de la démarche est que tous les états sont contrôlés même si globalement les limites évoquées précédemment restent toujours vraies. On aboutit alors à une structure en cascade (ou encore nommée structure à boucles imbriquées) où la relation *Rci* élabore la référence de la boucle « immédiatement intérieure ». Cette architecture est celle retenue par les industriels pour le pilotage des axes de machines.

$$\begin{cases} Rci \rightarrow \left(\frac{d^{i+1}y(t)}{dt^{i+1}}\right)_{REF} = c_i(t) \left[\left(\frac{d^i y(t)}{dt^i}\right)_{REF} - \frac{d^i y(t)}{dt^i}\right] & avec \ i \ variant \ de \ 0 \ a \ n - 1 \\ \\ Rcn \rightarrow u_{REG}(t) = \sum_{i=0}^n a_i \left(\frac{d^i y(t)}{dt^i}\right)_{REF} \end{cases}$$

# 1.3.1.4 - Couplage des deux principes d'inversion : commande à modèle de référence des états

La valeur de gain ne pouvant pas être infinie pour les raisons évoquées précédemment, une solution consisterait à coupler les deux principes d'inversion, chacun amenant ses avantages. Mais comment profiter des avantages des deux solutions ?

Si le modèle du processus est parfaitement identifié dans toute la plage d'utilisation (amplitude et fréquence des signaux), alors l'inversion indirecte est inutile ; il est démontré depuis toujours que tout modèle est imparfait voire faux. En revanche, nous pouvons décider que le modèle tiré de l'identification du processus est celui qui est souhaité pour son comportement ou qu'il satisfait l'utilisateur ; ainsi, nous introduisons le concept de *« commande à modèle de référence des états »* (CMRE). Dans ces conditions, le modèle est choisi en regard de l'application ; partant de la dérivée nième (n étant l'ordre du modèle), il détermine bien les états successifs jusqu'à la référence de la grandeur à contrôler (par exemple la position d'un mobile). Pour que les états du processus convergent vers ceux du modèle, ils sont asservis de telle sorte que le réglage global soit la somme des réglages élémentaires (Figure 41).



*Figure 41 : Commande utilisant le couplage des deux principes d'inversion – Commande à modèle de comportement des états (CMRE)* 

Avec :

$$\begin{aligned} Rcdn &\to u_{REGd}(t) = \sum_{i=0}^{n} a_{mi} \frac{d^{i} y_{REF}(t)}{dt^{i}} \\ Rcii &\to u_{REGii}(t) = c_{i}(t) \left( \frac{d^{i} y_{REF}(t)}{dt^{i}} - \frac{d^{i} y(t)}{dt^{i}} \right) \quad avec \ i \ variant \ de \ 0 \ a \ n-1 \qquad Eq. \ 32 \\ Rcn &\to u_{REG}(t) = u_{REGd}(t) + \sum_{i=0}^{n-1} u_{REGii}(t) \end{aligned}$$

A partir des relations (Eq. 24) et (Eq. 32), nous pouvons écrire :

$$\sum_{i=0}^{n} a_i \frac{d^i y(t)}{dt^i} = \sum_{i=0}^{n} a_{mi} \frac{d^i y_{REF}(t)}{dt^i} + \sum_{i=0}^{n-1} c_i(t) \left( \frac{d^i y_{REF}(t)}{dt^i} - \frac{d^i y(t)}{dt^i} \right)$$

Si les  $a_{mi} = a_i$  (processus parfaitement identifié) et les  $c_i = 0$  (cas de la commande inverse directe) alors :

$$\frac{d^{i}y(t)}{dt^{i}} = \frac{d^{i}y_{REF}(t)}{dt^{i}} \quad \forall a_{i}$$

Si les  $a_{mi} \neq a_i$  (processus non parfaitement identifié) et les  $c_i \rightarrow \infty$  (cas de la CMRE) alors :

$$\frac{d^i y(t)}{dt^i} \to \frac{d^i y_{REF}(t)}{dt^i}$$

Si  $c_0 \to \infty$  mais les autres quelconques alors  $y(t) \to y_{REF}(t)$ , donc  $\frac{dy(t)}{dt} \to \frac{dy_{REF}(t)}{dt}$  et à fortiori les

dérivées successives  $\frac{d^i y(t)}{dt^i} \rightarrow \frac{d^i y_{REF}(t)}{dt^i}$ 

Si  $c_i \rightarrow \infty$  et les autres quelconques, alors ce ne sera pas le cas !

Il est indéniable qu'il s'agit bien d'asservir les états du système en fonction de leurs références respectives alors délivrées par un modèle fixant le comportement. Evidemment s'il s'avérait que dans un univers idéal, le modèle soit exactement la recopie du comportement du processus, les états de l'un et l'autre seraient donc égaux à chaque instant et les asservissements n'auraient pas lieu d'être. Cela étant et nous y reviendrons par la suite, nous ne prenons pas en compte les perturbations exogènes, notamment celles que nous ne contrôlons pas, pire celles qui ne sont pas directement observables. Dans ces conditions, les asservissements des états reprennent tout leur sens.

### 1.3.1.5 - Commande par retour d'état

Nous avons montré précédemment que toutes les grandeurs d'état du processus étaient mises en exergue à partir du Graphe Informationnel Causal. Les techniques de commandes avancées utilisent principalement le formalisme d'état pour définir les différents éléments de la structure de contrôle. Ces commandes se distinguent par le fait que leur synthèse ne s'appuie pas seulement sur l'écart, la dérivée et l'intégrale des mesures disponibles, mais sur toutes les variables régissant le comportement dynamique du système (les variables d'états). A partir de la commande à modèle de référence des états (Figure 41), nous pouvons en déduire la commande utilisant la représentation usuelle dans l'espace d'état (Figure 42). On montre ainsi que la suppression de la commande directe conduit à une commande classique à retour d'état. Il est à noter que la commande à boucles imbriquées (Figure 40) est une autre forme de commande par retour d'état.



Figure 42 : Commande mixte utilisant le formalisme d'état

Avec :

Processus : 
$$X = AX + Bu$$
  
Commande :  $u = u_{REG} = u_{REGd} + u_{REGi}$   
Modèle :  $\dot{X}_{REF} = A_m X_{REF} + B_m u_{REGd}$   
Inversion indirecte :  $u_{REGi} = L(X_{REF} - X)$ 

La Figure 43 présente la structure CMRE de commande obtenue dans le cas particulier d'un processus monovariable dont la mise en équation aboutit à une relation différentielle du deuxième degré entre l'entrée et la sortie.



Figure 43 : Commande à modèle de comportement des états du processus du deuxième ordre

Processus: 
$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \ddot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{a_0}{a_2} & -\frac{a_1}{a_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \frac{1}{a_2} \end{bmatrix} u$$

Commande :  $u = u_{REG} = u_{REGd} + u_{REGi}$ 

# 1.3.1.6 - Commande à modèle de référence global

Nous montrons, dans ce paragraphe, qu'il est possible de dégrader la structure précédente tout en conservant des performances attractives en terme d'application. Le développement de l'expression (commande indirecte) montre que si le gain est infiniment grand pour la variable à contrôler, il n'est pas utile de maintenir les asservissements de ses dérivées successives, ceci à condition que le système soit maintenu stable. En pratique, cette disposition revient à effectuer un asservissement classique avec un correcteur plus complexe, comportant notamment des actions à avance de phase pour maintenir la stabilité et l'amortissement du système. Les applications révèlent que ce type de commande permet d'obtenir assez facilement des performances de qualité car il y a déjà « une partie du réglage » qui est obtenue par la commande directe, même si évidemment le processus est décalé de son modèle. Alors, l'asservissement permet d'amener le complément de réglage contribuant au calage du comportement du processus sur celui du modèle.



Figure 44 : Commande à modèle de référence global (CMRG)

Avec

Le Graphe Informationnel Causal de la Figure 44 est obtenu à partir de celui de la Figure 41. L'entrée de référence est toujours la dérivée nième de la grandeur à maîtriser. La grandeur de réglage est déterminée à partir d'une inversion directe du processus et d'une seule boucle d'asservissement réalisée sur la grandeur à contrôler. La relation (Eq. 34) donne l'expression de  $u_{REG}$ .

La structure établie correspond à celle d'une structure à *modèle de référence global*. L'intérêt de cette commande est de forcer le processus à se comporter comme le modèle sans toutefois lui réclamer un comportement énergétiquement impossible à obtenir. Ce dernier peut-être différent du processus : cas d'une mauvaise identification ou d'une variation des paramètres. La structure du correcteur c(t) est définie de façon à respecter le cahier des charges.

### 1.3.1.7 - Commande à modèle de comportement « du processus »

La relation Rcdn de la Figure 44 étant inversible (simple opérateur d'addition), la grandeur  $u_{REGd}$  peut alors devenir l'entrée de consigne. La grandeur de réglage  $u_{REG}$  est alors déterminée à partir de la référence et de la boucle d'asservissement réalisée sur la grandeur à contrôler. La Figure 45 montre le Graphe Informationnel Causal de l'architecture de commande obtenue. Elle correspond à celle d'une structure à modèle de comportement (CMC) [8] et possède les mêmes propriétés en poursuite et en régulation que la CMRG. Cependant, dans ce cas, le modèle peut être un modèle de connaissance ou un modèle comportement de type « boite noire » avec une entrée  $u_{REF}$  et une grandeur de sortie  $y_{REF}$  que l'on souhaite maîtriser.



Figure 45 : Commande à modèle de comportement (CMC)

# 1.3.1.8 - Commandes utilisant l'inversion approchée Principe de l'inversion directe approchée :

L'expression (Eq. 26) montre que, de la trajectoire de référence, on déduit la grandeur de réglage  $u_{REG}$  grâce à des dérivations successives de la grandeur de référence  $y_{REF}$ . Si la trajectoire n'est pas analysée à l'avance, ces opérations ne sont pas causales signifiant a priori l'impossibilité physique de les réaliser. En revanche, sur un intervalle de temps pendant lequel les grandeurs sont « gelées », la dérivation devient une opération rigide pour laquelle il existe des solutions diverses regroupées sous le vocable de commande échantillonnée.



Figure 46 : Principe général d'inversion directe approchée

Par exemple, la méthode approchée dite « méthode des rectangles » débouche sur l'équation récurrente :

$$\frac{dy_{REF}}{dt} a \text{ l'instant } k \to \left(\frac{dy_{REF}}{dt}\right)_k \cong \frac{(y_{REF})_k - (y_{REF})_{k-1}}{Te} \qquad \qquad Eq. 35$$

avec *Te* la période d'échantillonnage. La grandeur de réglage  $u_{REG}$  est alors déterminée en temps réel avec une approximation dépendant de la valeur de *Te*; le calcul est réalisé par des relations rigides rafraîchies à chaque période d'échantillonnage. On aboutit alors à la structure de la Figure 46 qui exige implicitement la mémorisation des valeurs aux instants *k*-1 de chacune des dérivées successives.

L'intérêt de l'inversion directe approchée est que la consigne d'entrée est effectivement la référence de la grandeur à maîtriser ; ce qui de prime abord est rassurant même si le problème reste identique. En effet, la loi de mouvement doit être physiquement réalisable et doit répondre au critères du cahier des charges (précision, comportement vibratoire, temps de cycle, ...). Cela signifie qu'elle doit être définie jusqu'à la dérivée d'ordre n.

Les remarques faites pour la commande inverse directe restent identiques, à savoir :

• Le principe d'inversion directe met en évidence le problème de la connaissance précise des paramètres du processus nécessaires à définir la relation de commande *Rcn*. Il est indéniable que les paramètres *a<sub>i</sub>* seront toujours entachés d'erreur de sorte que la trajectoire *y* divergera de celle attendue.

$$Rcn \to \left(u_{REG}\right)_k = \sum_{i=0}^n a_{mi} \left(\frac{d^i y_{REF}}{dt^i}\right)_k \qquad \qquad Eq. \ 36$$

• La présentation suppose l'absence de perturbations qui influent également la sortie. Si celles-ci sont non mesurables ou non estimables, la trajectoire *y* est également affectée.

### Commande mixte :

Le principe d'une commande mixte est également envisageable pour l'inversion approchée. La Figure 47 propose une représentation graphique utilisant les deux inversions :

- une inversion directe du processus pour assurer le suivi de trajectoire. Dans la relation *Rcda*, la grandeur de réglage  $u_{REGda}$  est déterminée en temps réel par approximation.
- une inversion indirecte du processus pour faire face aux perturbations *p* et aux erreurs de modèle. Dans la relation *Rci*, la fonction de correction *c*, dépendant de la théorie des asservissements, est choisie en fonction des performances attendues face aux perturbations, aux bruits de mesure, aux erreurs de modèle, etc.....



Figure 47 : Commande utilisant le couplage des deux principes d'inversion

Avec

ſ

$$\begin{cases} Rc \rightarrow (u_{REG})_k = (u_{REGi})_k + (u_{REGda})_k \\ Rci \rightarrow (u_{REGi})_k = g(c_k((y_{REF})_k - (y)_k), k, T_e, t) \\ Rcda \rightarrow (u_{REGda})_k = \sum_{i=0}^n a_{mi} \left(\frac{d^i y_{REF}}{dt^i}\right)_k \end{cases}$$
 Eq. 37

Le principe d'inversion de causalité est traduit ici par des notions bien connues du monde industriel : l'asservissement et l'anticipation représentés respectivement par les relations *Rci* et *Rcda*. L'anticipation permet un ajustement de la dynamique de poursuite indépendamment de celle de régulation tout en garantissant la stabilité.

On peut généraliser le principe (Figure 48) à partir de la structure de la Figure 41. L'intérêt de la démarche est que tous les états du système sont contrôlés. On voit alors apparaître le concept d'anticipation totale, notion bien connue dans le monde de la machine-outil.



Figure 48 : Généralisation de la commande utilisant le couplage des deux principes d'inversion : commande à modèle de comportement des états approché (CMREA)



Figure 49 : Commande à modèle de référence global approché (CMRGA)

Comme pour la CMRG, la version approchée est intéressante car elle ne nécessite qu'une seule boucle d'asservissement (donc un seul capteur) pour de bonnes performances.

### 1.3.1.7 - Apports scientifiques

La principale revendication de cette partie est pour nous le raisonnement logique mené à partir du modèle du processus. Dans la démonstration, nous sommes partis de la forme observable et l'ensemble des synthèses est mené à partir de cette forme, par simple application des concepts d'inversion directe et indirecte. Ainsi, si nous avons débouché sur des solutions classiques et éprouvées comme le retour d'état, nous avons surtout mis en exergue, grâce à l'apport de l'inversion directe généralisée, la commande à modèle de comportement des états. Il ne s'agit pas de recette, mais bien de synthèse logique.

Ces démarches peuvent s'appliquer sur un modèle plus naturel, tiré directement de l'analyse physique du système considéré. Bien évidemment, on retrouvera le problème inhérent à la connaissance des états, nécessitant éventuellement un reconstructeur ou alors on sera contraint de mettre en œuvre une structure dégradée. Dans ce dernier cas, la solution CMRGA a largement montré son efficacité à plusieurs reprises [Thèse ED] (et d'autres dans le laboratoire : thèses de Joseph PIERQUIN et Bogdan VULTURESCU).

# 1.3.2 - Application : Commande à boucles en cascade

### 1.3.2.1 - Introduction

La Figure 50 représente une version continue linéaire de la transposition du GIC de la Figure 47 en schéma-bloc fonctionnel. Le principe d'inversion de causalité est traduit ici par les notions d'asservissement et d'anticipation. L'analyse de celui-ci conduit à l'expression suivante :

$$y(s) = \frac{1}{1 + COR(s)PROC(s)} \left[ PROC(s) \left( ANT(s) + COR(s) \right) y_{REF}(s) - p(s) \right] \qquad Eq. 38$$

L'observation de la relation (Eq. 38) montre que le système est insensible à toute perturbation si le produit *[COR(s).PROC(s)]* maintient un module de valeur très élevée sur une plage fréquentielle étendue. L'anticipation ANT(s) permet un ajustement de la dynamique de poursuite indépendamment de celle de régulation et tout en garantissant la stabilité.



Figure 50 : Schéma bloc de la commande utilisant le couplage des deux principes d'inversion

La Figure 51 correspond à la transposition du GIC de la commande à boucles imbriquées de la Figure 40 en schéma-bloc fonctionnel sur lequel nous avons ajouté la structure d'anticipation de la Figure 50. Cette architecture est celle retenue par la majorité des industriels pour une commande d'un axe de machine de production : machine-outil, robot, .... La boucle de position contient un simple gain proportionnel ; les boucles de vitesse et courant sont régulées par des correcteurs à actions proportionnelle et intégrale. La grandeur de réglage « FeedForward » représente une fonction d'anticipation. Pratiquement, elle est réalisée par une dérivation approchée de la référence de position si l'on souhaite anticiper en vitesse ou par une double dérivation si l'on souhaite anticiper en accélération (donc en couple ou en courant). L'objectif de l'anticipation est de compenser le retard inhérent à la structure d'asservissement par retour de mesure mais la propriété essentielle de cette composante est de permettre un excellent suivi de trajectoire sur un processus comportant plusieurs axes. L'erreur de poursuite peut également être réduite en augmentant les gains de boucle.



Figure 51 : Structure de commande d'axe présentée sous la forme de schéma-bloc

Vus par les industriels, les avantages de la structure en cascade sont :

- © Une mise en route et un réglage simples, étape par étape, en partant de la boucle la plus interne.
- © Une gestion facilitée des saturations et des surveillances. Conditionnement des régulateurs.
- © Une maîtrise des non-linéarités. Les boucles de haut niveau travaillent sur des systèmes "propres".
- © Les dynamiques rapides sont compensées par les boucles les plus internes.
- © Une **bonne régulation** : les perturbations sont rejetées au niveau le plus efficace. Exploitation optimale des ressources de calcul.
- ③ La cascade impose une dynamique d'ensemble moins rapide mais cela est compensable par anticipation.

Les gains des différentes boucles doivent être suffisamment élevés pour obtenir la performance souhaitée et rejeter les perturbations. Mais cette stratégie conduit nécessairement à exciter les fréquences propres de la

chaîne d'actionnement, limitant alors la bande passante effective des différentes boucles. Pour maintenir une bande passante élevée, sans « réveiller » les fréquences de résonance, les commandes industrielles utilisent les techniques de filtrage (Figure 52). Les filtres utilisés sont le filtre passe-bas, le filtre « notch » et le filtre bi-carré. Ils sont placés en consigne de vitesse (dans la boucle de position) et/ou en consigne de courant (dans la boucle de vitesse) [12].

Le modèle mécanique retenu pour l'étude des techniques de filtrage est celui d'un mode de transmission (Figure 17) avec une seule raideur dominante et deux masses. De plus, l'amortissement interne est négligé. D'un point de vue commande, nous négligerons l'influence de la boucle de courant ( $FT_{Bi} \approx 1$ ); considérant que la dynamique globale de celle-ci est nettement supérieure à celle de la boucle de vitesse.

L'étude des techniques de filtrage est réalisée pour les deux cas de mesure représentés sur la Figure 52 : la solution  $\bigcirc$  correspond au retour de position sur le moteur (mesure indirecte) et la solution  $\oslash$  utilise la mesure au niveau de la charge (mesure directe). Les fonctions de transfert exprimant la relation entre la force électromécanique *F* et respectivement la vitesse du moteur  $V_{cl}$  et la vitesse de la charge  $V_{c2}$  sont données par l'équation (Eq. 8).



*Figure 52 : Structure générale d'une commande industrielle avec filtres (solution Schneider Electric – Num SA)* 

#### 1.3.2.2 - Techniques de filtrage dans les commandes industrielles

La structure des filtres utilisés dans les commandes numériques industrielles correspond à celle d'un filtre bicarré (Eq. 39) [9] [11]. L'ajustement des paramètres  $\omega_i$  et  $\zeta_i$  permet d'obtenir plusieurs variantes pour le réglage du filtre en fonction de l'effet désiré. En effet, il peut être configuré pour compenser les effets d'une anti-résonance, d'une résonance ou de l'une associée avec l'autre (Figure 53).

$$T_{BC}(s) = \frac{1 + \frac{2\zeta_N}{\omega_N}s + \frac{1}{\omega_N^2}s^2}{1 + \frac{2\zeta_D}{\omega_D}s + \frac{1}{\omega_D^2}s^2} Eq. 39$$

La configuration la plus classique consiste à régler  $\omega_N = \omega_D = \omega_r$  et  $\zeta_N < \zeta_D$ . Le filtre est alors appelé « notch » (Figure 53-d) [10]. L'expression (Eq. 39) devient :

$$T_{Notch}(s) = \frac{1 + \frac{2\zeta_N}{\omega_r}s + \frac{1}{\omega_r^2}s^2}{1 + \frac{2\zeta_D}{\omega_r}s + \frac{1}{\omega_r^2}s^2} \qquad Eq. \ 40$$

La pulsation  $\omega_r$  est réglée sur la pulsation de résonance du processus et le réglage du rapport  $\zeta_N / \zeta_D$  dépend de la largeur de bande LB<sub>(-3dB)</sub> du filtre et de l'atténuation A<sub>(dB)</sub> désirées. La relation (Eq. 40) met en évidence la présence de deux zéros et de deux pôles conjugués complexes qui se trouvent sur le même cercle de rayon  $\omega_r$  dans le plan complexe.

$$\zeta_D = \frac{LB_{(-3dB)}}{2 \cdot \omega_r} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2 \cdot \omega_r} \qquad Eq. 41$$

$$\zeta_N = a \cdot \zeta_D \quad avec \quad a = 10^{\frac{-A_{(dB)}}{20}}$$
 Eq. 42



*Figure 53 : Réponses fréquentielles du filtre en fonction des paramètres*  $\omega_i$  *et*  $\zeta_i$ 

### Résonance dans la boucle fermée (Figure 52 cas @) :

Dans le cas d'une souplesse mécanique située entre l'actionneur et le capteur de mesure, la réponse en fréquence  $V_{c2}/F$  présente une résonance (Figure 54-b). Le zéro du correcteur PI de la boucle de vitesse est réglé de façon à compenser le mode dominant du processus. Le réglage du filtre « notch » situé dans la boucle est effectué selon la démarche définie précédemment.



Figure 54 : a) Cartographie des pôles et des zéros du processus corrigé par filtre Notch b) Réponse fréquentielle du processus sans et avec filtre



Figure 55 : a) Lieu d'Evans des boucles de vitesse (pointillé) et de position (continu) b) Lieu d'Evans du filtre « notch » pour différents réglages de LB c-d) Réponses en fréquence de l'axe Y du démonstrateur @ sans et avec filtre « notch » 538 Hz/100 Hz/-7dB

Le filtre apporte deux pôles complexes conjugués supplémentaires (Figure 54-a). La distance par rapport aux zéros dépend du rapport  $\zeta_N / \zeta_D$ . Si celui-ci est suffisamment important, ces deux pôles n'interviennent quasiment pas dans le mode dominant de la boucle de vitesse (Figure 55-a, traits pointillés). La réponse indicielle de vitesse correspond alors à celle d'un troisième ordre.

La valeur de réglage du gain du correcteur proportionnel de la boucle de position est donnée par le point de séparation des branches (pas de dépassement)(Figure 55-a, traits continus). Les commandes numériques industrielles offrent des outils d'analyse et de réglage graphiques des filtres utilisant le domaine fréquentiel (Figure 55-cd). C'est le réglage de la largeur de bande (LB) qui conditionne le réglage du filtre « notch ». Dans le cas d'une fréquence de résonance très amortie ou en présence de deux fréquences de résonance très proches, on est amené à régler une largeur de bande LB importante. Dans ce cas, le rapport  $\zeta_D / \zeta_N$  est trop élevé (Figure 55-b), les pôles peuvent devenir réels (Eq. 43) et le mode dominant est alors modifié.

$$T_{BC_{rap}}(s) = \frac{1 + \frac{2\zeta_N}{\omega_N}s + \frac{1}{\omega_N^2}s^2}{(1 + \tau_{r1}s)(1 + \tau_{r2}s)} Eq. 43$$

### Résonance en dehors de la boucle fermée (Figure 52 cas D) :

Dans le cas d'une souplesse mécanique présente dans la chaîne de transmission de mouvement mais à l'extérieur de la boucle d'asservissement, la réponse en fréquence présente une anti-résonance associée à une résonance.

### Compensation de la résonance et de l'anti-résonance

La structure retenue est celle d'un filtre bicarré (Figure 53-a) dans la boucle fermée. L'objectif de celui-ci est de compenser les pôles et zéros conjugués complexes du processus mécanique. La Figure 56-a montre que la vitesse du moteur  $V_{c1}$  peut alors être contrôlée sans oscillations. Par contre, la vitesse de la charge  $V_{c2}$  est oscillante car elle est située en dehors de la boucle d'asservissement (Figure 56-b).



Figure 56 : a) Réponses indicielles en vitesse  $V_{c1}$  du processus sans et avec filtre b) Comparaison de la réponse indicielle de  $V_{c1}$  et de  $V_{c2}$ 

Ces oscillations risquent, si elles sont importantes, de diminuer fortement la qualité finale de la pièce usinée (Figure 56-b). Il est donc nécessaire d'ajouter un filtre sur la consigne de vitesse pour compenser les pôles complexes conjugués de  $V_{c2}/V_{c1}$  [12].

#### Compensation de la résonance

L'observation des fonctions de transfert du processus, dans le cas d'une résonance en dehors de la boucle fermée, met en évidence une simplification naturelle des pôles de  $V_{c2}/V_{c1}$  par les zéros de  $V_{c1}/F$  (Figure 57).

La méthodologie utilisée précédemment, qui nécessite la mise en place de deux filtres (BF + consigne), n'est donc pas la plus judicieuse. La combinaison du correcteur PI et d'un seul filtre, placé soit dans la boucle fermée, soit en référence de consigne, suffit pour maîtriser au mieux la grandeur  $V_{c2}$ .



Figure 57 : Schéma bloc fonctionnel de la boucle de vitesse

La position du filtre dépend de plusieurs critères mais résulte souvent de la méthode d'identification expérimentale des fréquences de résonance présentes sur la machine. Si le directeur de commande numérique permet uniquement l'observation de la fonction de transfert du processus en boucle fermée (correcteur de vitesse inclus), la fréquence de résonance observée dépend alors du gain du correcteur PI (Figure 58). Dans ce cas, le filtre doit être placé dans la référence de vitesse (dans la boucle de position).



Figure 58 : a) Lieu d'EVANS de  $V_{c1}/V_{c1ref}$  en fonction du gain du correcteur PI - b) Réponses fréquentielles de  $V_{c1}$  et de  $V_{c2}$ 

Si le filtre est placé dans la boucle fermée, il est paramétré de façon à compenser les pôles conjugués complexes de la fonction de transfert du processus. La Figure 59-a montre l'évolution des pôles des fonctions de transfert de  $V_{c1}/V_{c1ref}$  pour le filtre « notch » (trait continu) et pour le filtre bicarré à constantes de temps rapides (trait pointillé).

Les réponses fréquentielles (Figure 59-b) montrent l'amortissement obtenu sur la fréquence de résonance mécanique par le filtre de la boucle fermée. Si nous comparons l'évolution des pôles de la boucle de position (à partir du lieu en pointillé des pôles réglés par la boucle de vitesse  $V_{c2}$ ) pour un filtre de type « notch » (Figure 60-a) et pour un filtre de type bicarré avec pôles rapides (Figure 60-b), l'utilisation du filtre « notch » permet une marge de gain pour un amortissement critique ( $\zeta$ =1) beaucoup plus importante que celle obtenue par l'utilisation du filtre bicarré à constantes de temps rapides.



Figure 59 : a) Lieu d'EVANS de  $V_{cl}/V_{clref}$  - filtre notch / filtre bicarré - b) Réponses fréquentielles de  $V_{cl}$  et  $V_{c2}$  - filtre notch / filtre bicarré (trait continu pour le filtre « notch » - trait pointillé pour le bicarré)



Figure 60 : a) Lieu d'EVANS de  $X_{c2}/X_{c2ref}$  filtre « notch » - b) Lieu d'EVANS de  $X_{c2}/X_{c2ref}$  - filtre bicarré (traits continus pour la position / traits pointillés pour la vitesse)

Si le filtre est placé en consigne, son réglage s'avère plus délicat puisque la fréquence de résonance à filtrer dépend directement du gain du correcteur PI de la boucle de vitesse. Les branches des lieux d'Evans de la boucle de position (Figure 61) sont les mêmes que précédemment mais le constat sur les marges de gain est de nouveau en faveur du filtre « notch ».



Figure 61 : a) Lieu d'EVANS de  $X_{c2}/X_{c2ref}$  filtres « notch » (continu bleu) et bicarré (pointillé noir) - b) Réponses de  $X_{c2}$  face à un échelon de perturbation

Si les deux solutions donnent le même comportement en poursuite, il faut cependant vérifier le comportement du processus filtré en régulation. La Figure 61-b montre la réponse en position de la charge lorsqu'une perturbation d'effort en échelon est appliquée. L'écart de position est comparé pour les deux solutions de localisation du filtre.

Dans le cas où le filtre est placé sur la référence courant (dans la boucle fermée de vitesse), le gain *kp* possible est limité par la première fréquence propre (voir paragraphe suivant). Le filtre placé en référence de vitesse permet de régler un gain *kp* plus élevé, ce qui donne un écart en régulation plus faible et sans oscillation. A titre comparatif, pour le même réglage de gain *kp*, l'écart en régulation est le même mais la réponse temporelle ne présente pas d'oscillations lorsque le filtre est placé en consigne de vitesse. L'étude en régulation permet d'affirmer que le choix de la localisation du filtre devient important dès lors que la fréquence de résonance est faible. Dans ce cas, un filtre placé en dehors de la boucle fermée (filtre placé sur la référence de vitesse) permet d'obtenir un meilleur comportement du processus en régulation (marge de gain plus élevée).

#### Limite d'utilisation de la technique de filtrage :

L'intérêt d'utilisation du filtre « notch » est limité dans le cas d'une fréquence de résonance trop basse. Le réglage fréquentiel du « notch » semble identique (Figure 62-a, atténuation parfaite du pic de résonance), le lieu d'Evans est cependant complètement différent. Dans le cas d'une fréquence de résonance basse, le mode dominant correspond aux pôles complexes obtenus après réglage du filtre. A l'inverse, dans le cas d'une fréquence de résonance suffisamment élevée (Figure 62-b), les pôles conjugués complexes obtenus après mise en place du filtre « notch » sont très rapides devant le mode dominant.



Figure 62 : Réglages du filtre « notch » pour : a)  $\omega_r = 17Hz (\times 2\pi) - b$ )  $\omega_r = 170Hz (\times 2\pi)$ Réponses temporelles  $V_{c1}$  et  $V_{c2}$  pour : c)  $\omega_r = 17Hz (\times 2\pi) - d$ )  $\omega_r = 170Hz (\times 2\pi)$ 

### Limite de réglage par rapport à la fréquence de résonance :

L'efficacité du filtre notch est directement liée au module de la pulsation de résonance. Une fois définie la largeur de bande (LB), le gain de la boucle de vitesse  $K_p$  est ajusté pour obtenir la dynamique désirée (Figure 63-a). Le pôle réel de la boucle de vitesse ne doit pas être réglé au delà de  $\omega_r$  (Figure 63-b) sinon les branches du lieu d'Evans de la boucle de position (Figure 63-c) s'inversent et le processus devient rapidement instable avec l'augmentation du gain de boucle (Figure 63-d).



Figure 63 : Limites de réglage

### Synthèse de réglage avec l'utilisation d'un filtre « notch » :

Le réglage des différents paramètres est conditionné par la dynamique désirée au niveau de la boucle de position. Selon le gain de boucle de position *kv* désiré (erreur de poursuite tolérée), nous déterminons la position des pôles du mode dominant (Figure 64).

La largeur de bande (LB) du filtre notch est déterminée pour obtenir la plage de réglage pour le gain *kv*.(les pôles complexes conjugués sont suffisamment éloignés de l'axe des réels pour obtenir un point de séparation des branches du mode dominant en adéquation avec le cahier des charges).

Le choix de la position du filtre (en référence de vitesse ou de courant) dépend principalement de la pulsation de résonance  $\omega_r$  et du moyen d'identification des modes mécaniques.

La boucle de vitesse est réglée pour obtenir le pôle réel utilisé dans la boucle de position pour créer la branche du mode dominant. La constante de temps intégrale  $\tau_{iv}$  est choisie égale à la constante de temps "inertielle" du processus  $\tau$ . Dans tous les cas, la dynamique de la boucle de vitesse est conditionnée par le mode dominant imposé par les branches complexes conjuguées du filtre notch, elle ne pourra pas être réglée au-delà de la pulsation de résonance  $\omega_r$ .



Figure 64 : Démarche de réglage

### 1.3.2.3 - Apports scientifiques

Les techniques de filtrage associées aux boucles imbriquées permettent d'obtenir des résultats intéressants dans le cadre d'une machine outil à dynamique élevée. L'étude montre que le choix du type et de l'emplacement d'un filtre dépend de la position de la souplesse génératrice d'oscillations par rapport à la mesure.

Les filtres les plus utilisés dans les directeurs de commande numérique industriels sont le passe-bas, le « notch » et le bicarré. Un filtre passe-bas est souvent utilisé pour atténuer (voire supprimer) les fréquences de résonance au-delà de la bande passante en vitesse souhaitée. Les deux autres filtres ont été comparés pour leurs capacités à réduire les effets néfastes d'une fréquence de résonance dans les deux cas d'étude.

Dans un premier temps, le filtre « notch » est testé lorsque la fréquence de résonance est située dans la boucle fermée, mettant en évidence l'influence du réglage de la largeur de bande (LB). Des études

expérimentales ont été menées sur nos bancs d'essais et sur des machines industrielles. Elles confortent nos résultats théoriques.

Dans un deuxième temps, nous montrons que l'utilisation d'un filtre bicarré pour éliminer les pôles et les zéros complexes conjugués d'une résonance en dehors de la boucle fermée n'est pas judicieuse. Nous comparons ensuite, pour les différentes positions du filtre, la dynamique obtenue avec le filtre « notch » ou le filtre bicarré. Dans tous les cas, le filtre « notch » permet d'obtenir une marge de gain (amortissement critique,  $\zeta=1$ ) plus importante.

Nous montrons également que la position du filtre revêt une importance significative face aux perturbations d'efforts. Il est préférable de placer le filtre sur la consigne de vitesse dans le cas d'une première fréquence propre relativement basse. La limite d'utilisation des techniques de filtrage est directement liée à la valeur de la plus basse fréquence propre et dépend également de la variation des paramètres mécaniques (simplification imparfaite des termes). La limite opérationnelle du filtre « notch » dépend de la dynamique souhaitée pour la boucle de position et nous avons montré que le pôle réel de la boucle de vitesse ne doit pas être réglé (gain kp) au-delà de  $\omega_r$  pour garantir la stabilité du processus.

Enfin, l'étude de robustesse permet de vérifier que, là encore, le filtre « notch » donne de meilleurs résultats. Il doit être réglé de façon à obtenir une sur-compensation pour garantir un fonctionnement stable dans la plage de variation paramétrique.

Ce travail de synthèse a été réalisé en partenariat avec Michel BERGEON, ingénieur à la direction technique de la société Schneider Electric NUM SA.

Ce travail a fait l'objet de publications en congrès [CN9] [CI12] et d'une soumission dans une revue internationale.

### 1.3.3 – Application : Commande par retour d'état

#### 1.3.3.1 - Introduction

L'objectif de ce paragraphe est de faire une synthèse sur une commande utilisant le formalisme d'état appliquée au pilotage d'un robot cartésien 3 axes (démonstrateur<sup>3</sup>).

A partir d'un modèle éléments finis du robot validé expérimentalement (Figure 65), nous avons choisi, dans le cadre de cette étude, de ne prendre en compte que le premier mode de déformation de la structure. Le modèle simple est alors équivalent à un ensemble deux masses et un ressort.

Notre souhait, pour ce robot, est d'augmenter ses performances dynamiques tout en maîtrisant le comportement vibratoire de sa structure mécanique. Cela revient dans notre cas à imposer un amortissement au premier mode de flexion de la poutre Z, donc à fixer l'emplacement des pôles conjugués dans le plan complexe.

A la lecture du modèle GIC (Figure 66), les variables d'état sont la vitesse du chariot  $V_{chariot}$  (ou de l'arbre moteur), l'effort transmis  $F_{res_t}$  et la vitesse de la charge  $V_{charge}$ . L'entrée est le couple fourni par le moteur Cm.

### 1.3.3.2 - Commande du robot par retour d'état

Le modèle GIC obtenu est du troisième ordre au sens énergétique, visible par les trois accumulateurs (R1, R6 et R9). A partir de ce modèle, on peut imaginer toute autre forme de représentation en adéquation avec les objectifs de l'application. Par exemple, si on s'intéresse aux positions du chariot et de la charge, on introduit deux nouveaux opérateurs de calcul par intégration des vitesses correspondantes. Il ne faut pas convenir pour autant que le processus soit devenu d'ordre cinq. On arrive ainsi à la nécessaire distinction souvent oubliée entre le processus réel et le processus observé (ici avec ses capteurs de position). L'ordre peut être modifié, tout dépend des relations entre les variables observées et les variables d'état présentes. Cela étant, le processus observé n'est plus à confondre avec le processus réel où seules les énergies sont prises en compte. Ainsi, en considérant les positions du chariot et de la charge, l'expression R6 montre
qu'elles sont linéairement liées à l'effort transmis  $F_{res_t}$ . La manipulation des équations d'état du processus réel nous amène à celles du processus observé qui apparaît alors d'ordre 4.



Figure 65 : Modèles mécaniques et réponses fréquentielles pour une position basse du bras Z du robot PIP 3030



Figure 66 : Modèle GIC du modèle simplifié retenu pour le robot PIP 3030

A partir du modèle GIC du processus et en partant de la structure générale de la commande par modèle de référence des états (CMRE) pour laquelle on supprime le modèle de comportement, nous obtenons une commande « classique » par retour d'état. Ensuite, le choix provient davantage de la possibilité ou non d'accéder aux états du système et de la qualité du signal.

En considérant le vecteur d'état  $X = \begin{bmatrix} x_{chariot} & x_{charge} & V_{chariot} & V_{charge} \end{bmatrix}^T$ , les matrices d'état sont données par :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{K_t q^2}{J_m} & \frac{K_t q^2}{J_m} & -\frac{f_m + \mu_t q^2}{J_m} & \frac{\mu_t q^2}{J_m} \\ \frac{K_t}{m_{ch \, arg e}} & -\frac{K_t}{m_{ch \, arg e}} & \frac{\mu_t}{m_{ch \, arg e}} & -\frac{\mu_t}{m_{ch \, arg e}} \end{bmatrix}$$

$$Eq. 44$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/J_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

# Commande par placement de pôles :

La Figure 67 représente la structure de commande retenue. La démarche consiste ensuite à trouver les coefficients du vecteur K du système bouclé qui conditionnera la réponse du système suivant des contraintes fixées à l'avance.  $y_{ref}$  représente la consigne de régulation et  $k_{ref}$  un compensateur de mise à l'échelle.

Notre objectif étant la limitation des vibrations structurelles (réduite au premier mode de la poutre Z dans notre modèle d'axe), une démarche rationnelle de placement de pôles consiste à ne pas supprimer les oscillations du système, mais uniquement à augmenter l'amortissement de ces dernières. La carte des pôles de notre modèle d'axe présenté à la Figure 68 comporte un pôle réel négatif (mode dominant) et une paire de pôles complexes très faiblement amortis (mode souple). L'action sur l'amortissement du mode oscillant se résumera donc au déplacement des pôles conjugués, sur un cercle ayant l'origine du plan complexe pour centre. Les pôles placés sur l'axe réel seront ensuite calculés pour retrouver la dynamique souhaitée.



Figure 67 : Système mono-entrée bouclé par un retour d'état statique



Figure 68 : Stratégie de placement de pôle

Imposer la dynamique de ce système par un retour d'état, revient à imposer la valeur des coefficients  $\alpha_i$  du polynôme caractéristique de A – BK :

$$P_{A-BK}(\lambda) = \det(\lambda I - A + BK) = \alpha_0 + \alpha_1 \lambda + \dots + \alpha_{n-1} \lambda^{n-1} + \lambda^n \qquad Eq. 45$$

Dans notre cas, les mesures disponibles sont : la position et la vitesse du moteur. De ce fait, la matrice de gain K sera définie à partir de ces deux états mesurables et ne sera constituée que de deux coefficients. Plus précisément, nous ne pourrons agir que sur la dynamique et non pas sur le mode oscillant, puisque les mesures de position et de vitesse de la charge ne sont pas accessibles.

Par exemple, si l'on souhaite placer les deux pôles sur l'axe réel correspondant à une réponse sans dépassement ( $\zeta = 1$ ), on calcule donc le vecteur K de manière à obtenir en boucle fermée le polynôme caractéristique possédant les valeurs propres :  $p_1 = p_2 = -10$ .

On obtient alors le vecteur K suivant :  $K = \begin{bmatrix} 3, 54 & 0, 69 \end{bmatrix}$ 

La Figure 69 représente les résultats obtenus expérimentalement. On remarque que les bruits de la mesure vitesse sont importants et qu'ils se répercutent sur le courant. Les **bruits de la mesure de vitesse limite alors considérablement la dynamique** du robot.

Plusieurs méthodes utilisant le formalisme d'état sont envisageables pour limiter les bruits de mesure. Tout d'abord, on peut utiliser un observateur d'état, appelé couramment "reconstructeur d'état" puisqu'il permet également de reconstruire les états non mesurables. Dans le cadre de ce travail, nous avons utilisé un reconstructeur de Luenberger.



Figure 69 : Réponse en vitesse et en courant avec une commande par retour d'état

# Reconstruction d'état par observateur de LUENBERGER :

L'intérêt d'un reconstructeur d'état est multiple, il consiste à obtenir certaines composantes d'état pour lesquelles la mesure est difficile, impossible ou encore trop coûteuse. Il permet également de reconstruire un signal mesuré qui est fortement bruité. Dans [13], l'auteur propose de nombreuses applications utilisant ce type de reconstructeur et plus particulièrement sur les problèmes liés au capteur (bruits et retard). Dans notre cas, les mesures disponibles sont la position et la vitesse de l'arbre moteur, et l'on sait que la mesure vitesse est bruitée. De ce fait, nous allons reconstruire cet état afin de l'utiliser dans la commande.

Par contre, si l'on désire modifier les caractéristiques du mode oscillant du bras Z, il est nécessaire que la loi de retour fasse intervenir toutes les composantes du vecteur d'état X, c'est à dire que l'on suppose que tous les états soient mesurés ou mesurables. Dans le cas du robot cartésien, nous ne disposons évidemment pas de tous ces capteurs. Il est donc nécessaire d'utiliser un reconstructeur d'ordre complet qui aura pour fonction de reconstruire les états non mesurables à partir de mesures sur l'entrée et sur la sortie du système.

La Figure 70 présente le schéma bloc de la structure de l'observateur associé à un système avec retour d'état.



Figure 70 : Retour d'état avec observateur

L'observateur doit donc permettre de reconstituer les états vrais, quelle que soit l'entrée appliquée au système et les conditions initiales dont on part. De ce fait, la détermination de la matrice de gain L doit être établie de façon à ne pas dégrader les performances en boucle fermée. L'équation du reconstructeur d'état s'écrit de la façon suivante :

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{B}u + L(y - C\tilde{y}) \qquad \qquad Eq. \ 46$$

En considérant la figure, le modèle du système en boucle fermée s'écrit :

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A - BK & BK \\ 0 & A - LC \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ e \end{pmatrix}$$
 Eq. 47

On constate que les pôles introduits par les deux polynômes caractéristiques sont, d'un coté, celui du système avec retour d'état, et de l'autre, celui du reconstructeur. Puisque les pôles ne s'influencent pas, on peut traiter indépendamment le placement des pôles du retour d'état et du reconstructeur (principe de séparation).

## Utilisation d'un reconstructeur constitué d'un modèle du processus d'ordre 1 :

Afin de valider pratiquement le reconstructeur, nous avons utilisé dans un premier temps le modèle d'ordre 1, ce qui permettra de reconstituer la position et la vitesse moteur. Avant d'utiliser pratiquement le signal vitesse "reconstitué", nous vérifierons d'une part, que la dynamique du reconstructeur est plus rapide que celle du processus, et d'autre part, que le signal vitesse est moins bruité que celui mesuré. Le modèle étant d'ordre 1, le mode oscillant n'est pas pris en compte dans le reconstructeur. De ce fait, on ne reconstitue pas les états ( $V_{ch \arg e} \ et \ x_{ch \arg e}$ ).

Nous avons choisi dans notre cas une annulation de l'erreur 4 fois plus rapide que la constante de temps du processus en boucle fermée. La matrice L est calculée de la même manière que la matrice K en imposant les pôles 4 fois plus rapide que ceux du processus en boucle fermée. On obtient alors :

$$L = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} C_{(A,B)}^{-1} \begin{bmatrix} p_{o1} & p_{o2} \end{bmatrix} (A)$$
 Eq. 48

On remarque, sur la Figure 71, que la vitesse reconstruite est comparable à celle mesurée et qu'elle est nettement moins bruitée.



Figure 71 : Comparaison entre la vitesse mesurée et la vitesse reconstruite

La commande par retour d'état fait intervenir deux pôles, de la même façon que celle utilisée précédemment sans reconstructeur. Leurs positions sont choisies telles que :  $p_1, p_2 = -36 \pm 17i$ , correspondant à un  $\zeta$  de 0,9 et une fréquence de coupure  $\omega_n$  de 40 Hz. La Figure 72 compare les résultats obtenus expérimentalement en utilisant la commande par retour d'état avec la configuration des pôles indiquée ci-dessus, et ceux obtenus avec la commande industrielle. La première figure compare également la réponse en position obtenue en simulation avec celle obtenue expérimentalement. On y remarque une légère différence en terme d'oscillation, néanmoins le temps de réponse est quasiment identique. Les autres figures font une comparaison avec la commande industrielle et font apparaître de meilleures performances avec la commande par retour d'état.

En effet, le temps de cycle est nettement diminué et passe de 0,47 à 0,41 s, le courant est légèrement moins bruité et les oscillations de la charge ont un amortissement beaucoup plus important.

On observe également d'après les résultats obtenus, que le réglage des pôles n'est pas optimum en terme de dépassement autorisé sur la position du chariot qui est de + 0,2 mm. Cela signifie que l'on peut modifier l'emplacement des pôles en autorisant un dépassement plus important (diminution de  $\zeta$ ).



*Figure 72 : Réponses obtenues expérimentalement avec la Cde par retour d'état (\zeta=0,9)* 

Les essais présentés Figure 73 montrent l'influence d'une variation de l'amortissement pour une bande passante fixée à 40 Hz. On constate logiquement une évolution du dépassement et du temps de réponse suivant le  $\zeta$  choisi. Le choix d'une valeur de 0,8 nous donne un temps de réponse plus faible, néanmoins, le dépassement est supérieur aux limites fixées par le cahier des charges. Le choix d'un  $\zeta$  de 0,9 semble être un bon compromis pour les besoins industriels.



Figure 73 : Réponse en position et courant (variation de  $\zeta$ )

# 1.3.3.3 - Apports scientifiques

L'objectif de ce travail consistait simplement à démontrer la puissance d'une commande par retour d'état et à essayer de voir si une telle architecture était envisageable sur un processus industriel comme un robot cartésien. Les simulations et les validations expérimentales sont parfaitement en adéquation avec la théorie. Les résultats sont probants puisque nous obtenons de meilleurs résultats que ceux obtenus avec la structure de commande industrielle.

Malheureusement, ce formalisme est plus difficile à appréhender et la stratégie de réglage est plus globale (ce qui va à l'encontre des souhaits des industriels !). De plus les moyens technologiques à mettre en œuvre sont différents.

Globalement, tous les industriels partenaires de l'ERT sont hostiles à cette architecture de contrôle/commande. Peut-être est-ce l'histoire !? Une solution, utilisée par un fabricant de moteurs, consiste à rajouter un « habillage informatique » pour que les utilisateurs puissent retrouver les paramètres des régulateurs d'une commande classique à boucles en cascade.

Ce travail a fait l'objet du mémoire CNAM de François GHESTEM [Cnam 2] et d'un contrat avec la société Sepro-Robotique [RC i+10].

# 1.3.4 - Application : Commande à modèle de comportement

# 1.3.4.1 - Introduction

La Figure 74 correspond à la transposition du GIC de la Figure 45 en schéma-bloc fonctionnel. L'analyse de celui-ci conduit à l'expression suivante :

$$y(s) = \frac{PROC(s)[1 + COR(s)MODEL(s)]}{[1 + COR(s)PROC(s)]} u_{REF}(s) + \frac{1}{[1 + COR(s)PROC(s)]} p(s) \qquad Eq. \ 49$$

Si les produits *[COR(s).PROC(s)]* et *[COR(s).MODEL(s)]* présentent un module suffisamment élevé dans la bande passante utile, le système commandé se comporte alors comme le modèle *MODEL(s)* quel que soit le processus. La structure du correcteur *COR(s)* est définie de façon à respecter le cahier des charges.



Figure 74 : Principe de la commande à modèle de comportement

# 1.3.4.2 - Commande à modèle de comportement appliquée à la commande d'axe

Dans le cas d'une commande d'axe, on peut imaginer cette architecture à tous les niveaux (position, vitesse, ...). Dans le cadre de ce mémoire, nous présentons celle-ci comme une boucle interne de stabilisation venant compenser l'effet déstabilisant de la souplesse mécanique.

Le réglage de cette boucle doit permettre d'amortir suffisamment le processus tout en assurant une dynamique au sous-système plus rapide que celle du processus. Bien évidemment, pour obtenir une stabilisation efficace, il faut que la dynamique de la boucle interne soit plus rapide que celle du processus. Pour un processus comportant une souplesse, la structure du correcteur COR(s), de type « double avance de phase » constituée de deux zéros et de pôles « rapides », a été retenue. L'un des zéros du correcteur est choisi de façon à compenser le pôle réel du processus (mode dominant). Le deuxième zéro, associé au gain de boucle  $k_{BI}$ , permet de régler la dynamique de la boucle interne (Figure 75). Le correcteur de la boucle interne est donné par l'expression :

$$COR(s) = \frac{k_{BI} \cdot (1 + \tau_s) \cdot (1 + \tau_{sta}s)}{(1 + tr_1 s) \cdot (1 + tr_2 s)}$$
 Eq. 50



Figure 75 : Lieu d'Evans de la boucle de stabilisation lorsque  $k_{BI}$  varie de 0 à l'infini

# Contribution du modèle

L'objectif de la commande à modèle de comportement est de contraindre le processus à se comporter comme le modèle ; le choix du modèle est donc important. L'idée de base est de prendre un modèle identique au mode dominant du processus (sans la partie souple). Nous envisageons donc un modèle du premier ordre qui n'apporte qu'un seul pôle supplémentaire dans le système. Cette solution paraît a priori contraignante pour la boucle de vitesse, mais ce n'est pas logique car les sollicitations extrêmes doivent être fortes. Ce n'est possible que si effectivement on choisit le modèle du mode dominant ; ainsi il n'y a pas bousculade, mais après il ne faut pas chercher une forte dynamique globale.

Le modèle du premier ordre peut s'écrire :

$$MODEL(s) = \frac{k_m}{(1 + \tau_m s)} \qquad \qquad Eq. 51$$

avec  $\tau_m = \tau$  et  $k_m = k$ 

La fonction de transfert en poursuite s'écrit :

$$STA(s) = \frac{V_{c2}(s)}{u_{REGda}(s)} = \frac{k\left[(1+\tau_m s) + k_m k_{BI}(1+\tau s)(1+\tau_{sta} s)\right]}{(1+\tau_m s)\left[(1+\tau s)(1+\frac{2\zeta_n}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2(1+r)}s^2) + kk_{BI}(1+\tau s)(1+\tau_{sta} s)\right]}$$
  
Eq. 52

Soit, pour un gain k<sub>BI</sub> défini et en mettant STA(s) sous forme de constantes de temps :

$$STA(s) = \frac{V_{c2}(s)}{u_{REGda}(s)} \cong \frac{k(1+\tau_1 s)}{(1+\tau_m s)(1+\tau_2 s)(1+\tau_3 s)}$$
 Eq. 53

avec  $\tau_m > \tau_1 \cong \tau_2 > \tau_3$ )

# Boucle de vitesse :

La typologie du correcteur de vitesse Cv(s) correspond à un P.I. afin de garantir une erreur statique en vitesse nulle.

$$C_V(s) = k_p \, \frac{(1 + \tau_{iv} s)}{s} \qquad \qquad Eq. \ 54$$



Figure 76 : Boucle de vitesse comportant une commande à modèle de comportement

En choisissant  $\tau_{iv}$  égale à la constante de temps du modèle  $\tau_m$ , nous obtenons l'expression de la fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse en fonction de la consigne de référence :

$$B_V(s) = \frac{V_{c2}(s)}{V_{c2REF}(s)} = \frac{k_p k(1+\tau_1 s)}{s(1+\tau_2 s)k_p k(1+\tau_3 s) + k_p k(1+\tau_1 s)}$$
 Eq. 55

Le lieu d'Evans de la boucle de vitesse représenté à la Figure 77 montre l'évolution des pôles du processus en fonction du gain  $k_p$ . Le mode dominant est effectivement un premier ordre.



Figure 77 : Boucle de vitesse – Réglage de la dynamique

#### Boucle de position :

Sur une machine outil, le réglage de la boucle de position doit être tel que les pôles de la FTBF, pour les modes dominants, soient sur l'axe des réels pour éviter tout dépassement de la consigne de position. Le correcteur pour la boucle de position est choisi en fonction de la carte des pôles du processus réglés par la boucle de vitesse. Le système est naturellement intégrateur. Un correcteur proportionnel est donc suffisant pour garantir une erreur statique nulle et pour maîtriser le gain de boucle afin d'obtenir une erreur dynamique définie par le cahier des charges.

La boucle de position définit un mode dominant entre deux pôles réels : celui amené par l'intégration d'une part et celui réglé par la boucle de vitesse (Figure 78). Le point de séparation, donc le gain maximum de la boucle de position, dépend du pôle réglé par la boucle de vitesse. La marge de réglage du gain de la boucle de position est donc directement conditionnée par le choix de la constante de temps  $\tau_{sta}$ .



Figure 78 : Boucle de position – Réglage de la dynamique

# Robustesse de la boucle de position :

En imposant un modèle de comportement au processus, la commande va permettre de s'affranchir des non-stationnarités. La variation des paramètres mécaniques (répartition des masses et des raideurs) entraîne un glissement de la première fréquence propre. Les pôles conjugués complexes du processus vont se déplacer et modifier la carte des pôles et zéros du système. Dans le cadre de cette présentation, nous avons étudié une variation paramétrique de 10% (valeur comparable à celles rencontrées sur une machine-outil).



Figure 79 : Boucle de position – Etude de la robustesse

Le mode dominant de la boucle de position reste quasiment identique, seul le gain de boucle maximum au point de séparation change légèrement. Il sera nécessaire de prévoir une marge de réglage pour obtenir dans tous les cas une réponse sans dépassement au niveau de la boucle de position.

#### Synthèse de réglage de la CMC appliquée à un axe de machine à dynamique élevée :

La Figure 80 présente la synthèse de réglage d'une commande utilisant un modèle de comportement. Le réglage des différents correcteurs est conditionné par la dynamique désirée au niveau de la boucle de position. Selon le gain de boucle de position *kv* désiré (erreur de poursuite tolérée), nous déterminons la position des pôles du mode dominant.

Le choix du zéro  $(-1/\tau_{sta})$  du correcteur de stabilisation est déterminé pour obtenir la plage de réglage pour le gain  $k_{V}$ . Son module doit être suffisamment élevé pour obtenir un point de séparation des branches du mode dominant en adéquation avec le cahier des charges.

La boucle interne de stabilisation peut alors être réglée (gain  $k_{BI}$ ) en fonction du modèle retenu pour le processus mécanique (gain statique, constante de temps "inertielle", nombre de fréquences propres prises en compte).

La boucle de vitesse est réglée pour obtenir le pôle réel utilisé dans la boucle de position pour créer la branche du mode dominant. Le modèle est un premier ordre dont la constante de temps  $\tau_m$  est égale à la constante de temps "inertielle" du processus  $\tau$ . La constante de temps intégrale  $\tau_{iv}$  est aussi choisie égale à  $\tau$ .



Figure 80 : Synthèse de réglage d'une CMC

# Validations expérimentales :

Pour valider cette stratégie de commande, nous avons conçu une réplique à échelle réduite d'une chaîne de positionnement comportant une souplesse volontairement importante. Nous avons implémenté et mis en œuvre l'algorithme CMC en comparant les résultats avec ceux obtenus en appliquant une stratégie de commande "classique" à boucles imbriquées (correcteur PI).

La Figure 81 présente les résultats obtenus avec les deux commandes. Lorsque nous appliquons l'algorithme de la commande CMC, la boucle de stabilisation joue son rôle et les oscillations sont quasiment supprimées tout en conservant une dynamique importante.



Figure 81 : Comparaison des résultats entre une commande « classique » et une CMC

# 1.3.4.3 - Apports scientifiques

La démarche systématique d'inversion du modèle informationnel du processus met en évidence des grandeurs d'états mécaniques qui ne sont pas forcément directement accessibles. D'autre part, le modèle établi doit tenir compte de la variabilité du processus mécanique, due à la variation non linéaire de la raideur du système avec la position du chariot. Ces différentes considérations rendent nécessaire une stratégie de commande suffisamment robuste devant les variations paramétriques du processus tout en permettant de stabiliser celui-ci. Nous avons retenu, dans cette application, la Commande à Modèle de Comportement. Les simulations et les expérimentations réalisées valident la stratégie de commande. Le contrôle actif réalisé permet de stabiliser le processus en "amortissant" le premier mode propre. Le gain de la boucle de vitesse peut alors être augmenté et nous obtenons des performances dynamiques quasiment égales à celles d'un processus équivalent considéré rigide. Ainsi, la Commande à Modèle de Comportement offre un bon compromis simplicité / efficacité pour imposer au processus d'une part un comportement cinématique, et d'autre part, un comportement stationnaire, conditions d'obtention d'une qualité constante des états de surface des pièces usinées.

Ce travail de synthèse a fait l'objet de la thèse de Eric DUMETZ [Thèse ED] qui a été soutenue le 22 décembre 1998 sous la direction du Professeur Jean-Paul HAUTIER.

Ce travail a fait l'objet de deux publications en congrès [CI 9], [CI 12] et d'un contrat avec le Centre Technique des Industries Mécaniques [RC i+4] pour appliquer la commande à modèle de comportement sur un injecteur linéaire de palettes (démonstrateur<sup>2</sup>).

# 1.3.5 - Application : Planification de trajectoire

# 1.3.5.1 - Introduction

Une autre méthode, présentée dans ce chapitre, consiste à agir directement sur la loi de mouvement imposée au système de façon à tenir compte des effets liés aux flexibilités diverses. En effet, les lois de mouvements classiques à accélération constante par morceau présentent des discontinuités que les asservissements ne peuvent suivre quelles que soient les performances des actionneurs. Ces discontinuités contraignent la structure lors des phases transitoires et sont responsables, pour une grande part, de la dégradation du comportement dynamique et de la détérioration par fatigue des composants mécaniques.

Dans les commandes numériques de dernière génération, une solution de diminution de l'amplitude des oscillations passe par une action sur la valeur maximale du jerk. En effet, la valeur de jerk représente le taux de variation de l'accélération et, à ce titre, elle permet d'agir sur le « degré de douceur » du mouvement. Ainsi, l'utilisation d'une loi de mouvement à jerk contrôlé permet de limiter le niveau des oscillations du système mais, en contrepartie, augmente inévitablement la durée théorique du mouvement [14]. Face à ce compromis, un certain nombre de travaux, principalement dans le cadre de la robotique mais aussi pour les machines outils, ont porté sur l'optimisation de trajectoire à jerk contrôlé, et notamment sur l'obtention de trajectoires à jerk minimal [15][16] supposées réduire la fatigue mécanique et les oscillations de part leur similitude avec le mouvement des articulations humaines [17]. Toutefois, ce type de démarche ne tient généralement pas compte du comportement dynamique du système. En pratique, dès lors que l'on tient compte de la dynamique vibratoire propre au système, la minimisation du jerk s'avère être une solution sous-optimale pour réaliser le meilleur compromis entre réduction des vibrations résiduelles et durée effective du mouvement.

L'objectif de ce paragraphe consiste à analyser l'influence particulière de la valeur du jerk sur le comportement dynamique des systèmes de positionnement rapide. La présente étude est limitée aux cas de machines cartésiennes, pour lesquelles les mouvements ne sont pas couplés et peuvent s'exécuter indépendamment. Afin de démontrer le côté généralisable de l'étude, trois démonstrateurs dotés d'architectures et de performances différentes sont employés comme support pour la validation expérimentale.

# 1.3.5.2 - Loi de mouvement à jerk contrôlé Elaboration d'un modèle d'erreur dynamique :

Dans le chapitre 1.2, portant sur la modélisation des processus électromécaniques, sont développés des modèles génériques pour un système soumis à un mode de déformation prépondérant (transmission et structure). Les fonctions de transfert (Eq. 6 et Eq. 10) correspondent pour les deux types de mode au cas d'un asservissement « idéal » en courant et en vitesse, cela revient à négliger la dynamique des boucles de courant et de vitesse devant la boucle de position, et donc à supposer qu'à chaque instant la vitesse de la charge vue par l'asservissement est égale à la vitesse de référence. Dans ce qui suit, nous allons reprendre ces hypothèses et adopter les notations de la Figure 51 décrivant la structure générique de commande d'un axe.

Soit  $x_{ref}$  la loi de mouvement théorique souhaitée, la fonction de transfert en position entre la charge et la référence de l'axe commandé dans le cas d'un axe dominé par un mode transmission se résumera à :

$$\left(\frac{x_{c2}(s)}{x_{ref}(s)}\right)_{transmission} = \frac{1 + \frac{kf_v}{k_v}s}{1 + \frac{s}{k_v}} \frac{1 + \frac{2\zeta_n}{\omega_n}s}{\left(1 + \frac{2\zeta_n}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2\right)} \qquad \qquad Eq. 56$$

avec  $k_v$  [s<sup>-1</sup>] le gain proportionnel de position et  $kf_v$  le pourcentage d'anticipation en vitesse. De même pour un mode structurel, on obtient :

$$\left(\frac{x_{c1}(s)}{x_{ref}(s)}\right)_{structure} = \frac{1 + \frac{kf_v}{k_v}s}{1 + \frac{s}{k_v}} \frac{\left(1 + \frac{2\zeta_n}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2\right)}{\left(1 + \frac{2\zeta_n}{\omega_n}s + \frac{(1+r)}{\omega_n^2}s^2\right)} \qquad \qquad Eq. 57$$

La présence de discontinuités dans la génération de mouvement aura tendance à exciter les modes souples du système et, par conséquent, dégradera la précision dynamique. Le mouvement effectif de la charge noté  $x_{ci}$  diffère alors du mouvement idéal (l'indice *i* correspondant à l'indice de la masse à maîtriser). On définit l'erreur dynamique du mouvement [18] :

$$\varepsilon(t) = x_{ref}(t) - x_{ci}(t). \qquad \qquad Eq. 58$$

On peut dissocier deux types d'erreurs distinctes constituant l'erreur dynamique :

- des termes apériodiques représentant les écarts liés aux performances en poursuite du système de commande, que l'on notera ε<sub>ap</sub> (t);
- des termes oscillants périodiques liés au comportement vibratoire du système, que l'on notera  $\varepsilon_{vib}(t)$ .

D'après les expressions (Eq. 56), (Eq. 57) et (Eq. 58), les fonctions de transfert régissant l'évolution de l'erreur dynamique dans les deux cas d'une souplesse dominante sont données par :

On notera qu'en négligeant l'influence des paramètres de commande, l'erreur dynamique suit la même évolution dans les deux cas. L'erreur dynamique dans le cas d'un mode de bâti sera simplement pondérée par le rapport des inerties (classiquement une valeur faible pour un mode structurel). Dans la cadre de ce mémoire, je ne traiterai que le cas du mode de transmission (Eq. 59), mais la démarche, ainsi que les principaux résultats obtenus, sont en tout point généralisables au cas d'un mode dominant de structure.

### Jerk et dynamique vibratoire :

Les lois de mouvement les plus classiquement utilisées dans l'industrie sont le profil d'accélération rectangulaire (bang-bang d'accélération) et le profil d'accélération trapézoïdal (jerk constant), présentées à la Figure 82. Le premier type de profil permet de réaliser un mouvement sans discontinuité (choc) de vitesse ; par contre l'accélération y sera continue par morceaux. Ceci implique des contraintes de chocs d'accélération, appelés également saccades, contribuant fortement à la prépondérance des termes vibratoires dans l'erreur dynamique. Le profil d'accélération à jerk contrôlé offre quant à lui une accélération continue. Cependant, il allonge le temps de cycle théorique d'une durée équivalente à la montée en accélération (notée  $T_j$ ) pour une même valeur d'accélération maximale. De façon intuitive, plus la valeur de jerk sera faible plus la loi de mouvement sera douce et moins les amplitudes des vibrations induites par cette loi seront importantes.



Figure 82 : Lois de mouvement classiques : (a) profil d'accélération rectangulaire, (b) profil d'accélération à jerk contrôlé

Considérons une loi d'accélération à jerk contrôlé définie comme suit :

$$\ddot{x}_{ref}(t) = \begin{cases} J.t & 0 \leq t < T_j \\ T_j \leq t < T_a + T_j \\ A & T_a + T_j \leq t < T_a + 2T_j \\ A - J.t & T_a + 2T_j \leq t < T_a + 2T_j + T_v \\ 0 & T_a + 2T_j + T_v \leq t < T_a + 3T_j + T_v \\ -J.t & T_a + 3T_j + T_v \leq t < 2T_a + 3T_j + T_v \\ -A & T_a + 3T_j + T_v \leq t < 2T_a + 3T_j + T_v \\ 0 & 2T_a + 4T_j + T_v \leq t \end{cases}$$

La loi de mouvement résultante (Figure 82-b) est une succession d'échelon de jerk. En notant  $J = \begin{bmatrix} J & -J & -J & J & -J \end{bmatrix} I = vecteur des amplitudes de chaque échelon et$  $T = \begin{bmatrix} 0 & T_j & T_a & T_j & T_v & T_j & T_a & T_j \end{bmatrix}$  le vecteur des durées séparant chacun de ces échelons, la transformée de Laplace de l'erreur dynamique donnée par l'équation (Eq. 59) s'exprimera sous la forme :

$$\varepsilon(s) = \sum_{i=1}^{n} \frac{J_i}{s^4} \left| \frac{\frac{1}{k_v} (1 - kf_v) \left(s + \frac{2\zeta_n}{\omega_n} s^2\right) + \frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{1}{k_v \omega_n^2} s^3}{\left(1 + \frac{s}{k_v}\right) \left(1 + \frac{2\zeta_n}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2\right)} \right| e^{-\sum_{k=1}^{i} T_k \cdot s} \qquad Eq. \ 61$$

où *n* représente l'échelon de jerk considéré ( $n \le 8$ ) et  $J_i$  et  $T_i$  représente respectivement la i<sup>ème</sup> composante des vecteurs **J** et **T**. La succession des échelons de jerk conduit à des phases d'accélération linéaires puis constantes. Ces deux types de phase d'accélération auront une influence différente sur la dynamique vibratoire du système. Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser à la valeur de l'erreur vibratoire maximale liée à ces différentes phases de mouvement. L'amortissement du mode dominant n'ayant que peu d'effets sur cette valeur lors des premières phases de mouvement, il sera supposé nul.

Dans la première phase de mouvement (rampe d'accélération), la transformée inverse de la fonction (Eq. 61) pour n = 1 donne l'erreur dynamique suivante :

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_{ap}(t) + \varepsilon_{vib}(t)$$

avec

$$\varepsilon_{ap}(t) = J\left(\left(1 - kf_v\right)\left[\frac{t^2}{2k_v} + \frac{1 - \omega_n^2 / k_v^2 - \omega_n^2 / k_v \cdot t}{k_v \omega_n^2} - e^{-tk_v} \frac{\omega_n^3 / k_v^5}{1 + \omega_n^2 / k_v^2}\right] + \frac{t}{\omega_n^2}\right) \quad Eq. \ 62$$

et

$$\varepsilon_{vib}\left(t\right) = \frac{J}{\omega_n^3 \left(1 + \omega_n^2 / k_v^2\right)} \left[ \left(1 - kf_v\right) \frac{\omega_n}{k_v} \cos\left(t\omega_n\right) - \left(1 + kf_v \left(\frac{\omega_n}{k_v}\right)^2\right) \sin\left(t\omega_n\right) \right] \qquad Eq. \ 63$$

D'après l'équation (Eq. 62), on constate que l'anticipation en vitesse permet de réduire considérablement l'erreur apériodique. Cette remarque est généralisable pour toutes les phases de mouvement. En effet, il a été montré que l'erreur apériodique résiduelle pour des axes totalement anticipés est proportionnelle au jerk et inversement proportionnelle au carré de la pulsation propre dominante du système. Dans le cadre de ce mémoire, seul nous intéresse le comportement vibratoire du système, donc le terme oscillant. L'amplitude maximale de l'erreur vibratoire  $\varepsilon_{vib}(t)$  dans la rampe d'accélération peut s'écrire :

$$|\varepsilon_{vib}|_{\max} = \frac{J}{\omega_n^3} \sqrt{\frac{1 + k f_v^2 \omega_n^2 / k_v^2}{1 + \omega_n^2 / k_v^2}}$$

Si, à présent, on calcule l'erreur vibratoire dans le palier d'accélération, c'est à dire la transformée inverse du transfert (Eq. 61) pour n = 2, on trouve :

$$\varepsilon_{vib}\left(\overline{t}\right) = \frac{J}{\left(\omega_n^3 + \omega_n^5 / k_v^2\right)} \left[ \left( (1 - kf_v) \frac{\omega_n}{k_v} \left( \cos\left(T_j \omega_n\right) - 1 \right) - \left( 1 + kf_v \left(\frac{\omega_n}{k_v}\right)^2 \right) \sin\left(T_j \omega_n\right) \right) \right] \cos\left(\overline{t} \omega_n\right) - \left( (1 - kf_v) \frac{\omega_n}{k_v} \sin\left(T_j \omega_n\right) + \left( 1 + kf_v \left(\frac{\omega_n}{k_v}\right)^2 \right) \left( \cos\left(T_j \omega_n\right) - 1 \right) \right) \sin\left(\overline{t} \omega_n\right) \right]$$

avec  $\overline{t} = t - T_j$ . En remarquant que  $A = J \cdot T_j$  et en adoptant la notation sinc  $(x) = \sin(x) / x$ , l'amplitude maximale de l'erreur vibratoire résiduelle dans le palier d'accélération peut s'écrire :

$$\left|\varepsilon_{vib}\right|_{\max} = \frac{A}{\omega_n^2} \sqrt{\frac{1 + kf_v^2 \omega_n^2 / k_v^2}{1 + \omega_n^2 / k_v^2}} \left|\operatorname{sinc}\left(\frac{T_j \omega_n}{2}\right)\right| \qquad \qquad Eq. \ 64$$



Figure 83 : Évolution des amplitudes vibratoires maximales [%] au niveau du palier d'accélération en fonction de  $T_{j}$ , de kv et de kfv

L'amplitude de l'erreur vibratoire maximale dans le palier est une fonction sinus cardinal de la durée  $T_j$  des phases à jerk constant. La Figure 83 présente l'évolution de cette erreur (en pourcentage) en fonction de la durée des phases à jerk constant, de la valeur du gain de position et du pourcentage d'anticipation en vitesse. Ainsi, dans le cas particulier où  $T_j$  est un multiple entier k de la période propre  $T_j \omega_n = 2k\pi$ , il n'y aura pas de vibration résiduelle dans le palier d'accélération. En dehors de ces points particuliers on retrouve que, plus le gain de position est élevé, plus l'erreur vibratoire est importante et que l'erreur maximale pour un jerk donné est obtenue dans le cas d'un axe totalement anticipé. On notera également que l'on obtient l'erreur vibratoire maximale en faisant tendre  $T_j$  vers 0, ce qui revient à considérer le cas de la loi d'accélération rectangulaire.

Le calcul précédent ne reflète que le niveau d'oscillation maximal lors du premier palier d'accélération. En calculant l'erreur vibratoire totale en fin de mouvement (c'est-à-dire pour n = 8), l'amortissement étant supposé nul, on trouve :

$$\left|\varepsilon_{vib}\right|_{\max} = \frac{4A}{\omega_n^2} \sqrt{\frac{1 + kf_v^2 \omega_n^2 / k_v^2}{1 + \omega_n^2 / k_v^2}} \left|\operatorname{sinc}\left(\frac{T_j \omega_n}{2}\right)\right| \Psi\left(T_j, T_a, T_v\right) \qquad \qquad Eq. \ 65$$

$$\operatorname{avec}\Psi\left(T_j, T_a, T_v\right) = \left|\operatorname{sin}\left(\left(T_a + T_j\right) \omega_n / 2\right) \operatorname{sin}\left(\left(T_a + 2T_j + T_v\right) \omega_n / 2\right)\right|.$$

Lors de la phase d'arrêt, l'erreur vibratoire suit toujours l'évolution décrite précédemment ; seule l'amplitude de l'erreur diffère. Selon la durée des différentes phases, l'erreur obtenue à l'équation (Eq. 64) peut être multipliée par 4. Ce résultat est prévisible puisque la loi de mouvement est constituée de 4 paliers d'accélération et que, dans le cas le plus défavorable, les oscillations vont toutes s'ajouter en phase de façon constructive. Toutefois, l'hypothèse retenue sur l'absence d'amortissement est très forte. En effet, l'amortissement interne du système réduira considérablement l'amplitude de l'erreur en fin de mouvement. Ainsi, si le mouvement est assez long pour que les oscillations à chaque palier s'amortissent, l'amplitude d'oscillation maximale lors de la phase d'arrêt est donnée par la formule (Eq. 64). Dans les autres cas, même si les courbes de la Figure 83 permettent de prévoir l'évolution paramétrique de l'erreur vibratoire maximale, seule une mesure directe sur le système permet de recaler l'amplitude vibratoire estimée.

La Figure 84 présente les résultats expérimentaux obtenus sur deux démonstrateurs, comparés à l'évolution théorique. Pour le robot cartésien (démonstrateur<sup>3</sup>), le mouvement consiste en un déplacement de 1000 mm suivant l'axe X. L'accélération maximale sur cet axe est fixée à 4,5 m/s<sup>2</sup> et le gain de position originel (sans gestion du jerk) est de 39 s<sup>-1</sup>. Des mesures par accéléromètres ont permis d'identifier la fréquence prépondérante associée à la poutre Z portant la charge dans la direction X. Dans la configuration des essais, le premier mode de flexion de la poutre Z dans la direction X est situé à  $\omega_n/2\pi$ . Ainsi, d'après l'équation (Eq. 64), la durée des phases à jerk constant qui théoriquement annule les oscillations de la charge est donnée par  $T_j = \omega_n/2\pi \approx 0.083$  s, ce qui, pour l'accélération fixée, correspond à un jerk J de l'ordre de 50 m/s<sup>3</sup>. Le second démonstrateur (démonstrateur<sup>(4)</sup>) est utilisé pour valider l'effet de l'anticipation sur l'amplitude des oscillations. Le mouvement étudié est toujours un déplacement de 1000 mm suivant l'axe X. Le premier mode sensible est à 50 Hz. Finalement, les mesures expérimentales démontrent que la formule (Eq. 64) permet d'estimer convenablement l'évolution de l'amplitude vibratoire maximale. On vérifie notamment qu'autour de la valeur théorique du jerk optimal les amplitudes d'oscillation lors de la phase d'arrêt sont quasiment nulles.



Figure 84 : Mesures expérimentales de l'amplitude vibratoire maximale en fin de mouvement en fonction de  $T_i$ , de kv et de  $kf_v$  comparées à l'évolution théorique

Industriellement, la valeur maximum du jerk est réglée sur chaque axe de façon itérative afin d'obtenir un comportement dynamique acceptable lors d'un mouvement point à point. L'équation (Eq. 64) montre qu'il est possible de quantifier « a priori » la valeur maximum du jerk mécanique. Cependant, il est nécessaire de garder à l'esprit que dans les applications précédentes les fréquences associées aux modes de déformations considérés étaient constantes. Dans de nombreux cas, les fréquences modales évolueront en fonction des différentes configurations spatiales des axes, ce qui dégradera le réglage du jerk. Face à ce phénomène, il peut être préférable de choisir une valeur de jerk pour laquelle le niveau vibratoire est respecté en dépit des variations paramétriques. Cela revient à utiliser les zones correspondant aux multiples de la période de la fonction sinus cardinale, afin de rester en dessous d'un seuil d'oscillation. Cette procédure augmentera inévitablement le temps de cycle du système, ce qui ne fait que confirmer le difficile compromis à réaliser entre le niveau d'oscillation résiduelle et la durée effective du mouvement.

#### Jerk et durée effective du mouvement :

La durée théorique d'un mouvement à jerk contrôlé s'exprime simplement sous la forme :

$$T_{th} = 4T_j + 2T_a + T_v = \frac{x_{ref}}{v_{max}} + \frac{v_{max}}{a_{max}} + \frac{a_{max}}{J}$$

Dans le cas d'un axe rigide totalement anticipé, cette durée théorique correspond à la durée effective du mouvement. En effet, si l'on pose  $kf_v = 1$  et  $\omega_n \to +\infty$  dans l'équation (Eq. 59), la fonction de transfert en boucle fermée devient unitaire, ce qui correspond à une poursuite parfaite. De ce fait, pour un axe anticipé, la maîtrise du comportement vibratoire par le jerk impliquerait inévitablement une augmentation du temps de cycle d'une durée égale à  $T_i$  par rapport au profil d'accélération rectangulaire.

Dans le cas d'un axe rigide non anticipé en vitesse, le temps de cycle théorique est pondéré par le temps de réponse du système, intimement lié à la valeur de son gain de position. Ici, le temps de cycle théorique n'est pas respecté, est la durée effective du mouvement peut s'écrire :

$$T_{ef} = \frac{x_{ref}}{v_{\max}} + \frac{v_{\max}}{a_{\max}} + \frac{a_{\max}}{J} + \delta t_r \qquad Eq. \ 66$$

En posant  $\delta x$  [m] le critère de précision de positionnement à atteindre, la durée supplémentaire du mouvement peut s'exprimer sous la forme :

$$\delta t_r = \frac{1}{k_v} \log \left[ \frac{J \cdot e^{-k_v \cdot T_{th}}}{\delta x \cdot k_v^3} \left( e^{k_v \frac{x_{ref}}{v_{\max}}} - 1 \right) \left( e^{k_v \frac{v_{\max}}{a_{\max}}} - 1 \right) \left( e^{k_v \frac{a_{\max}}{J}} - 1 \right) \right] \qquad \qquad Eq. \ 67$$

Il est ainsi possible d'estimer le temps de cycle obtenu suite à la modification du gain de position et/ou du niveau de jerk. D'après les expressions (Eq. 66) et (Eq. 67), pour une précision de mouvement et des caractéristiques dynamiques données, il existe un ensemble de couples  $(k_{\nu}, J)$  tel que la durée de mouvement effective soit constante. Numériquement, il est possible de définir des courbes « d'iso-temps de cycle » en fonction du gain de position et du niveau de jerk appliqués. Ces courbes iso-temps de cycle révèlent leur intérêt dès que l'on cherche à optimiser le compromis entre durée effective du mouvement et réduction des amplitudes vibratoires. En effet, dans la section précédente nous avons montré l'influence conjointe du niveau de jerk et du gain de position sur l'amplitude vibratoire maximale en fin de mouvement. Sur la Figure 83, on note la présence de nombreux niveaux d'iso-amplitude. Au niveau de ces zones, il est possible d'obtenir le même comportement vibratoire pour tout gain de position, uniquement en jouant sur le jerk. La Figure 85 représente l'allure des courbes iso-temps de cycle, superposées aux courbes d'iso-amplitude de vibration en fin de mouvement, calculées pour un déplacement de 1000 mm de l'axe X du robot cartésien. Il ressort de ces courbes que dans le cas particulier d'un axe non anticipé, il est possible d'obtenir un bon compromis entre la maîtrise des oscillations et l'augmentation du temps de cycle, en jouant conjointement sur le gain de position et sur la valeur du jerk. On notera cependant que lorsque le gain de position augmente, il faut s'assurer que la fréquence propre du système est convenablement estimée car la sensibilité du niveau vibratoire à l'écart entre  $T_i$  et la période naturelle du mode propre croît avec le gain de position (Figure 83).



Figure 85 : Allure des courbes Iso temps de cycle et Iso amplitude en fonction du gain de position et du niveau de jerk (Application au robot cartésien)

La commande originelle du robot cartésien 3 axes n'intègre pas la gestion du jerk. Le gain de position de l'axe X est initialement limité à 39 s<sup>-1</sup> par le niveau vibratoire atteint au niveau de la charge. La Figure 86 et la Figure 87 démontrent que pour une valeur de jerk choisie (dans notre cas celle minimisant les oscillations, c'est à dire 50 m/s<sup>3</sup>), il est possible d'augmenter la valeur du gain de position sans dégrader le comportement dynamique. On vérifie qu'il est effectivement possible par ce biais de conserver le temps de cycle originel, voir même de le réduire. Finalement, en sus de la maîtrise du niveau d'oscillation par le jerk, on peut également envisager de conserver le temps de cycle originel du robot cartésien, en augmentant les caractéristiques dynamiques de ses axes. On notera que la recherche de ce type de compromis se retrouve dans de nombreuses applications industrielles.



*Figure 86 : Oscillations en position suivant X du robot cartésien : (a) influence combinée du jerk et du gain de position sur le temps de réponse de l'axe ; (b) influence du jerk sur les oscillations de la charge* 



Figure 87 : Graphe d'influence combinée du jerk et du gain de position [s<sup>-1</sup>] sur le niveau d'oscillation de la charge et sur le temps de réponse de l'axe comparé au réglage industriel originel (100%)

#### Cas d'un système comportant plusieurs souplesses sensibles :

Jusqu'à présent, nous avons traité de l'influence du jerk pour le cas spécifique d'une souplesse mécanique unique. Il est évident que dans certaines applications plusieurs modes de déformation contribuent conjointement au caractère vibratoire du positionnement. Dans cette section, nous allons nous intéresser au caractère multi-modes d'un système. Pour ce faire, nous avons utilisé le démonstrateur comme support d'étude et de validation.

La Figure 88 montre la réponse fréquentielle en accélération de la dernière masse (charge) pour une excitation au niveau de l'actionneur dans la direction du mouvement. On vérifie la présence des deux modes de déformation longitudinaux du système. Le premier mode est associé à une pulsation de  $\omega_1 = 138$  rad/s (22 Hz), le deuxième à  $\omega_2 = 370$  rad/s (59 Hz). Les amplitudes des pics fréquentiels, notés  $\varphi_1$  et  $\varphi_2$  respectivement pour le premier et le deuxième mode, permettent d'estimer la contribution de chacun des modes en terme de niveau vibratoire atteint. La contribution de chacun des modes sur les oscillations en position est :



*Figure 88 : Réponse fréquentielle en accélération au niveau de la charge pour une excitation au niveau de l'actionneur.* 

Finalement, en étendant la formulation donnée à l'équation (Eq. 64) pour le cas d'une contribution additive de deux modes, l'évolution de l'amplitude vibratoire maximale peut s'écrire :

$$\left|\varepsilon_{vib}\right|_{\max} = \left|\Phi_{1}.\operatorname{sinc}\left(\frac{T_{j}\omega_{1}}{2}\right) + \Phi_{2}.\operatorname{sinc}\left(\frac{T_{j}\omega_{2}}{2}\right)\right|\% \qquad \qquad Eq. \ 68$$

La Figure 89 présente l'évolution expérimentale des amplitudes vibratoires maximales en fonction du jerk, relevées au niveau de la dernière masse du démonstrateur, pour un déplacement de 500 mm. Ces données sont comparées à l'évolution théorique dans deux cas : en tenant compte uniquement du premier mode (Eq. 64) et en tenant compte de la participation des deux modes (Eq. 68). On constate que les durées  $T_j$  annulant les oscillations correspondent à celle de la courbe théorique tenant compte des deux modes. On remarque, en effet, une légère augmentation de ces valeurs particulières par rapport au cas n'incluant que le premier mode. Toutefois, on notera que la courbe ne tenant compte que du premier mode dominant fournit déjà une bonne représentation de l'évolution de l'amplitude vibratoire maximale, notamment pour des durées de mise en jerk inférieures à une période propre du premier mode. Ainsi, dans le cas présenté, la formulation ne tenant compte que du premier mode de déformation s'avère être toujours représentative de l'évolution du niveau vibratoire de l'axe.



Figure 89 : Mesure expérimentale de l'amplitude vibratoire maximale en fin de mouvement comparée à la théorie

# Effet d'un changement de profil en jerk :

Les parties précédentes ont permis de montrer l'influence particulière de la valeur maximum du jerk dans le cas d'un profil à jerk constant par partie. On peut s'interroger sur l'effet qu'aurait une modification de ce profil. Il existe effectivement un grand nombre de lois de mouvement susceptibles d'engendrer une excitation moindre des modes propres.

De part leur algorithmique facilement implantable, les lois de mouvement à base de fonction trigonométriques sont relativement répandues dans les directeurs de commande numérique ; notamment les lois harmoniques de type sinus carré (en accélération) qui permettent de gérer une mise en vitesse très douce. Dans le cadre de ce mémoire, axé sur l'influence du jerk, j'ai voulu comparer l'influence du profil classique à jerk constant avec une loi sans discontinuité d'accélération de type sinus carré, définie comme suit :

$$\ddot{x}_{ref}(t) = \begin{cases} J.\sin^2(\pi t / T_j) & 0 \le t < T_j \\ 0 & T_j \le t < T_a + T_j \\ -J.\sin^2(\pi t / T_j) & T_a + T_j \le t < T_a + 2T_j \\ \dots & \dots & \dots \end{cases}$$

En reprenant la démarche précédente, l'erreur vibratoire maximale résiduelle dans le premier palier d'accélération s'exprime de la façon suivante :

$$\left|\varepsilon_{vib}\right|_{\max} = \frac{4\pi A}{\omega_n^2 \left|4\pi^2 - T_j^2 \omega_n^2\right|} \sqrt{\frac{1 + k f_v^2 \omega_n^2 / k_v^2}{1 + \omega_n^2 / k_v^2}} \left|\operatorname{sinc}\left(\frac{T_j \omega_n}{2}\right)\right| \qquad \qquad Eq. \ 69$$

avec dans ce cas A = J.  $T_i / 2$ .



*Figure 90 : Amplitude vibratoire résiduelle pour la loi de mouvement en sinus carré en fonction du rapport de T<sub>i</sub> sur la période naturelle du mode dominant* 

La Figure 90 présente l'évolution de l'erreur vibratoire (Eq. 69), en fonction du rapport de la durée des phases à jerk non nul sur la période propre du mode considéré ( $\alpha = T_j \omega_n/2\pi$ ), comparée à celle obtenue pour une loi à jerk constant. On constate que pour la loi en jerk en sinus carré, la première valeur de  $T_j$  annulant les oscillations correspond au double de la pulsation naturelle du mode. Si la fréquence associée au mode propre n'évolue pas lors des différentes phases de fonctionnement, ce type de loi allonge inutilement la durée du mouvement annulant les oscillations résiduelles. L'intérêt de cette loi harmonique réside dans la forte atténuation des amplitudes d'oscillations résiduelles obtenue pour des durées  $T_j$  supérieures à deux fois la période propre. Ainsi, la planification réalisée sera considérablement moins sensible aux variations paramétriques, aux estimations biaisées du mode dominant ou encore aux dynamiques vibratoires négligées.

# 1.3.5.3 - Apports scientifiques

Dans cette partie, nous avons montré que le choix de la valeur maximale du jerk n'est pas anodin car, selon les cas, on peut observer des différences importantes d'amplitude d'oscillation et évidemment de durée de mouvement. Les résultats obtenus revêtent un intérêt pratique immédiat :

- Le choix de la valeur maximum du jerk par axe, qui conduit à un niveau d'oscillations désiré, dépend principalement de la position fréquentielle de la souplesse prépondérante de l'axe, ainsi que de son gain de position et de son pourcentage d'anticipation. Les essais expérimentaux sur plusieurs démonstrateurs ont permis de montrer que l'influence du jerk peut être correctement estimée « à priori » par la formulation théorique développée lors de cette étude. Ce qui pourrait éviter le recours classique aux techniques «essai/erreur».
- Même dans le cas d'un axe soumis à l'influence de plusieurs modes de déformations, nous confirmons que l'évolution du niveau maximal d'oscillations en fonction de la valeur de jerk peut toujours être correctement estimée.

 Dans le cas d'un axe non anticipé en vitesse, nous montrons que la gestion du jerk couplée à la modulation du gain de position permet d'obtenir un compromis raisonnable entre niveau des vibrations résiduelles et durée du mouvement. Des essais sur le robot cartésien démontrent qu'il est même possible de conserver le temps de cycle originel (sans gestion du jerk) tout en minimisant les oscillations de la charge.

La présente étude sur les mouvements à jerk constant, volontairement concrète, se veut être la base d'une démarche plus globale de formalisation de l'effet de la loi de mouvement sur la dynamique des axes. En effet, le même type d'étude peut être réalisé sur d'autres techniques de planification utilisées industriellement. On peut par exemple imaginer d'augmenter l'ordre de la dérivée contrôlée lors du mouvement, c'est à dire utiliser les dérivées quatrième, cinquième, etc., du mouvement (de façon non officielle appelées respectivement quark ou snap et crackle), ou encore d'étudier directement l'effet sur les souplesses mécaniques de différents types de polynôme (A, B et C Spline, NURBS, etc...) utilisés dans les DCN modernes. Toutefois, il nous semble que l'optimisation est une démarche bien plus rationnelle que le choix a priori d'une méthode de planification. Certains auteurs présentent des lois de mouvement optimales minimisant les écarts de poursuite et les vibrations [19]. Le principe d'obtention de ces lois présuppose la connaissance du nombre de modes influençant le système, ce qui aboutit à une formulation du mouvement sous la forme de polynômes d'ordre élevé. De ce fait, ils préconisent l'utilisation de spline cubique, d'algorithmique plus simple, permettant de piloter sans vibration des axes d'ordre inférieur ou égal à 3. Une des perspectives de cette étude consiste à formaliser et à quantifier l'influence d'une loi de mouvement optimale (exemple : loi de mouvement à jerk minimal), par rapport à un critère vibratoire à définir, sur la dynamique des axes et, notamment, à étendre l'étude au cas des mouvements interpolés sur les systèmes multiaxes. Ce type de démarche vise finalement à justifier l'utilisation d'une certaine loi de mouvement, plutôt qu'une autre, en fonction du spectre vibratoire de la machine.



Figure 91 : Vibrations résiduelles pour différentes lois de mouvement (démonstrateur  $\Im$ ) – a) réglage optimal – b) mode dominant sous-estimé

Cette étude fait l'objet du sujet de thèse de Richard BEAREE [Thèse RB], d'un contrat avec le CEntre Technique des Industries Mécaniques [RC i+16], d'une partie du sujet du mémoire de Nicolas GARY [Cnam 3] et d'un contrat avec la société Sepro-Robotique [RC i+15].

Ce travail a également fait l'objet de publications en revue et en congrès [RI8], [RI6] et [CN12].

# 1.4 - SUIVI DE TRAJECTOIRE

Les performances d'une machine-outil sont généralement exprimées sous la forme d'un compromis entre les critères de rapidité d'exécution, de précision et d'état de surface de la pièce usinée. Ce compromis sera pondéré par des exigences propres à l'industrie et par le type d'usinage concernés. La pièce théorique est transformée en trajectoires d'outil par la FAO, puis transmise à la commande numérique sous la forme d'un programme pièce. Le rôle principal de la Commande Numérique consiste alors à commander les axes de la machine-outil de façon à s'assurer que la géométrie décrite par le programme pièce soit usinée le plus rapidement possible, avec la précision exigée. Mais la précision du résultat final, c'est à dire de la pièce usinée, est limitée par des phénomènes ayant des origines diverses.

Les sources d'erreur de profil peuvent être classées en trois catégories a) celles liées aux effets du processus de coupe, b) celles induites par la structure mécanique et c) celles découlant du réglage de la structure de commande. La première catégorie traite essentiellement des problèmes de flexion d'outil soumis aux efforts de coupe, de vibrations d'outil (chatter) de déformation thermique de l'outil .... Dans la seconde catégorie, certaines erreurs induites par les composants mécaniques, telles que les erreurs dues aux frottements ou aux jeux, sont réduites dans la CN par le biais de compensation dynamique. Mais les erreurs liées à la conception mécanique elle-même ne peuvent être compensées que par une modification mécanique. Une fois ces sources d'erreurs mécaniques éliminées, l'erreur de profil induite par le système est principalement déterminée par le comportement vibratoire de chacun des axes [20]. La dernière catégorie de source d'erreur est supposée être compensable par un réglage optimisé des paramètres de commande. Finalement, si l'on considère des conditions de coupe sur le suivi de trajectoire peuvent être négligés devant les erreurs induites par la combinaison structure de commande/souplesses du système.

# 1.4.1 - Suivi de trajectoires simples : droite, cercle, raccordements ...

### 1.4.1.1 - Introduction

Il est connu depuis longtemps que dans le cas d'un mouvement rectiligne interpolé par des axes orthogonaux, l'alignement des écarts de poursuite de chaque axe est une condition « sine qua non » pour l'obtention d'une bonne précision en suivi de trajectoire [21]. En effet, pour ce type de mouvement, l'erreur de profil indique une différence de dynamique entre les axes. Mais dans le cas de mouvements non rectilignes, tels que les profils circulaires, même si les erreurs de poursuite sont identiques sur chaque axe, l'erreur de profil demeure. Plus récemment, les dernières générations de commande numérique ont offert de nouveaux moyens d'action, tels que les anticipations ou le contrôle du jerk lors de la mise en vitesse des axes, en vue d'améliorer les performances d'usinage [22]. Toutefois, les différents paramètres de commande actuels ont des interactions fortes parfois antagonistes et généralement mal connues sur la dynamique du système commandé. Dès lors la recherche d'une bonne combinaison des paramètres de commande devient difficile et ces derniers sont finalement réglés de façon empirique.

L'objectif de cette partie consiste à réaliser une synthèse, expliquant ou clarifiant les fondements des erreurs de profils induites, d'une part, par le réglage des paramètres de commande et, d'autre part, par la dynamique propre des axes commandés. Seules les interpolations linéaire et circulaire qui demeurent les types d'interpolation les plus couramment utilisés pour décrire les trajectoires à réaliser, seront considérées dans ce mémoire. L'intérêt de la détermination analytique des erreurs de profil réside dans une meilleure compréhension des effets des paramètres et peut par conséquent permettre un réglage plus efficace des axes.

#### Classification des moyens d'action de la commande

Dans le cas de mouvements interpolés sur deux axes, la minimisation de l'erreur de profil était classiquement réalisée par alignement des écarts de poursuite, c'est à dire par alignement des gains de boucles. Il est désormais possible d'annuler totalement ces écarts de poursuite en jouant sur les anticipations présentes sur les contrôleurs actuels (Figure 51). Toutefois, lors d'un changement rapide de la consigne

(exemple : le passage d'un angle), l'anticipation peut rendre les consignes physiquement non réalisables par la machine et peut, par conséquent, être à l'origine de vibrations plus ou moins importantes, obligeant à gérer la vitesse des axes de façon plus conservative (i.e. à réduire la vitesse au niveau des discontinuités géométriques). Il convient donc de comprendre dans quelle mesure les différents paramètres d'axes peuvent avoir des actions antagonistes sur les performances globales.

De façon qualitative, il est possible de distinguer plusieurs catégories de paramètres de commande qui auront une influence privilégiée sur la rapidité ou/et sur la précision.

La première catégorie regroupe les paramètres contribuant principalement à la productivité du système. Il s'agit tout d'abord des gains de boucle, qui doivent être les plus grands possible afin d'assurer un rejet de perturbation efficace, ainsi qu'une diminution du temps de réponse des axes. Comme décrit précédemment, l'influence des gains de boucle sur les performances en poursuite sera conditionnée par le degré de découplage poursuite/régulation apporté par les anticipations qui agissent quant à elles directement sur la rapidité du mouvement. Les CN modernes peuvent également disposer de filtres agissant sur les références de chaque axe. Ce type de filtrage, appelé filtrage post-interpolation, permet de franchir plus rapidement les difficultés de profil, telles que les passages d'angle ou les changements de courbure, grâce au lissage des discontinuités qu'il apporte. Toutefois le filtrage post-interpolation déforme localement le profil théorique par les retards qu'il introduit sur chaque axe.

La deuxième catégorie de paramètres aura une action dominante sur la précision du mouvement. Il s'agit des paramètres intervenant lors de la phase de planification du mouvement. La gestion des vitesses est réalisée classiquement en fonction des valeurs maximales de vitesse et d'accélération des axes. La gestion du jerk est un paramètre généralement disponible sous la forme d'un filtrage de la vitesse (filtrage préinterpolation), qui permet d'assurer une mise en vitesse plus douce pour la mécanique, et donc permet un meilleur suivi de trajectoire, comme nous le verrons dans la section suivante. A l'image de la reconnaissance du parcours d'un rallye automobile, la fonction look-ahead effectue une reconnaissance du profil à suivre, et donc une détection des difficultés de profil, ce qui autorise une limitation des vitesses d'axe afin de rester dans la tolérance souhaitée. Ainsi, le filtrage pré-interpolation et les limitations de vitesse conduisent à un mouvement plus proche du profil théorique, mais ceci inévitablement au détriment de la productivité si la géométrie à décrire contient de nombreuses discontinuités géométriques.

Une dernière catégorie se distingue par son action combinée sur la rapidité et la précision : le lissage géométrique. Au lieu de réduire l'erreur de profil par une modification des paramètres de l'asservissement, le lissage géométrique vise à obtenir le meilleur compromis entre précision et rapidité par une modification directe du profil à réaliser. Dans certaines CN, la trajectoire de référence fournie par le programme pièce peut désormais être interpolée par des polynômes d'ordre 3 ou 5 qui adoucissent sensiblement les fluctuations de vitesse et donc réduisent les chocs sur les axes, généralement ressentis dans le cadre de l'interpolation linéaire. Si l'erreur de forme tolérée le permet, la vitesse d'avance sera plus constante, et le suivi de trajectoire plus précis. On notera toutefois que la précision est définie, dans ce cas, par rapport au profil théorique lissé.

Le Tableau 2 tente de résumer l'action de ces différentes catégories de paramètres sur les performances du système.

	Productivité	Précision	Douceur du
		de profil	mouvement
Gains de boucle, anticipation,	Ŧ	Т	
filtrage post-interpolation	土	Ŧ	-
Limitation de vitesse, filtrage			
pre-interpolation	-	Ŧ	+
Filtrage géométrique	+	±	+

Tableau 2 : Effets dominants des principaux de paramètres de commande sur les performances

# 1.4.1.2 - Influence des principaux paramètres de commande à boucles imbriquées sur le suivi de trajectoires simples

#### Modèle de commande d'axe :

Généralement l'étude des paramètres de commande est réalisée en ne tenant compte que du mouvement d'ensemble des axes, c'est à dire en considérant le système comme étant rigide. Mais comme vu précédemment, dans le cas d'axes soumis à d'importantes demandes dynamiques, il est plus réaliste de tenir compte des souplesses dominantes de chaque axe.

Sans perte de généralité, nous allons considérer dans cette partie des axes soumis à un mode de transmission prépondérant. Le modèle d'axe à constantes localisées correspondant est développé dans le chapitre 1.2, portant sur la modélisation des processus électromécaniques, les fonctions de transfert en vitesse de ce système sont décrites par l'équation (Eq. 8). Le modèle de commande utilisé reprend les éléments de la Figure 51 en posant l'hypothèse d'une boucle de courant idéale ( $\approx$ 1), c'est à dire d'une dynamique des phénomènes électromagnétiques au niveau du couple ou de l'effort substantiellement plus rapide que la dynamique désirée pour la commande en position. En couplant cette structure d'asservissement au modèle d'axe souple, la fonction de transfert en position de chaque axe entre la position de la charge  $x_{c2}$  et la position de référence  $x_{ref}$  prend la forme :

$$H_{p}(s) = \frac{x_{c2}}{x_{ref}} = \frac{1 + a_{N}.s + b_{N}.s^{2} + c_{N}.s^{3} + d_{N}.s^{4}}{1 + a_{D}.s + b_{D}.s^{2} + c_{D}.s^{3} + d_{D}.s^{4} + e_{D}.s^{5}}$$
 Eq. 70

Dans le cas d'une mesure directe du point à contrôler, les coefficients de la fonction de transfert (Eq. 70) s'expriment sous la forme :

$$a_{N} = \frac{k_{p}}{k_{i}} + \frac{k_{f_{v}}}{k_{v}} + \frac{2\zeta_{n}}{\omega_{n}}$$

$$a_{D} = \frac{k_{p}}{k_{i}} + \frac{1}{k_{v}} + \frac{2\zeta_{n}}{\omega_{n}}$$

$$b_{D} = \frac{k_{p}}{k_{i}.k_{v}} + \frac{2k_{p}\zeta_{n}}{k_{i}.\omega_{n}} + \frac{2k_{f_{v}}\zeta_{n}}{k_{v}.\omega_{n}}$$

$$c_{N} = \frac{k_{f_{a}}}{k_{i}.k_{v}} + \frac{2k_{f_{v}}.\zeta_{n}}{k_{i}.k_{v}.\omega_{n}}$$

$$c_{N} = \frac{k_{f_{a}}}{k_{i}.k_{v}} + \frac{2k_{f_{v}}.k_{p}.\zeta_{n}}{k_{i}.k_{v}.\omega_{n}}$$

$$d_{N} = \frac{2.k_{f_{a}}\zeta_{n}}{k_{i}.k_{v}.\omega_{n}}$$

$$c_{D} = \frac{1}{k_{i}.k_{v}} + \frac{2k_{p}\zeta_{n}}{k_{i}.k_{v}.\omega_{n}} + \frac{1}{k_{v}.\omega_{n}^{2}}$$

$$d_{D} = \frac{2\zeta_{n}}{k_{i}.k_{v}.\omega_{n}} + \frac{k_{p}}{k_{i}.k_{v}.\omega_{n}^{2}}$$

$$e_{D} = \frac{(1+r)}{k_{i}.k_{v}.\omega_{n}^{2}}$$

Si l'on considère maintenant le schéma de mesure pour lequel la souplesse n'est pas directement vue par l'asservissement, alors la contribution de la flexibilité sur la dynamique du système est plus grande. Cela se traduit par l'ajout au dénominateur de la fonction (Eq. 70) de termes proportionnels à  $1/\omega_n^2$ :

$$(b_D)_{indirecte} = b_D + \frac{1}{\omega_n^2}; \quad (c_D)_{indirecte} = c_D + \frac{k_p}{k_i \cdot \omega_n^2}$$

#### Erreur de trajectoire pour une ligne droite :

Afin de décrire une droite dans un plan, les mouvements des deux axes concernés doivent être coordonnés pour éviter les erreurs de profil. L'erreur de profil à vitesse constante résulte, dans ce cas, d'une différence de dynamique entre les axes X et Y (Figure 92).

L'erreur de profil  $\varepsilon_c$  s'obtient par projection des erreurs de poursuite sur la normale à la trajectoire. En reprenant les notations de la Figure 92, l'erreur de profil s'exprime sous la forme :

$$\vec{\varepsilon}_c = \left(-\sin\left(\alpha\right).\varepsilon^x + \cos\left(\alpha\right).\varepsilon^y\right)\vec{n} \qquad \qquad Eq. \ 71$$

Nous allons nous intéresser dans ce qui suit aux erreurs de profil induites par les erreurs de poursuite de chaque axe après achèvement des différentes phases transitoires, c'est à dire lors des phases à vitesse,

accélération ou jerk constant. D'après l'équation (Eq. 70), l'erreur de poursuite à vitesse constante  $\varepsilon_V$  est proportionnelle au coefficient  $a_D - a_N$ :

$$\varepsilon_V{}^i = \frac{1 - k f_v{}^i}{k_v{}^i}; \ i = x, y$$
 Eq. 72

de la même manière, les erreurs de poursuite à accélération et à jerk constants se définissent comme suit :

$$\varepsilon_{A}{}^{i} = \left(1 - kf_{v}{}^{i}\right) \cdot \left(\frac{k_{p}{}^{i}}{k_{i}{}^{i} \cdot k_{v}{}^{i}} + \frac{2 \cdot \zeta^{i}}{k_{v}{}^{i} \cdot \omega_{n}{}^{i}}\right) \qquad Eq. \ 73$$

$$\varepsilon_{J}{}^{i} = \frac{1 - kf_{a}{}^{i}}{k_{i}{}^{i}.k_{v}{}^{i}} + \frac{2k_{p}{}^{i}.\zeta^{i}\left(1 - kf_{v}{}^{i}\right)}{k_{i}{}^{i}.k_{v}{}^{i}.\omega_{n}{}^{i}} + \frac{1}{k_{v}{}^{i}.\left(\omega_{n}{}^{i}\right)^{2}}; \quad i = x, y$$
 Eq. 74

L'erreur de profil correspondante à ces différentes phases peut se déduire à partir de l'équation (Eq. 71). Le Tableau 3 résume l'expression des erreurs de profil obtenues en fonction du mode d'anticipation retenu, avec V représentant la vitesse d'avance sur trajectoire et J le jerk sur trajectoire.



Figure 92 : Erreur de contour en suivi de trajectoire sur une droite

#### Erreur de profil sur une droite

1<sup>er</sup> cas: sans anticipation

2<sup>ème</sup> cas: anticipation totale en vitesse

$$\varepsilon_{c} = J.\sin(\alpha).\cos(\alpha).\left[\left(\frac{1 - kf_{a}^{\ y}}{k_{i}^{\ y}.k_{v}^{\ y}} + \frac{1}{k_{v}^{\ y}.(\omega_{n}^{\ y})^{2}}\right) - \left(\frac{1 - kf_{a}^{\ x}}{k_{i}^{\ x}.k_{v}^{\ x}} + \frac{1}{k_{v}^{\ x}.(\omega_{n}^{\ x})^{2}}\right)\right] \qquad Eq.\ 76$$

3<sup>ème</sup> cas: anticipation totale vitesse/accélération

#### Tableau 3 : Erreur de profil en fonction du mode d'anticipation

On notera que dans tous les cas traités dans le Tableau 3, l'erreur de profil en suivi de droite s'annulera si les caractéristiques dynamiques de chaque axe sont identiques. Toutefois, dans le cas général, il existe une différence de dynamique entre les axes. Par exemple, l'axe porteur sera moins dynamique que l'axe porté et les caractéristiques propres à chaque axe telles que la position des fréquences dominantes ou la valeur des gains de boucles seront inévitablement différentes.

D'après l'équation (Eq. 75), si les axes ne sont pas anticipés, l'erreur de profil à vitesse constante sera alors proportionnelle à la vitesse d'avance et inversement proportionnelle au gain de position, ce qui justifie la politique de réglage bien connue qui consiste à aligner les gains  $k_v$  de position des axes [23]. D'après les

équations (Eq. 72) et (Eq. 73), une anticipation totale en vitesse sur chaque axe (i.e.  $kf_v^{j}=1$ ) permet une compensation parfaite des erreurs de poursuite, donc supprime l'erreur de profil, à vitesse et à accélération constante. L'erreur de profil pour un axe anticipé en vitesse, se reportera alors sur les phases à jerk constant, ce qui correspond aux équations (Eq. 76) et (Eq. 77).

Si l'on anticipe totalement, les erreurs de poursuite de chaque axe seront alors inversement proportionnelles au carré de leur pulsation propre prépondérante. L'erreur de profil correspondante, décrite à l'équation (Eq. 77), s'annule uniquement dans le cas ou les  $k_v . \omega_n^2$  sont égaux sur chaque axe. Ce réglage est possible si l'on ne considère toutefois que les propriétés de poursuite du système, mais on notera que cela revient à diminuer le gain de position de l'axe naturellement le plus dynamique, ce qui équivaut à perdre en qualité de rejet dynamique de perturbation pour cet axe. Ainsi, l'on préférera généralement réduire cette erreur en limitant le niveau du jerk sur trajectoire. Finalement, l'anticipation en vitesse sur un système souple permet d'annuler les erreurs à vitesse et accélération constante, une erreur de forme se produit alors durant les phases à jerk non nul.

# Erreur de trajectoire pour un cercle :

La réalisation d'une interpolation circulaire à vitesse constante par deux axes linéaires passe par l'injection d'un signal sinusoïdal sur chacun des axes. Les références d'axe correspondent alors à des excitations harmoniques, à pulsation constante  $\omega$ , en quadrature de phase (déphasées de  $\pi/2$ ). Ainsi, si Vreprésente la vitesse d'avance sur le cercle de rayon  $R_0$ , après achèvement des transitoires, les équations du mouvement des axes s'écrivent

$$\omega = V / R_0$$

$$X = R_0 \cdot \left\| H_p^x (jw) \right\| \cdot \cos\left(\omega t + \varphi_p^x\right) \qquad Eq. 78$$

$$Y = R_0 \cdot \left\| H_p^y (jw) \right\| \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_p^y\right)$$

avec  $H_p^{i}$  et  $\varphi_p^{i}$  respectivement la fonction de transfert en position et la phase de l'axe *i*.

En passant en notations complexes, les formules d'Euler conduisent à l'équation de la courbe paramétrée en *t*, enveloppe du mouvement dans le plan complexe :

$$\Gamma(t) = R_0 \cdot \left[ a \cdot \cos\left(\omega t - \phi_0\right) + j \cdot b \cdot \sin\left(\omega t - \phi_0\right) \right]$$
 Eq. 79

avec

$$\phi_{0} = \frac{1}{2} \cdot \arg\left[\frac{\left\|H_{p}^{x}(j\omega)\right\| \cdot e^{-j \cdot \varphi_{p}^{x}} - \left\|H_{p}^{y}(j\omega)\right\| \cdot e^{-j \cdot \varphi_{p}^{y}}}{\left\|H_{p}^{x}(j\omega)\right\| \cdot e^{j \cdot \varphi_{p}^{x}} + \left\|H_{p}^{y}(j\omega)\right\| \cdot e^{j \cdot \varphi_{p}^{y}}}\right]$$
 Eq. 80

et

$$a = \frac{\left\|H_{p}^{x}(j\omega)\right\| \cdot e^{j \cdot \varphi_{p}^{x}} + \left\|H_{p}^{y}(j\omega)\right\| \cdot e^{j \cdot \varphi_{p}^{y}}}{2} e^{j \cdot \varphi_{0}} + \frac{\left\|H_{p}^{x}(j\omega)\right\| \cdot e^{-j \cdot \varphi_{p}^{x}} - \left\|H_{p}^{y}(j\omega)\right\| \cdot e^{-j \cdot \varphi_{p}^{y}}}{2} e^{-j \cdot \varphi_{0}}$$
$$b = \frac{\left\|H_{p}^{x}(j\omega)\right\| \cdot e^{j \cdot \varphi_{p}^{x}} + \left\|H_{p}^{y}(j\omega)\right\| \cdot e^{j \cdot \varphi_{p}^{y}}}{2} e^{j \cdot \varphi_{0}} - \frac{\left\|H_{p}^{x}(j\omega)\right\| \cdot e^{-j \cdot \varphi_{p}^{x}} - \left\|H_{p}^{y}(j\omega)\right\| \cdot e^{-j \cdot \varphi_{p}^{y}}}{2} e^{-j \cdot \varphi_{0}}$$

Les vecteurs *a* et *b* étant colinéaires, finalement la courbe  $\Gamma$  s'identifie à une ellipse de demi-grand axe *a* et de demi-petit axe *b*, inclinée de  $\phi_0$  par rapport à l'axe X. Le rayon moyen de l'ellipse  $R_m$  sera donné par :

$$R_{m} = \frac{R_{0}}{2} \left\| \left\| H_{p}^{x}(jw) \right\| e^{j \cdot \varphi_{p}^{x}} + \left\| H_{p}^{y}(jw) \right\| e^{j \cdot \varphi_{p}^{y}} \right\|$$
 Eq. 81

Ainsi, dans le cas d'une dissymétrie de dynamique entre les deux axes, la trajectoire réalisée sera une ellipse. L'angle d'inclinaison de l'ellipse dans le plan machine obéit à des règles remarquables représentée à la Figure 93. Si l'on considère un déphasage quasi-nul sur les deux axes, d'après l'équation (Eq. 80) l'angle d'inclinaison sera fonction de la différence de réponse en amplitude des axes

$$\{\phi_{0}\}_{Amplitude} = \frac{1}{2} \cdot \arg\left[\frac{\left\|H_{p}^{x}(j\omega)\right\| - \left\|H_{p}^{y}(j\omega)\right\|}{\left\|H_{p}^{x}(j\omega)\right\| + \left\|H_{p}^{y}(j\omega)\right\|}\right] \qquad \qquad Eq. \ 82$$

Si l'axe X a la réponse en amplitude la plus élevée, l'ellipse sera dirigée selon cet axe. Dans le cas contraire, l'ellipse sera inclinée de 90° par rapport à X, donc dirigée selon l'axe Y. Si l'on considère maintenant uniquement le déphasage entre les axes, c'est à dire si  $||H_p^x(j\omega)|| = ||H_p^y(j\omega)||$ , alors un développement en série au premier ordre par rapport à  $\varphi_p^x$  et  $\varphi_p^y$  de l'expression (Eq. 80) donne la règle d'inclinaison de l'ellipse :

$$\{\phi_0\}_{Phase} = -\frac{1}{2} \cdot \arg[j\Delta\varphi] = \pm 45^{\circ}$$
 Eq. 83

en notant  $\Delta \varphi = \varphi_p^{\ x} - \varphi_p^{\ y}$  le déphasage entre les axes.

Plus concrètement, il n'est pas possible d'avoir une différence d'amplitude ou de déphasage seule. L'angle d'inclinaison et le rayon moyen de l'ellipse obtenue seront une combinaison de ces deux effets. Si l'on considère le cas d'axes anticipés totalement en vitesse et en accélération, le traînage à jerk constant déterminé précédemment (Eq. 77) engendrera un angle inclinaison  $\phi_0$  par rapport à l'axe X.

$$\phi_{0} \approx \frac{1}{2} \cdot \arg \left[ \frac{\frac{j\omega^{3}}{k_{v}^{x} (\omega_{n}^{x})^{2}} - \frac{j\omega^{3}}{k_{v}^{y} (\omega_{n}^{y})^{2}}}{2 - \left(\frac{j\omega^{3}}{k_{v}^{x} (\omega_{n}^{x})^{2}} + \frac{j\omega^{3}}{k_{v}^{y} (\omega_{n}^{y})^{2}}\right)} \right]$$

$$\approx \frac{1}{2} \cdot \arg \left[ \frac{j\omega^{3}}{2} \left( \frac{k_{v}^{x} (\omega_{n}^{x})^{2} - k_{v}^{y} (\omega_{n}^{y})^{2}}{k_{v}^{x} (\omega_{n}^{x})^{2} - k_{v}^{y} (\omega_{n}^{y})^{2}} \right) \right] = \pm 45^{\circ}$$

L'orientation de cet angle sera explicitement fonction du sens de rotation et de l'axe le plus dynamique.



*Figure 93 : Inclinaison de l'ellipse résultant d'une trajectoire circulaire pour deux axes de dynamiques différentes.* 

Dans la suite, nous allons considérer le cas de deux axes identiques. L'intérêt de cette hypothèse, certes idéaliste, est de permettre une formalisation simplifiée des effets des anticipations sur l'erreur de rayon en régime permanent décrite à la Figure 94. L'erreur de profil est alors égale à l'erreur de rayon  $\Delta R$ 

$$\Delta R = R_0 - R = R_0 \left[ 1 - \left\| H_p \right\| \right]$$
 Eq. 85

 $\Delta R$  sera par définition positif si le rayon final est inférieur au rayon programmé.



Figure 94 : Erreur de profil sur un cercle à vitesse constante.

En développant la formule (Eq. 85) en série entière à l'ordre 2 et en considérant  $\left(1 - \|H_p\|^2\right) \ll 1$ , c'est à dire en considérant que :

$$\Delta R \approx \frac{R_0}{2} \left( 1 - \left\| H_p \right\|^2 \right) + \frac{R_0}{8} \left( 1 - 2 \left\| H_p \right\|^2 + \left\| H_p \right\|^4 \right)$$
 Eq. 86

on obtient l'expression générale de l'erreur relative de rayon  $\Delta R$  (ici pour une mesure directe de la position de la charge).

$$\begin{split} \Delta R &= \frac{V^2}{R_0} \left( \frac{1 - kf_v^2}{2k_v^2} \right) \\ &+ \frac{V^4}{R_0^3} \left( \frac{kf_v^4 + 2kf_v^2 - 3}{8k_v^4} + \frac{kf_a k_i \left(kf_v - 1\right) + k_p k_v \left(kf_a - 1\right)}{k_i^2 k_v^2} - \frac{2\zeta k_v + \omega_n}{k_v^2 \omega_n^3} \right) \end{split}$$
 Eq. 87

Ainsi, dans le cas d'axes non-anticipés, le rayon obtenu sera inférieur au rayon désiré et l'erreur de rayon sera dominée par un terme proportionnel au carré de la vitesse d'avance et inversement proportionnel au rayon programmé

ce qui correspond aux formules d'erreurs rencontrées en usinage conventionnel [24]. Si les axes sont anticipés totalement en vitesse, l'erreur de rayon évolue alors en  $V^4 / R_0^3$ . Dans le cas d'axes pouvant être considérés comme rigides, le cercle obtenu sera plus petit que le programmé, ce qui correspond à un réglage classique. L'anticipation en accélération permet de réduire cette erreur, elle permet donc une expansion du rayon obtenu. L'erreur de rayon pour des axes rigides totalement anticipés est quasiment nulle. Si à présent on tient compte de la souplesse de transmission, le cercle réalisé subira une expansion du à l'effet centrifuge sur la charge souple (dernier terme de l'équation Eq. 87).

On notera toutefois qu'ici la souplesse de transmission est effectivement vue par l'asservissement, mais si on considère le cas inverse, l'effet centrifuge sur la charge n'est pas atténué et l'on a une expansion supplémentaire du rayon d'un ordre plus élevé

$$\Delta R_{centrifuge} = -\frac{V^2}{R_0 \,\omega_n^2} \qquad \qquad Eq. \, 89$$

D'après les équations (Eq. 87) et (Eq. 89), le compromis possible entre l'effet centrifuge et la réduction naturelle du rayon programmé consiste à régler le pourcentage d'anticipation en vitesse pour annuler les deux effets. En considérant une pulsation assez forte pour vérifier  $\omega_n^2 \ge 2k_v^2$ , le  $kf_v$  optimal s'exprime dans ce cas sous la forme :

$$\left(kf_{v}\right)_{optimal} = \sqrt{1 - \frac{2k_{v}^{2}}{\omega_{n}^{2}}} \qquad \qquad Eq. 90$$

La Figure 95 montre l'évolution de l'erreur réduite de rayon  $|\Delta R|$  en fonction de  $kf_v$  et de  $\omega_n / k_v$ . On remarque que pour des fréquences basses, la valeur d'anticipation en vitesse optimale diminue rapidement et devient d'autant plus faible que le gain de position est élevé.

Contrairement au suivi de trajectoire d'une droite, l'interpolation d'un cercle excite en permanence les souplesses mécaniques du système. Les différentes boucles d'asservissement génèrent une réduction de rayon du cercle obtenu, alors que les anticipations et les déformations mécaniques tendent à augmenter ce rayon. La réduction de l'erreur de rayon en régime permanent de vitesse passe donc nécessairement par une gestion du pourcentage des anticipations en adéquation avec les caractéristiques propres des axes.



Figure 95 : Évolution de l'erreur de rayon relative en fonction de  $kf_v$  et de la pulsation dominante adimensionnée  $\omega_n / k_v$ 

# Erreur de trajectoire pour un profil discontinu :

Nous avons vu précédemment dans quelle mesure les paramètres de commande permettaient de suivre une trajectoire simple, en limitant (voire annulant) les erreurs de forme liées d'une part au comportement dynamique des axes et, d'autre part, aux retards qu'introduit la structure des boucles imbriquées. On s'intéressera, dans cette partie, à la gestion de l'erreur de forme due au passage à vitesse non nulle d'un raccordement entre droites.

Le passage d'un raccordement entre deux droites, défini par un angle  $\alpha$  (Figure 96) dans un plan, impliquerait le passage par une vitesse d'avance nulle. De façon générale, la productivité s'en trouve réduite, et dans le cadre particulier de l'usinage il n'est pas toujours possible de réduire l'avance sans dégrader le processus de coupe (particulièrement sensible en usinage du bois). De ce fait, dans le cas particulier des discontinuités géométriques, on tolère une erreur de forme qui permet de passer la difficulté à vitesse non nulle.

Nous considérons le passage d'angle décrit à vitesse d'avance V constante et, d'après les conventions de représentation utilisées à la Figure 96, l'axe Y sera seul soumis à un échelon de vitesse d'amplitude  $2V \sin \alpha$  alors que l'axe X sera entraîné à vitesse constante  $V \cos \alpha$ .



Figure 96 : Passage d'angle à vitesse constante.

Comme décrit à l'équation (Eq. 72), le suivi d'une droite à vitesse d'avance constante s'accompagnera d'une erreur de poursuite (retard) proportionnelle au gain de position et à la vitesse de l'axe. Cette erreur, également fonction du degré d'anticipation, n'induit pas d'erreur de profil si la dynamique des axes est identique. Ainsi, l'erreur de profil lors du franchissement d'un angle pour des axes totalement anticipés ne sera sensible que sur le deuxième segment de droite. Dans le cas d'axe partiellement ou non anticipés en vitesse, l'erreur de poursuite à vitesse constante tendra à arrondir l'angle (l'échelon de vitesse est perçu par l'axe Y avant le passage de l'angle).

En posant t = 0 pour l'instant d'application de l'échelon sur l'axe Y. Les équations du mouvement des axes pour  $t \ge 0$  peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} X(t) = V \cos(\alpha) \left( t - \frac{1 - kf_v}{k_v} \right) \\ Y(t) = V \sin(\alpha) \left( 2L^{-1} \left[ H_p(s) \right] - \left( t - \frac{1 - kf_v}{k_v} \right) \right) \end{cases}$$
 Eq. 91

en notant  $L^{-1}$  la transformation inverse de Laplace.

La détermination de la fonction originale de  $H_p(s)$  (Eq. 70) est difficilement exprimable sous sa forme générale, toutefois en se basant sur le modèle simplifié utilisé dans [25] considérant que les axes sont identiques, rigides et que le rapport entre les dynamiques des différentes boucles est égal à 3 (rapport vérifié en pratique), on obtient les équations du mouvement :

$$\begin{cases} X(t) = V \cos(\alpha) \left( t - \frac{1 - kf_v}{k_v} \right) \\ Y(t) = V \sin(\alpha) \left( t - \frac{1 - kf_v}{k_v} + e^{-3k_v t} \left[ \frac{2(1 - kf_v)}{k_v} + (4 - 6kf_v) t + (3 + 9kf_a - 9kf_v) k_v t^2 \right] \right)^{Eq. 92} \end{cases}$$

Ces équations permettent de déterminer l'allure de la trajectoire suivie lors du passage de l'angle, en fonction du gain de position des axes et surtout en fonction du degré d'anticipation. Afin de pouvoir comparer les erreurs de profil en fonction des anticipations, on considérera l'erreur suivant l'axe Y pour des axes partiellement ou non-anticipés comme étant représentative de l'erreur lors du passage de l'angle. Dans ce cas, l'erreur maximale suivant Y se produit approximativement au niveau de l'angle, c'est à dire pour  $t = (1 - kf_v)/k_v$ , d'où l'on déduit :

$$\left|\varepsilon_{c}\right|_{\max} \approx \frac{V\sin\left(\alpha\right)}{k_{v}} \left[9\left(1-kf_{v}\right)^{2}\left(1+kf_{a}-kf_{v}\right)\right]e^{-3\left(1-kf_{v}\right)}$$

d'où pour des axes non anticipés :

$$\left|\varepsilon_{c}\right|_{\max} \approx 0,45 \times \frac{V \sin\left(\alpha\right)}{k_{v}}$$

et dans le cas d'axes totalement anticipés en vitesse et en accélération, l'erreur de profil maximale notée  $\left|\varepsilon_{c}^{ff}\right|_{\max}$  sera donnée par :

$$\left|\varepsilon_{c}^{ff}\right|_{\max} \approx 0.1537 \times \frac{V \sin\left(\alpha\right)}{k_{v}}$$

Il apparaît que pour des axes rigides totalement anticipés l'erreur de profil au niveau du passage d'angle sera réduite de plus de 65 % par rapport au cas non-anticipé, et ceci pour la même vitesse d'avance. Ainsi, pour une erreur donnée, les anticipations permettent de franchir environ 3 fois plus rapidement une discontinuité géométrique, en supposant toutefois les axes comme étant rigides.

Les hypothèses précédentes permettent de mettre en évidence l'influence forte du gain de position des axes sur l'erreur au niveau d'une discontinuité et permettent également d'obtenir un ordre de grandeur de la vitesse d'avance conduisant à l'erreur tolérée. Toutefois, ces expressions ne permettent pas de vérifier l'influence des anticipations sur le comportement vibratoire des axes. En dérivant les équations du mouvement correspondant au passage d'un angle, on peut obtenir l'expression de l'accélération de l'axe Y en fonction du pourcentage d'anticipation. Les courbes (Figure 97) présentent l'évolution temporelle de l'accélération de cet axe au niveau du passage d'angle en fonction de kfv puis de kfa lorsque kfv = 1.

D'après les courbes (Figure 97), la conclusion des parties précédentes qui consistait à dire que pour une erreur donnée, les anticipations permettent de franchir plus rapidement une discontinuité géométrique, n'est valable que si les axes sont capables de supporter une demande en terme d'accélération nettement supérieure. Ainsi, l'anticipation totale augmente notablement la puissance instantanée à fournir par l'actionneur de l'axe et donc augmente les possibilités d'excitation vibratoire de la mécanique, d'où la nécessité du filtrage de la consigne.



Figure 97 : Accélération de l'axe Y en fonction du pourcentage d'anticipation lors du passage d'un angle  $(V=30 \text{ m/mn}, \alpha = 20^\circ, k_v = 13,3 \text{ s}^{-1})$ 

Finalement, pour le passage d'une difficulté de profil à vitesse d'avance constante, la raideur dynamique des axes intimement liée à la valeur de leur gain de position joue un rôle prépondérant sur l'évolution de l'erreur de profil. Toutefois les anticipations augmentent, par leur effet dérivateur, la richesse du spectre d'excitation des axes et sont susceptibles de causer des dépassements mal maîtrisés.

# 1.4.1.3 - Apports scientifiques

Dans cette partie, nous avons proposé une formulation de l'erreur de profil en fonction des principaux paramètres de commande, de façon à mieux comprendre certaines erreurs rencontrées sur les systèmes de production. Nous avons développé analytiquement les expressions de l'erreur de profil dans le cas de trajectoires linéaires et circulaires ainsi que pour les difficultés de profils représentées par les raccordements entre droites et entre cercles. Le rôle prépondérant des anticipations pour réduire l'erreur de poursuite, donc de profil, est mise en évidence. Il apparaît nécessaire de moduler le pourcentage d'anticipation en fonction du rayon de courbure de la trajectoire, des retards liés à la structure de commande et des souplesses du système soumis à l'effet centrifuge. Dans le cas du passage de difficulté de profil à vitesse d'avance constante, l'évolution de l'erreur de profil sera fonction de la raideur dynamique des axes dont le gain de position donne une première approximation. Le comportement vibratoire des axes est cependant mal maîtrisé et classiquement atténué par un filtrage ou lissage de ces discontinuités.

Ce travail de synthèse fait actuellement l'objet de la thèse de Richard BEAREE [Thèse RB]. Il a été réalisé en partenariat avec Serge BLOCH, ingénieur à la direction technique de la société Schneider Electric NUM SA.

Ce travail a fait l'objet d'une publication en revue [RI5].

# 1.4.2 - Méthode heuristique de planification de trajectoire à l'aide de la logique floue

# 1.4.2.1 - Introduction : analogie entre la commande d'axe à grande vitesse et le pilotage de véhicule automobile

La planification de trajectoire dans le domaine de la machine-outil est une notion facile à appréhender si l'on utilise une analogie routière. L'erreur tolérée en suivi de trajectoire définit les limites d'une route que l'outil, tel une voiture de rallye, se doit de respecter en allant le plus rapidement possible. Cette comparaison est particulièrement pertinente dans le cas d'un Usinage à Grande Vitesse où le pilotage de l'outil est d'autant plus délicat que la vitesse d'avance est particulièrement élevée. Le premier principe de la planification réside dans la connaissance a priori du parcours nominal qui permet d'adapter la vitesse sur la trajectoire aux difficultés en anticipant le freinage ou l'accélération au niveau des virages, des arrêts et autres difficultés. Si l'on poursuit l'analogie, le conducteur sportif ne se contente pas de gérer l'accélération ou le freinage de son véhicule ; grâce à son expérience, il utilise entièrement la largeur de la route pour passer les difficultés le plus vite possible. Le deuxième principe de la planification est que l'erreur tolérée nous permet de modifier la trajectoire de consigne pour passer plus rapidement une difficulté. La philosophie de la planification peut ainsi être vue comme une optimisation temporelle et spatiale (fonction de la tolérance d'erreur) avec la contrainte majeure de conserver une trajectoire physiquement réalisable par le système (fonction des caractéristiques maximales des axes). En effet, une demande « irréaliste » de performances au niveau des axes sera la principale source d'erreur en suivi de trajectoire.



Figure 98 : Trajectoire à rayon constant - Définition des points de passage

Parmi les différentes approches développées afin de caractériser la tâche de conduite du conducteur, certains travaux visent à modéliser son comportement [26] [27], ce qui permet de déterminer la trajectoire suivie par celui-ci ainsi que le profil de vitesse associé en fonction du profil routier rencontré. Il s'agit alors

de calculer le placement du véhicule dans la voie par rapport à un tracé routier et de donner conjointement le séquencement des actions longitudinales (accélérations, décélérations) en fonction du profil de la route et de l'état du véhicule (position, vitesse).

L'objectif du travail présenté dans ce paragraphe est de montrer comment, à partir d'une telle analogie, il est possible de réduire l'erreur maximale de poursuite d'une machine-outil à grande dynamique en modifiant la trajectoire de l'outil. La réalisation pratique conduit à l'établissement d'une méthode heuristique de modification de la trajectoire et son implémentation par logique floue. Cette idée provient d'un scientifique anglo-saxon C. G. Moore qui, suite à sa thèse, a publié un ouvrage intitulé : « Intelligent Control – Aspects of fuzzy logic and neural nets ».

# 1.4.2.2 - Planification de trajectoire et réduction de l'erreur de contour par la commande floue

# Etablissement d'une base de règles de conduite :

De la même manière qu'en pilotage de voiture de course, l'anticipation et l'adaptation de la trajectoire au profil de courbure sont les clés de la conduite optimale d'une machine d'Usinage à Grande Vitesse. Avant un passage d'angle, la voiture se déporte sur l'accotement extérieur, puis la trajectoire garde une courbure constante en passant près du point de corde ; une fois la difficulté passée, le pilote redresse sa course vers la trajectoire nominale [27].

De la même manière, en UGV, la courbure doit être faible et positive, loin de la discontinuité puis décroît jusqu'à devenir négative lorsqu'elle se rapproche de l'angle. La courbure doit être constante lors du passage d'angle, de manière à éviter les discontinuités de courbure qui provoquent des erreurs importantes.

On s'est limité, dans cette étude, à la planification de trajectoire lors du passage d'angle d'une machine souple asservie. Le passage d'angle représente une des difficultés essentielles en Usinage à Grande Vitesse, due principalement à la discontinuité de courbure qui, comme on l'a vu précédemment, est la source d'erreurs de poursuite importantes.



Figure 99 : Passage d'angle

#### Algorithme de commande floue :

Ces règles heuristiques peuvent servir de base pour l'établissement d'une commande floue. La commande floue généralise les algorithmes de la logique binaire en utilisant des degrés de possibilité compris entre zéro et un. Au lieu d'opérer une sélection entre deux commandes ou deux modèles, comme en logique binaire, on peut interpoler les commandes entre les divers points de fonctionnement.

Appliquée depuis longtemps aux systèmes asservis [28], la commande floue se décompose en trois parties. La « fuzzification » permet de donner un degré de croyance (compris entre 0 et 1) d'une variable réelle à un prédicat linguistique tel que « la distance au point de corde est petite ». Le cœur de la commande

est le moteur d'inférence qui traduit la base de règles en reliant les degrés de possibilité des variables mesurées à ceux de la commande et en agrégeant les résultats des différentes règles. L'algorithme de défuzzification permet de déterminer la commande réelle (par exemple le rayon de courbure) à partir de ses degrés de possibilité.

Nous avons développé une commande floue de type Sugeno, dont les conclusions sont de type singleton (c'est à dire des valeurs réelles). A titre d'exemple, on montre comment la commande floue opère ; sur la première figure, on voit que le degré d'appartenance de l'offset (valeur réelle -2,2) au prédicat « Négatif » est de 0,7. Les degrés de possibilités sont agrégés en prenant leur minimum. De la même manière, le moteur d'inférence donne une valeur de possibilité de la commande égale à celle de la prémisse (utilisation du min(.) et de valeurs de sortie de type singleton). Si plusieurs règles possèdent la même conclusion, on prendra pour degré de possibilité de cette conclusion la valeur maximale d'entre eux. Cet algorithme est appelé max-min. Pour obtenir la commande, on prendra le barycentre des singletons affectés de leurs degrés de possibilité respectifs.



Figure 100 : Mise en œuvre d'une commande floue

La trajectoire est conçue point à point et, pour une valeur donnée de l'angle, les règles d'inférence sont : SL la distance est A ET l'effect est P ALOPS P est C

SI la distance est A ET l'offset est B ALORS R est C

où la « distance » correspond à la distance du point de la trajectoire modifiée au point de corde, l'« offset » représente le décalage latéral par rapport à la trajectoire nominale et R est le rayon de courbure de la trajectoire au point concerné. A, B et C sont des prédicats flous. La table (Tableau 4) de règles est déterminée suivant les considérations précédentes.

o d	N	Z	Р
G	MN	Ζ	MP
М	Р	Р	N
Р	GN	GN	GN

Tableau 4 : Table de règles - Rayon de courbure en fonction de la distance (d) et de l'offset (o)

P (Positif), Z (Zéro), N (Négatif), MN, MP, (Moyen Négatif, Positif), GN (Grand Négatif) sont les sorties floues choisies comme des singletons. Les prédicats flous P (Petit), M (Moyen), G (Grand) et N (Négatif), Z(Zéro), P (Positif) décrivent respectivement la distance et l'offset.

Un point très intéressant consiste à déterminer les fonctions d'appartenance de la distance et de l'offset a priori par un raisonnement ad hoc. La valeur de l'offset ne doit pas dépasser la tolérance maximale prise par exemple égale à 3 mm, ce qui permet de déterminer les fonctions d'appartenance correspondantes.


Figure 101 : Fonctions d'appartenance de l'offset

Les fonctions d'appartenance liées à la distance peuvent être obtenues en considérant que l'angle doit être passé à une courbure constante la plus élevée possible, ce que l'on peut effectuer grâce au schéma de la Figure 102.



Figure 102 : Passage à courbure constante

La distance est alors donnée par

$$R_C = d_1 + 2\varepsilon, \ d_1 = R_c \frac{\sqrt{2}}{2}, \ d_1 = \frac{\varepsilon\sqrt{2}}{1 - \frac{\sqrt{2}}{2}} \text{ soit }:$$
$$d = (3 + 2\sqrt{2})\varepsilon, \qquad (Eq. 93)$$

ce qui permet de déterminer le prédicat « la distance est petite » (Figure 103).

La défuzzification donne le rayon de courbure :

$$R_{C} = \frac{\sum_{i=1}^{9} \mu_{R} R_{R}}{\sum_{i=1}^{9} \mu_{R}}, \qquad (Eq. 94)$$

où  $\mu_R$  est le degré de croyance de chaque sous-ensemble flou de sortie et  $R_R$  la valeur du singleton correspondant. On choisit  $R_{TN} = -280$ ,  $R_N = -R_P = -20$ ,  $R_{NM} = -R_{PM} = -4$ .



Figure 103 : Fonctions d'appartenance de la distance

Il faut ensuite calculer les coordonnées du point suivant à partir du point courant  $M = \begin{bmatrix} w \\ y \end{bmatrix}$  en considérant une variation de longueur fixe ds. La variation de l'angle par rapport à la normale est :

$$d\varphi = \frac{ds}{R_c}, \qquad (Eq. 95)$$

où  $R_c$  est le rayon de courbure, la variation en x et en y est donnée par :

$$dx = ds \cos \varphi, \ dy = ds \sin \varphi,$$
 (Eq. 96)

ce qui permet de construire la trajectoire point à point.

A titre d'exemple, nous avons choisi de présenter les résultats du passage d'un angle droit à vitesse d'avance constante. Le modèle mécanique ne prend en compte qu'un mode de transmission (seul l'amortissement interne est considéré) (Eq. 9). Pour les 2 axes, l'asservissement est négligé.

On fixe la tolérance à 3 mm, l'amortissement à 0,2 et la pulsation naturelle à 150 rad/s.

On remarque que lors du suivi de la trajectoire modifiée, le système reste dans les tolérances requises (erreur maximale de 2,9 mm contre 5,1 mm au système classique).



Figure 104 : Trajectoire nominale et limites (pointillés) et trajectoire nominale modifée par logique floue



Figure 105 : Trajectoires réelles obtenues à partir du suivi de la trajectoire nominale (pointillés) et de la trajectoire modifiée (trait plein)

### 1.4.2.3 - Apports scientifiques

Nous avons montré que la planification de trajectoire est possible en utilisant des heuristiques que l'on peut implémenter grâce à la logique floue et que l'on obtient une amélioration (théorique) des résultats par rapport à une planification conventionnelle. On a également pu concevoir une méthodologie qui permet de déterminer un ordre de grandeur des paramètres de réglage et des fonctions d'appartenance, ce qui est assez original en commande floue.

Le travail a permis de mettre en évidence les limites de la méthode, principalement liées aux difficultés de réglage fin d'un tel algorithme et au temps de calcul relativement important (dû principalement à la génération de trajectoires point à point). L'extension de l'algorithme à des contours de forme plus complexe n'est pas triviale et risque de faire intervenir un nombre de variables prohibitif et des difficultés de réglage accrues. Aujourd'hui, l'algorithme n'a pas été validé en temps réel.

Ces travaux ont fait l'objet du stage de Diplôme d'Etudes Approfondies de Productique (Automatique) de Ahmed BOUZIDI en 2003 (mention Passable) [Dea 4], et une publication en revue sera soumise prochainement.

### 1.5 - ENCADREMENTS SCIENTIFIQUES

### 1.5.1 – Thèses de doctorat

[Thèse FC] Frédéric COLAS, thèse CIFRE en cours (spécialité : Automatique)

Intitulé provisoire : "Planification et suivi de trajectoires de systèmes mécaniques par l'approche des systèmes plats - Application aux robots cartésiens 3 axes" Date de soutenance prévue : décembre 2007

Directeurs de thèse : P. BORNE & PJB (50%)

<u>Co-encadrement industriel</u> : H. SENNEDOT (Sepro-Robotique)

<u>Résumé</u> : Le projet consiste à commander en position un robot cartésien portique 3 axes. Le développement de celui-ci et l'augmentation de ses performances en terme de d'accélération, vitesse, amortissement, ... passent par une optimisation de sa structure et par une recherche de stratégies de commande adaptées. Aussi, le thème des travaux de recherche concerne d'une part l'optimisation mécanique et électromécanique du robot et, d'autre part, la définition de lois de commande visant la minimisation des effets vibratoires. L'approche par les commandes plates couplées à des techniques d'auto apprentissage sera abordée. [Thèse OR] Olivier RUELLE, thèse CIFRE en cours (spécialité : Automatique)

<u>Intitulé provisoire</u> : "Conception électromécanique d'un robot collaboratif -Stratégies de commande minimisant les effets inertiels"

Date de soutenance prévue : décembre 2007

Directeurs de thèse : J.P. HAUTIER & PJB (50%)

Co-encadrement industriel : P. DENOEL (Sapelem)

<u>Résumé</u> : Le thème des travaux concerne d'une part la conception mécanique et électromécanique de robots collaboratifs pour la manipulation d'objets et, d'autre part, la définition de lois de commande visant la minimisation des effets inertiels.

[Thèse GR] Ghislain REMY, thèse en cours (spécialité : Génie Electrique)

<u>Intitulé provisoire</u> : "*Commande optimisée d'un actionneur linéaire synchrone pour un axe de positionnement rapide*"

Date de soutenance prévue : décembre 2006

Directeurs de thèse : J.P. HAUTIER & PJB (50%)

Partenariat : société Etel

<u>Résumé</u>: Le thème des travaux concerne, dans un premier temps, la modélisation des moteurs linéaires (Krauss Maffei & Etel) par des méthodes analytiques et par des méthodes éléments finis puis, des essais expérimentaux viendront valider les modèles. Dans un deuxième temps, une commande cherchant à optimiser les performances de ces moteurs sera étudiée. Les phénomènes de Cogging, d'asymétrie, de reluctance variable, de saturation, de ripple force, et de frottements feront l'objet d'une attention particulière. Une troisième étape consistera à étudier une commande en « gantry » de deux moteurs linéaires.

[Thèse JNV] Jean-Noël VERHILLE, thèse en cours (spécialité : Automatique)

<u>Intitulé provisoire</u> : "Contribution à la commande de système multi-machines - Application au VAL"

Date de soutenance prévue : décembre 2005

Directeurs de thèse : J.P. HAUTIER & PJB (50%)

<u>Résumé</u> : Le sujet de thèse s'inscrit dans le cadre d'une étude concernant le pilotage automatique des rames de métro du VAL (rame de première génération: VAL 206). L'étude consiste à analyser le comportement dynamique d'une rame puis à définir une stratégie de commande permettant d'atténuer les effets vibratoires.

[Thèse RB] Richard BEAREE, thèse CIFRE en cours (spécialité : Automatique)

Intitulé provisoire : "Contribution à l'analyse de stratégies de commande pour les machines-outils à dynamique élevée"

Date de soutenance prévue : septembre 2005

Directeurs de thèse : J.P. HAUTIER & PJB (75%)

<u>Co-encadrement industriel</u> : M. AUBOURG (CETIM) & S. BLOCH (Schneider Electric – NUM)

<u>Résumé</u> : L'objectif de l'étude consiste à investiguer les actions possibles au niveau de la commande d'un système soumis à d'importants efforts dynamiques. Pour ce faire, deux voies d'investigations seront traitées : l'analyse des possibilités d'intégration de techniques issues de l'automatique avancée au niveau des asservissements et l'utilisation de trajectoires de type polynomiale dans la planification du mouvement.

[Thèse ED] Eric DUMETZ, thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers (spécialité : Automatique)

Intitulé : "Modélisation et commande par modèle de référence d'un axe de machine-outil à dynamique rapide"

Date de soutenance : 22 décembre 1998 - mention Très Honorable

Directeurs de thèse : J.P. HAUTIER & PJB (75%)

<u>Résumé</u> : Les travaux ont permis d'affiner et de généraliser le modèle de comportement d'une chaîne de transmission de mouvement d'une machine-outil comportant des éléments de structure complexes. Le processus étudié n'étant pas stationnaire, une stratégie de commande par modèle de comportement a permis d'obtenir d'excellents résultats. La mise en place d'un banc expérimental, reproduisant le comportement dynamique d'une machine-outil industrielle, a validé l'étude théorique.

### 1.5.2 - Membre de jury de thèses de doctorat

[Thèse 3] Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de Francis GERARDIN Intitulé : "Formalisation et développement de méthodes d'apprentissage pour la commande

des machines et des robots"

Date de soutenance : 14 juin 2004

Directeur de thèse : D. BRUN-PICARD

<u>Jury</u> :

B. CARON et S. TARASIEWICZ - rapporteurs

P.J. BARRE, M. BETEMPS, M. OULADSINE - examinateurs

[Thèse 2] Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de Eric DUMETZ

Intitulé : "Modélisation et commande par modèle de référence d'un axe de machine-outil à dynamique rapide"

Date de soutenance : 22 décembre 1998 – mention Très Honnorable

Directeur de thèse : J.P. HAUTIER - Co-directeur de thèse : P.J. BARRE

<u>Jury</u> :

J.C. BOCQUET et M. BONIS - rapporteurs

M. BERGEON, P. BORNE, J. CHARLEY - examinateurs

[Thèse 1] Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de Farid LOUNI

Intitulé : "Ingénierie inverse en génie automatique : une méthodologie d'élaboration d'une représentation structurée d'une commande préexistante"

Date de soutenance : 6 février 1998

Directeur de thèse : J.P. FRACHET

<u>Jury</u> :

J.J. LESAGE et P. LHOSTE - rapporteurs

P.J. BARRE, J.M. FAURE, J.M. GRAVE, J.P. HAUTIER, M. VERGE, H. VEYSSEYRE - examinateurs

### 1.5.3 - Mémoires CNAM

[Cnam 3] Mémoire CNAM (spécialité : Automatique) de Nicolas GARY (en cours)

<u>Intitulé provisoire</u> : "*Commande par retour accélérométrique d'un axe de robot cartésien*" <u>Date de soutenance prévue</u> : janvier 2005

[Cnam 2] Mémoire CNAM (spécialité : Automatique) de François GHESTEM

Intitulé : "Caractérisation du comportement dynamique et commande d'un robot cartésien 3 axes"

Date de soutenance : 15 janvier 2004 – mention Très Bien

[Cnam 1] Mémoire CNAM (spécialité : Génie Electrique) de M. Denis LEMOINE

<u>Intitulé</u> : "Commande en poussée d'un moteur linéaire synchrone – Application aux machines-outils à dynamique élevée"

Date de soutenance : 23 mai 2002 - mention Bien

### 1.6.4 - DEA

Intitulé : "Planification et suivi de trajectoires d'un système mécanique par l'approche des systèmes plats"

Date de soutenance : juin 2004 - mention Bien

[Dea 5] DEA (spécialité : Génie Electrique) de Hamou BENHABIB

<u>Intitulé</u> : "La commande des systèmes électriques par une approche en boucle ouverte - *Application à la commande d'axe*"

Date de soutenance : juin 2004 - mention Assez Bien

- [Dea 4] DEA (spécialité : Automatique) de Ahmed BOUZIDI <u>Intitulé</u> : "*Planification heuristique de trajectoire d'une machine-outil*" <u>Date de soutenance</u> : septembre 2003 – mention Assez Bien
- [Dea 3] DEA (spécialité : Génie Electrique) de Ghislain REMY <u>Intitulé</u> : "*Initial pole position of permanent magnet linear synchronous motor*" <u>Date de soutenance</u> : juin 2003 – mention Bien

[Dea 2] DEA (spécialité : Génie Electrique) de Jia ZENG <u>Intitulé</u> : "Optimisation de la commande en poussée d'un moteur linéaire synchrone à aimants permanents" <u>Date de soutenance</u> : juin 2002 – mention Assez Bien

[Dea 1] DEA (spécialité : Automatique) de Richard BEAREE <u>Intitulé</u> : "*Commande en position d'un robot portique à dynamique élevée*" <u>Date de soutenance</u> : juin 2002 – mention Bien

### 1.5.5 - Projets de fin d'études (en lien avec l'activité de recherche)

- [Pfe i+15] PFE ENSAM (2004) de Mathieu GURTNER et Mathieu MORAGUES
  - Intitulé : "Analyse du comportement dynamique d'une rame de métro automatique sans conducteur VAL 206 (2ème génération)" <u>Partenariat</u> : Siemens Transportation Systems Remarque : prix du meilleur PFE
- [Pfe i+14] PFE ENSAM (2004) de Judicaël AMBACH ALBERTINI et Hicham GAOUZ

Intitulé : "Optimisation de l'amortissement actif du 2nd tronçon du Téléphérique de l'Aiguille du Midi"

Partenariat : Compagnie du Mont Blanc

[Pfe i+13] PFE ENSAM (2003) de Nicolas LALOU

<u>Intitulé</u> : "Analyse du comportement dynamique d'une rame de métro automatique sans conducteur VAL 206 (2ème génération)"

Partenariat : Siemens Transportation Systems

[Pfe i+12] PFE Polytech'Lille (2003) de Maël LOUTY et Olivier RUELLE

Intitulé : "Réglage du Jerk, de l'anticipation et des gains de boucles d'un centre d'usinage à grande vitesse"

Partenariat : CETIM Senlis

[Pfe i+11] PFE ENSAM Meknès (2003) de Hicham EL AKEHAL

<u>Intitulé</u> : "*Modélisation en vue de la commande d'un robot portique à dynamique élevée*" <u>Partenariat</u> : Sepro-Robotique

[Pfe i+10] PFE ENSAM Meknès (2003) de Tarik BADYINE <u>Intitulé</u> : "Optimisation des paramètres de commande d'une machine à grande dynamique en suivi de trajectoire sur deux axes interpolés" <u>Partenariat</u> : Schneider Electric NUM

[Pfe i+9] PFE IFMA (2002) de Jean-Christophe ALACID
Intitulé : "Modélisation Elément Finis d'un robot portique 3 axes"
Partenariat : Sepro-Robotique
[Pfe i+8] PFE ENSAM Meknès (2002) de Saidi BADREDYNE et Youssef HASSANI
Intitulé : "Modélisation et réalisation d'une armoire de contrôle/commande d'un robot
cartésien 3 axes"
Partenariat : Sepro-Robotique
[Pfe i+7] PFE EUDIL (2002) de Julien AZZARELLO, Pierre-Antoine BARRE et Louis-Philippe
LEONOR
Intitulé : "Evolution d'un robot portique 3 axes ASSYFLEX 100"
Partenariat : Renault Automation COMAU
[Pfe i+6] PFE EUDIL (2001) de Richard BEAREE et Nicolas LENGLET
Intitulé : "Modélisation et Commande en position d'un injecteur linéaire de palettes"
Partenariat : CETIM
[Pfe i+5] PFE ENSAM (2000) de Karim DONNEZ et Cyril TORRES
Intitulé : "Caractérisation à km0 des machines agiles URANE 20 - Elaboration de
procédures de mise en œuvre et de surveillance"
Partenariat : Renault et Française de Mécanique
[Pfe i+4] PFE ENSAM (2000) de F. CHERFY et T. PROUVOST
Intitulé : "Caractérisation des performances du Directeur de commande numérique
AXIUM"
Partenariat : PSA
[Pfe i+3] PFE EUDIL (2000) de G. COISPLET et L. LEVERT
Intitulé : "Identification des paramètres dynamiques d'un banc d'essais 2 axes équipé de
moteurs linéaires"
Partenariat : CETIM et SYMAP
[Dfa j+2] DEE EUDU (2000) da Alavandra DEL DAEDE at Nicolas NOIDET

[Pfe i+2] PFE EUDIL (2000) de Alexandre DELBAERE et Nicolas NOIRET

Intitulé : "Analyse dynamique d'une broche UGV"

Partenariat : Française de Mécanique

### [Pfe i+1] PFE EUDIL (1999) de Pierre ARIBE et Thomas DEMORY

Intitulé : "Automatisation d'un procédé de perçage-rivetage pour des structures aérospatiales"

Partenariat : Aérospatiale

[Pfe i] PFE ENSAM et EUDIL (de 1992 à 1999) de 4 à 6 étudiants/an

Intitulé : .....

Partenariats : Renault-Automation, Renault, CETIM, Forest-Liné, .....

### 1.5.6 - Evolution de l'encadrement (en lien avec l'activité de recherche)

La Figure 106 montre un histogramme représentant l'évolution de notre encadrement scientifique. Il faut noter que l'équipe a réellement pris son essor en 2002 lors de la création de l'Equipe de Recherche Technologique ERTint 1022.



Figure 106 : Evolution de l'encadrement scientifique

## 1.6 - PUBLICATIONS ET TRAVAUX SCIENTIFIQUES

### 1.6.1 - Ouvrages Universitaires

- [OU 3] J.P. Caron, J.P. Hautier, P.J. Barre, « « SYSTEMES AUTOMATIQUES Tome 3 : Problèmes corrigés », Editions Ellipses, 1998.
- [OU 2] P.J. Barre, J.P. Caron, J.P. Hautier, M. Legrand, « SYSTEMES AUTOMATIQUES Tome 1 : Analyse et modèles », Editions Ellipses, 1995.
- [OU 1] P.J. Barre, M. Legrand, « Commande d'axe Module d'automatisme industriel didactique, Manuel d'exercices pour l'axe MD1 AA11 XY, Etude mécanique et modélisation du système », Société TELEMECANIQUE (groupe SCHNEIDER), Réf: MD1 AD117M novembre 1993.

### 1.6.2 - Revues Internationales et Nationales (avec comité de lecture)

- [RI 8] J.P. Hautier, P.J. Barre, « The Causal Ordering Graph A tool for system modelling and control law synthesis », Studies in Informatics and Control Journal, December 2004, Vol. 13 n°4, pp. 265-283.
- [RI 7] R. Béarée, P.J. Barre, P. Borne, J.P. Hautier, « Analyse d'une loi de mouvement en jerk sur le comportement vibratoire d'une structure mécanique - Application à la commande d'axe », Journal Européen des Systèmes Automatisés, 2004, pp. . (Article accepté)
- [RI 6] P.J. Barre, R. Béarée, P. Borne, E. Dumetz, « Influence of a jerk controlled movement law on the vibratory behaviour high-dynamics systems », Journal of Intelligent & Robotic Systems, Manufacturing Department, Kluwer Academic Publishers, 2004, pp. . (Article accepté)
- [RI 5] R. Béarée, P.J. Barre, S. Bloch, « Influence of high-speed machine tool control parameters on the contouring accuracy », Journal of Intelligent & Robotic Systems, Manufacturing Department, Kluwer Academic Publishers, 2004, Vol. 40 pp. 321-342.
- [RN 4] P.J. Barre, E. Dumetz, « Modélisation du comportement dynamique et commande d'une machine agile », Mécanique & Industries, Editions scientifiques et médicales Elsevier SAS, 2002, pp. 315-322.
- [RI 3] E. Dumetz, P.J. Barre, J.P. Hautier, J. Charley, « Caractérisation du comportement dynamique des axes d'une machine-outil à grande vitesse », International Journal of Mechanical Production Systems Engineering, n°5, juin 2001, pp. IV.47-IV.57.

- [RN 2] P.J. Barre, « New concept of agile machine tools equipped with linear motors », Optimum Technologies, Technologic Systems and Materials – TSTM 5, Romanian Academy, 1999, pp. 99-105.
- [RN 1] P.J. Barre, J. Charley, J.P. Hautier, «L'analyse modale au service de la commande d'axe», Mécanique Industrielle et Matériaux, revue du GAMI, volume 50 n°1, mars 1997, pp. 19-23.

### 1.6.3 - Congrès Internationaux (avec actes)

- [CI 20] J. Zeng, G. Remy, Ph. Degobert, P.J. Barre, X. Guillaud, « Thrust control of the Permanent Magnet Linear Synchronous Motor (PMLSM) with Multi-Frequency Resonant Controllers », Maglev 2004, 18<sup>th</sup> International Conference on Magnetically Levitated Systems and Linear Drives, Shanghai, China, October 26-28, 2004, Vol 2, pp. 886-896.
- [CI 19] J.N. Verhille, A. Bouscayrol, P.J. Barre, J.H. Hautier, « The use of Energetic Macroscopic Representation for control of traction systems: application to subway VAL 206 », IEEE VTS-VPP 2004, Paris, October 6-8, 2004, FP2-4 CD ROM.
- [CI 18] J.N. Verhille, A. Bouscayrol, P.J. Barre, J.C. Mercieca, J.H. Hautier « Torque tracking strategy for anti-slip control in railway traction systems with common supplies », IEEE-IAS'04, 39<sup>th</sup> IAS annual meeting, Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, Seattle, USA, October 3-7, 2004, CD ROM.
- [CI 17] J. Zeng, G. Remy, P.J. Barre, Ph. Degobert, « Analysis of the influence of the initial pole position on the PMLSM thrust performances - Application to high speed machine tool », LDIA 2003, 4<sup>th</sup> International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Birmingham, UK, September 8-10, 2003, pp. 165-168.
- [CI 16] J. Zeng, P.J. Barre, Ph. Degobert, « Modeling and Thrust Control of PMLSM using Principle of Local Energy », ICEMS'2003, 6th International Conference on Electrical Machines and Systems, Beijing, China, November 9-11, 2003, vol 1, pp. 26-30., ISBN 7-5062-6210-X/T-26.
- [CI 15] R. Béarée, P.J. Barre, E. Dumetz, « Comparative analysis of control solutions in order to improve the performances of a linear accelerator of pallets », COMEFIM-6, VI<sup>th</sup> International Conference on Precison Mechanics and Mechatronics, Romanian Review of precison Mechanics, Optics & Mechatronics, Brasov, Romania, October 10-12, 2002, vol 2-20b, pp. 9-16., ISSN 1220-6830.
- [CI 14] J.P. Lio, P.J. Barre, E. Dumetz, « Signature of agile machine tool equipped with linear motors », ICMAS 2002, International Conference on MAnufacturing Systems, Bucharest, Romania, October 10-11, 2002, vol. 47, ISBN 973-27-0932-4, pp. 167-170.
- [CI 13] R. Béarée, P.J. Barre, E. Dumetz, « Modelling and control of a flexible positioning system Application to a linear accelerator of pallet », IDMME 2002, 4<sup>th</sup> International Conference on Integrated Design and Manufacturing in Mechanical Engineering, Clermont Ferrand, France, May 14-16, 2002, ISBN 2-9518169-5-2, cdrom, H2.1.
- [CI 12] E. Dumetz, F. Vanden Hende, P.J. Barre, « Resonant load control methods Application to high-speed machine tool with linear motor », ETFA'2001, 8<sup>th</sup> IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation, Antibes Juan-les-pins, France, October15-18, 2001, vol. 2, pp. 23-31.
- [CI 11] P.J. Barre, A. Tounzi, J.P. Hautier, S. Bouaroudj, «*Modelling and thrust control using resonating controller of asymmetrical PMLSM*», EPE 2001, 9<sup>th</sup> European Conference on Power Electrics and Applications, Graz, Austria, August 27-29, 2001, ISBN 90-75815-06-9, cdrom, DS1.3 Topic 6.

- [CI 10] P.J. Barre, E. Dumetz, « *Dynamic analysis of a test bench equipped with a linear motor* », HSM 2001, Third international conference on Metal Cutting and High Speed Machining, Metz, France, June 27-29, 2001, vol. 1, pp. 469-472 and vol. 2, pp. 225-228.
- [CI 9] E. Dumetz, P.J. Barre, J.P. Hautier, *«Behaviour model control of axis for high speed machine-tool »*, MIC 2001, Modelling, Identification and control, Innsbruck, Austria, February 19-22, 2001, ISBN 0-88986-316-4, ISSN 1025-8973, vol. 1, pp. 546-551.
- [CI 8] P.J. Barre, S. Bouaroudj, « Identification of dynamic parameters of a machine tool equipped with linear motors », ICMAS 2000, International Conference on MAnufacturing Systems, Bucharest, Romania, October 19-20, 2000, vol. 40, ISBN 973-31-1493-6, pp. 17-22.
- [CI 7] E. Dumetz, P.J. Barre, G. Coffignal, « Prise en compte des déformées complexes dans la commande des machines outils à dynamique rapide », ICMAS 2000, International Conference on MAnufacturing Systems, Bucharest, Romania, October 19-20, 2000, vol. 40, ISBN 973-31-1493-6, pp. 53-58.
- [CI 6] P.J. Barre, S. Bouaroudj, *«About the introduction of mechatronics in the machine tool world »*, Mechatronics 2000, International Conference, Warsaw, Poland, September 21-23, 2000, vol. 3/3, pp. 513-516.
- [CI 5] S. Bouaroudj, P.J. Barre, J.P. Hautier, «A new thrust control strategy for permanent magnet linear synchronous motor », ICEM 2000, International Conference on Electrical Machines, Helsinki, Finland, August 28-30, 2000, vol. 1/4, pp. 324-328.
- [CI 4] X. Guillaud, Ph. Degobert, J.P. Hautier, P.J. Barre, « Synthesis of control laws with the causal ordering graph – Application to elimination of vibration phenomena in drive of mechanical loads », ICEM 2000, International Conference on Electrical Machines, Helsinki, Finland, August 28-30, 2000, vol. 4/4, pp. 1917-1921.
- [CI 3] E. Dumetz, P.J. Barre, J. Charley, J.P. Hautier, « Characterisation of dynamic behavior of machine tool axis for high speed machining », Second International Seminar on Improving Machine Tool Performance, Nantes-La Baule, France, July 3-5, 2000, CDROM session A4, A21.
- [CI 2] P.J. Barre, J.P. Hautier, X. Guillaud, B. Lemaire-Semail, «Modelling and axis control of machine tool for high speed machining », IFAC-IFIP-IMACS conference, CIS 97, Control of industrial systems, Belfort, France, May 20-22, 1997, vol. 3/3, pp. 63-68, (Invited session).
- [CI 1] P.J. Barre, J.P. Hautier, J. Charley, « *The use of modal analysis to improve the axis control* », Fourth International Congress on Sound and Vibration, St Petersburg, Russia, June 24-27, 1996, pp. 1531-1538.

### 1.6.4 - Expertises scientifiques et industrielles

### Expertises scientifiques :

- [Expert 2] Rapport d'évaluation sur une demande de bourse CIFRE par la société Defontaine S.A. « Stratégie d'exploitation et architecture de commande du volant d'inertie variable pour un moteur thermique automobile », couplée avec l'Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes Atlantique (IREENA), août 2004.
- [Expert 1] Rapport d'évaluation pour les autorités Canadiennes de la demande de projets stratégiques – Groupe SPSPJ référence : STPGP 257868 - 02, « Méthodologies d'essais des machinesoutils d'usinage à grandes vitesses – MEMO-UGV », août 2002, 14 pages.

### Expertises industrielles (ANVAR) :

Des sociétés jeunes et dynamiques sollicitent une aide financière auprès de l'Agence Nationale de Valorisation de la Recherche. Avant de prendre sa décision, l'ANVAR fait appel à des « experts » pour

donner leur avis sur les aspects financiers et technico-économiques. Nommé « expert » par l'ANVAR, mon rôle consiste alors à rédiger un rapport qui comprend :

- une introduction (rappel succinct de l'objet du programme et de ses finalités) ;
- un contexte technique et économique du projet (état de l'art caractère innovant du projet état du marché – normes et réglementation);
- une analyse du contenu du programme d'innovation (objectifs et moyens situation juridique analyse du devis et de la durée du programme) ;
- une analyse des conditions d'exploitation (industrialisation commercialisation) ;

- une conclusion : avis sur le programme présenté.

J'ai eu l'occasion de réaliser neuf expertises pour des sociétés sollicitant un prêt de 300 KF à 3 MF. Mes domaines de compétences reconnus par l'ANVAR sont la machine-outil, les systèmes automatisés de production, l'informatique industrielle.

- [Anvar 9] Rapport d'expertise technico-économique de la demande d'aide à l'innovation référence : A0404062N, « *Etude et mise au point d'une machine spéciale pour la fabrication de gaufres fourrées haut de gamme* », juin 2004.
- [Anvar 8] Rapport d'expertise technico-économique de la demande d'aide à l'innovation référence : A0402026N, « Développement final d'une installation de moulage par Slush-Moulding à 4 bras et réalisation d'un démonstrateur », mars 2004.
- [Anvar 7] Rapport d'expertise technico-économique de la demande d'aide à l'innovation référence : A0302031N n°152, « Développement d'un système de manipulation de type polaire ou pantographe pour des prestations et aménagements de ligne de production », avril 2003.
- [Anvar 6] Rapport d'expertise technico-économique de la demande d'aide à l'innovation référence : A0105060N/AE, « *Conception et réalisation d'un tour en fosse type 2000/30T* », juillet 2001.
- [Anvar 5] Rapport d'expertise technico-économique de la demande d'aide à l'innovation référence : A0103035N n°323, « *Mise au point des modules de départ de canoës-kayaks* », mai 2001.
- [Anvar 4] Rapport d'expertise technico-économique de la demande d'aide à l'innovation référence : A9908129N/AE n°012, «*Conception d'une machine à rejointoyer les façades d'immeubles* », janvier 2000.
- [Anvar 3] Rapport d'expertise technico-économique de la demande d'aide à l'innovation référence : A9904064N/AE 1503, « Conception et réalisation d'une machine automatisée permettant d'assembler et d'encoller automatiquement un tube de laiton avec une « galette » en mousse puis d'emmancher des bagues de guidage », juin 1999.
- [Anvar 2] Rapport d'expertise technico-économique de la demande d'aide à l'innovation référence : A9903049N/AE, « *Construction d'un prototype de machine à graver douze verres simultanément et conception d'une interface programme* », mai 1999.
- [Anvar 1] Rapport d'expertise technico-économique de la demande d'aide à l'innovation référence : A9211099N/AE, «*Réalisation d'une machine automatisée et de son transfert assurant l'assemblage des ballasts* », novembre 1992.

### 1.6.5 – Congrès Nationaux (avec actes)

- [CN 14] R. Béarée, P.J. Barre, J.P. Hautier, O. Ruelle « Influence d'une loi de mouvement en jerk sur le comportement vibratoire d'une machine-outil », 2<sup>ème</sup> séminaire Optimus, Cluny, France, 6-7 octobre 2004, pp. 11-19.
- [CN 13] G. Remy, P.J. Barre, « Optimisation des performances de la poussée d'un moteur linéaire synchrone à aimants permanents par la détermination de sa position initiale », 3<sup>èmes</sup> Assises Machines et Usinage à Grande Vitesse, Clermont Ferrand, France, 10-11 mars 2004, pp. 193-202.

- [CN 12] R. Béarée, P.J. Barre, E. Dumetz, F. Ghestem, H. David, « Influence du jerk sur le comportement dynamique d'un robot cartésien 3 axes », 3<sup>èmes</sup> Assises Machines et Usinage à Grande Vitesse, Clermont Ferrand, France, 10-11 mars 2004, pp. 173-182.
- [CN 11] G. Remy, P.J. Barre, Ph. Degobert, « Démarche de Conception d'une Commande utilisant le Principe d'Energie Localisée - Application au Moteur Linéaire Synchrone à Aimants Permanents », EF'2003, Electrotechnique du Futur, Gif-sur-Yvette, France, 9-10 décembre 2003, cdrom, session spéciale commande de machines.
- [CN 10] J.P. Lio, P.J. Barre, C. Fioroni, « Signature de machines agiles équipées de moteurs linéaires », 2<sup>èmes</sup> Assises Machines et Usinage à Grande Vitesse, Lille, France, 13-14 mars 2002, pp. 161-171.
- [CN 9] E. Dumetz, P.J. Barre, M. Bergeon, S. Bloch, « Techniques de filtrage pour la commande de machines à dynamique élevée », 2<sup>èmes</sup> Assises Machines et Usinage à Grande Vitesse, Lille, France, 13-14 mars 2002, pp. 73-88.
- [CN 8] R. Béarée, P.J. Barre, E. Dumetz, «Modélisation et commande d'un système de positionnement souple – Application à un module de transfert rapide», 2<sup>èmes</sup> Assises Machines et Usinage à Grande Vitesse, Lille, France, 13-14 mars 2002, pp. 15-24.
- [CN 7] P.J. Barre, E. Dumetz, « La MECATRONIQUE et la conception de machines de production à dynamique rapide », 7<sup>ème</sup> colloque sur la Conception Mécanique Intégrée, AIP-PRIMECA, La PLAGNE, France, 2-4 avril 2001, pp. 243-250.
- [CN 6] P.J. Barre, E. Dumetz, J.P. Hautier, « La question de commande en U.G.V. », 5<sup>ème</sup> séminaire PPF, Maîtrise globale du procédé d'enlèvement de matière et des techniques associées, Lille, France, 4 mai 2000, pp. 4.1-4.9.
- [CN 5] P.J. Barre, S. Bouaroudj, « Méthodes d'identification des paramètres dynamiques d'un banc d'essais équipé d'un moteur linéaire », Assises Machines et Usinage à Grande Vitesse, Senlis, France, 6-7 mars 2000, pp. 20.1-20.6.
- [CN 4] E. Dumetz, P.J. Barre, G. Coffignal, « Eléments de réflexion sur la prise en compte des phénomènes de déformées complexes dans la commande des machines-outils à dynamique rapide », Assises Machines et Usinage à Grande Vitesse, Senlis, France, 6-7 mars 2000, pp 15.1-15.6.
- [CN 3] E. Dumetz, P.J. Barre, J.P. Hautier, « Modélisation et commande d'un axe de machines à hautes performances », Journée SYMAP, Paris, 10 juin 1998.
- [CN 2] E. Dumetz, P.J. Barre, J.P. Hautier, J. Charley, « Method of mechanical modelling for high speed machining servocontrol », Colloque national PRIMECA, La Plagne, 2-4 avril 1997, pp. 91-98.
- [CN 1] P.J. Barre, J.P. Hautier, « Commande d'axe des machines à grande vitesse », Journée CETIM-ENSAM sur l'UGV, Lille, 30 novembre 1995, 10 pages.

### 1.6.6 - Divers - Promotion de l'activité de recherche

- [DIV 3] « 5 problèmes résolus en UGV », Industries et technologies, numéro 839, juillet 202, pp. 56-60.
- [DIV 2] P.J. Barre, J.P. Hautier, « *Entraînement et commande des machines-outils à dynamique élevée* », Arts & Métiers magazine, numéro 251, ISSN 0999 4084, octobre 201, pp. 9-12.
- [DIV 1] « *Machine-outil : la R&D repart* », Industries et techniques, numéro 815, ISSN 0156617, mai 200, pp. 76-79.

### 1.6.7 - Synthèse des publications

La Figure 107 montre un histogramme représentant l'évolution des publications scientifiques. Il faut noter que les articles de revues internationales commencent à être édités car notre plateforme technologique est aujourd'hui opérationnelle pour valider nos recherches.



Figure 107 : Synthèse des publications

### 1.6.8 – Thèse de doctorat

[Thèse PJB] Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de M. Pierre-Jean BARRE

Intitulé : "Stratégies de commande pour un axe numérique de machine-outil à Usinage Très Grande Vitesse"

<u>Date de soutenance</u> : 5 décembre 1995 – mention Très Honnorable avec Félicitations du jury

<u>Directeur de thèse</u> : J.P. HAUTIER – <u>Co-directeur de thèse</u> : M. LEGRAND Jury :

P. BORNE - président

P. BORNE, J.J. LESAGE et M. BONIS - rapporteurs

M. BERGEON, M. COMBARNOUS, G. MANESSE, J.P. ROGNON - examinateurs

### 1.6.9 - Rapports de contrat

- [RC i+17] P.J. Barre, rapport d'abondement ANVAR intitulé « Elaboration de méthodologies de réglage des paramètres de commande des machines-outils d'Usinage à Grande Vitesse » pour la société : SERAM. Montant du contrat : 88 k€ HT, en cours.
- [RC i+16] P.J. Barre, E. Dumetz, rapport de contrat intitulé « Contribution à l'analyse de stratégies de commande pour les machines-outils à dynamique élevée » pour la société : CEntre Technique des Industries Mécaniques. Montant du contrat : 64 k€ HT, en cours [Thèse RB].
- [RC i+15] P.J. Barre, rapport de contrat intitulé « Etude de l'influence du jerk sur le comportement dynamique d'un robot cartésien 3 axes » pour la société : Sepro-Robotique. Montant du contrat : 10 k€ HT, en cours.
- [RC i+14] P.J. Barre, E. Dumetz, rapport de contrat intitulé « Etude de la réduction du temps de cycle d'usinage par un meilleur réglage du jerk - Validations expérimentales » pour la société : CEntre Technique des Industries Mécaniques. Montant du contrat : 13 k€ HT, en cours.
- [RC i+13] P.J. Barre, E. Dumetz, J.L. Munoz, rapport de contrat intitulé « Modélisation dynamique d'un robot cartésien 3 axes » pour la société : Sepro-Robotique. Montant du contrat : 10 k€ HT, 2004.
- [RC i+12] P.J. Barre, E. Dumetz, rapport de contrat intitulé « *Etude de la réduction du temps de cycle d'usinage par un meilleur réglage du jerk* » pour la société : CEntre Technique des Industries Mécaniques. Montant du contrat : 12 k€ HT, 2004.

- [RC i+11] P.J. Barre, rapport de contrat intitulé « Optimisation de l'amortissement actif du Téléphérique de l'Aiguille du Midi – phase 2 » pour la société : Compagnie du Mont Blanc. Montant du contrat : 15 k€ HT, 2004.
- [RC i+10] P.J. Barre, rapport de contrat intitulé « Optimisation de la commande d'un robot cartésien 3 axes et recherche de nouvelles stratégies dans l'objectif d'augmenter ses performances » pour la société : Sepro-Robotique. Montant du contrat : 15 k€ HT, 2003.
- [RC i+9] P.J. Barre, E. Dumetz, rapport de contrat intitulé « Analyse du comportement dynamique d'une rame de métro automatique sans conducteur VAL 206 (2ème génération) » pour la société : Siemens Transportation Systems. Montant du contrat : 16 k€ HT, 2003 [Thèse JNV].
- [RC i+8] P.J. Barre, rapport de Prestation Technologique Réseau (Présence Rhône-Alpes) intitulé « Optimisation de l'amortissement actif du Téléphérique de l'Aiguille du Midi » référencé : Anvar / RDT : 03 01 001V pour la société : Compagnie du Mont Blanc. Montant du contrat : 7 k€ HT, 2003.
- [RC i+7] P.J. Barre, E. Dumetz, rapport de contrat intitulé « *Commande en position d'un robot cartésien 3 axes* » pour la société : Sepro-Robotique. Montant du contrat : 8,5 k€ HT, 2002.
- [RC i+6] P.J. Barre, E. Dumetz, rapport de contrat intitulé « Conception et modélisation d'un portique 3 axes » pour la société : Renault-Automation COMAU. Montant du contrat : 15 k€ HT, 2002.
- [RC i+5] P.J. Barre, rapport d'abondement ANVAR n°63049 intitulé « Réalisation d'une plateforme d'essais mono-axe équipée d'un moteur linéaire et d'une carte de commande temps réel » pour la société : SERAM. Montant du contrat : 55 k€ HT, 2002.
- [RC i+4] P.J. Barre, E. Dumetz, rapport de contrat intitulé « Analyse dynamique d'un injecteur linéaire pour machine-outil agile » pour la société : CEntre Technique des Industries Mécaniques. Montant du contrat : 15 k€ HT, 2001.
- [RC i+3] P.J. Barre, E. Dumetz, rapport de contrat intitulé « Identification des paramètres dynamiques d'un banc d'essais 2 axes équipé de moteurs linéaires » pour les sociétés : SYMAP & CETIM. Montant du contrat : 4,5 k€ HT, 2000.
- [RC i+2] P.J. Barre, rapport de contrat intitulé « *Caractérisation à km0 des machines agiles URANE 20 Elaboration de procédures de mise en œuvre et de surveillance* » pour les sociétés : Renault et Française de Mécanique. Montant du contrat : 7,5 k€ HT, 2000.
- [RC i+1] P.J. Barre, E. Dumetz, rapport de contrat intitulé « Caractérisation des performances du Directeur de commande numérique AXIUM » pour la société : PSA. Montant du contrat : 7,5 k€ HT, 2000.
- [RC i] P.J. Barre, E. Dumetz, rapport de contrat (de 1992 à 1999) <u>Partenariats</u> : Renault-Automation, Renault, CETIM, Forest-Liné, ......
- [RC k+1] P.J. Barre, rapport de contrat de recherche européen intitulé "ESPRIT" (CNMA) « *Simulation et supervision de l'atelier flexible de l'Aérospatiale* » pour la société : Renault et Aérospatiale. 1993.
- [RC k] P.J. Barre, rapport de contrat de recherche européen intitulé "ESPRIT" (CNMA) « Automatisation et supervision d'une plateforme d'enregistrement vidéo » pour la société : Renault et Aérospatiale. 1992.

### 1.7 - BIBLIOGRAPHIE RESTREINTE

[1] D. Karnopp, R. Rosenberg, « *Systems dynamics: a unified approach* », John Wiley & Sons, 1975.

- [2] D. Karnopp, D. Margolis, R. Rosenberg, «Systems dynamics: modelling and simulation of mechatronic systems », John Wiley & Sons, 2000.
- [3] G. Dauphin-Tanguy, « Les bond graphs et leur application en mécatronique », Les techniques de l'ingénieur, S 7 222-1 à 24, 1999.
- [4] G. Dauphin-Tanguy, « Les bond graphs », Hermes Science, 2000
- [5] K. Sugiura, Y. Hori, « Vibration suppression in 2- and 3- mass system based on the feedback of imperfect derivative of the estimated torsional torque », IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. IE-43, n°1, pp. 56-64, 1996.
- [6] J.P. Louis, «Modélisation des machines électriques en vue de leur commande : Concepts généraux » Traité EGEM, série Génie électrique, Hermes Science Publications, ISBN: 2746209160, 2004.
- J.F. Gieras, Z.J. Piech, *«Linear Synchronous Motors: Transportation and Automation Systems »*, CRC Press, ISBN: 0849318599, 1999.
- [8] B. Vulturescu, A. Bouscayrol, F. Ionescu, J. P. Hautier, *«Behaviour model control for cascaded processes: application to an electrical drive »*, Journal of Computers and Electrical Engineering, Elsevier Science, in Press.
- S. Vukosavic, M. Stojic, « Suppression of torsional oscillations in a high performance speed servo drive », IEEE Trans. On Ind. Elec., vol 45, n°1, pp. 108-117, 1998.
- [10] P. Schmidt, T. Rehm, « Notch filter tuning for resonant frequency reduction in dual inertia system », Proc of IEEE IAS, Oct. 3-7, 1999, Phoenix, pp. 1370-1734.
- [11] W. Leonhard, *« Digital signal processing for trajectory control of a multi-axis robot with electrical servo drives »*, 15th IEEE IECON, Philadelphia, pp. 341-355, 1996.
- [12] G. Ellis, R.D. Lorenz, « Resonant Load Control Methods for Industrial Servo Drives », IEEE Ind. App. Society, Rome, Italy, October 8-12, 2000.
- [13] G. Ellis, *« Observers in control systems »* Academic press, 2002.
- [14] T. Yamamoto, K. Tanaka, M. Sumiyoshi, « Vibration control for cartesian 3 axes robot », 4th Workshop on Advanced Motion Control, Vol. 2, pp. 647-652, 1996.
- [15] T.A. Hindle, T. Singh « Desensitized Minimum power/jerk control profiles for rest to rest maneuvers », American control Conference, Vol 5, pp. 3064-3068, 2000.
- [16] A. Piazzi, A. Visioli « *Global minimum jerk trajectory planning of robot manipulators* », IEEE trans. on industrial electronics 47, pp. 140-149, 2000.
- [17] C.M. Harris, « Exploring smoothness and discontinuities in human motor behaviour with fourier analysis », J. Mathematical biosciences 188, pp. 99-116, 2004.
- [18] G. Spinnler, « Machines designs Principles and applications », Vol. II, Presses polytechniques et universitaires romandes, Lausanne, Switzerland, 1997.
- [19] D. Brun-Picard, « Motion and control laws without excitation of vibration for high speed machines », ICMAS'2004, International Conference on Manufacturing Systems, 2004.
- [20] A. Matsubara, S. Ibaraki, Y. Kakino, K. Lee, « A practical servo parameter tuning method for high speed feed drives of NC machine tools », Japan-USA Symposium on flexible automation, Hiroshima, Japan, July 14-19, 2002.

- [21] H. Groß, J. Harmann, G. Wiegârtner, « *Electrical feed drives in automation* », MCD corporate Publishing, SIEMENS, ISBN 3-89578-148-7, 2001.
- [22] W. Papiernik, « Architecture and design of modern CNC/drive systems », Intelligent motion, pp. 271-280, 1996.
- [23] Y. Koren, « *Computer Control of Manufacturing Systems* », McGraw-Hill, New York, 1983.
- [24] M. Omari, D. Ajao, *«Evaluation of machine tool contouring accuracy at high feed rates »*, ASPE 15th annual meeting, Scottsdale, Az, 22 27 October, 2000.
- [25] S. Bloch, E. Deneuville, L. Tan, « Innovative feed rate optimisation technique », 3rd international conference on metal cutting and high speed machining, Metz, France, pp. 119-136, 2002.
- [26] C.G. Moore, C.J. Harris, «Intelligent identification and control for AGV's using adaptive fuzzy based algorithms », International Journal of Engineering Applications of Artificial Intelligence, Vol 2, pp. 267-285, 1992.
- [27] J.P. Lauffenburger, M. Basset, F. Coffin, G.L. Gissinger, « Driver-aid system using pathplanning for lateral vehicle control », Control Engineering Practice, 11, pp 217-231, 2003.
- [28] Y.F. Li, C.C. Lau, « Development of fuzzy algorithms for servo systems », IEEE Control System Magazine, vol 9, pp 65-72, 1989.

# 1.8 - CONCLUSION ET PERSPECTIVES SUR LES ACTIVITES DE RECHERCHE

### 1.8.1 – Conclusion sur les travaux réalisés

Sur le plan scientifique, ce travail s'inscrit dans la logique de la recherche technologique à savoir la conduite de réflexion en amont pour lever des verrous de performances attendues par les constructeurs et utilisateurs. Dans l'objectif d'augmenter les performances des machines de production selon les critères de temps de cycle, de précision en suivi de trajectoire, de comportement vibratoire, ... notre équipe a étudié et étudie encore les solutions à partir de la commande. Les principales sources de limitation des performances sont la flexibilité mécanique des structures, la gestion de l'énergie des actionneurs et le bruit de mesure.

La première étape a été de comprendre à la fois l'existant et les nouveaux besoins. Les premières investigations ont essentiellement porté sur la recherche d'optimisation de solutions existantes, revenant en quelque sorte à du transfert de technologies (Figure 108).



Figure 108 : Bilan financier

Devant l'insuffisance des résultats constatés, nous avons repris le problème sous un angle scientifique plus affirmé en considérant la bibliographie sur les techniques de commande peu ou pas utilisées dans le monde industriel. Pourquoi ces techniques sont-elles si peu rencontrées ? Parmi les réponses, on peut affirmer que des aspects trop académiques et l'éloignement par rapport à la physique des systèmes considérés ont souvent un effet « repoussoir » sur des utilisateurs attachés au pragmatisme du quotidien, sans doute dû à l'exigence de rentabilité.

Ainsi le formalisme graphique du GIC, développé au sein du laboratoire, nous est apparu particulièrement approprié pour établir le lien entre la physique du processus et les architectures possibles pour sa commande. En effet, dès lors qu'il est démontré que la structure d'une commande, quelle qu'elle soit, est nécessairement issue du modèle inverse d'une représentation physique, on favorise la compréhension en ce sens où une forme de pragmatisme est conservée. Avec cette démarche ainsi suivie, nous aboutissons à deux constatations importantes :

- la justification et la compréhension de structures trouvées dans la littérature et souvent construites a priori sur des considérations mathématiques (commande à retour d'état, commande à modèle interne, commande plate, ...);
- la proposition de structures originales grâce aux notions fondamentales d'inversion directe et indirecte (commande à modèle de référence des états, à modèle de comportement,..).

La seconde étape est constituée des études réalisées à propos de la planification des trajectoires de référence, aspects complémentaires des asservissements. La plupart du temps, les solutions industrielles reprennent des lois intuitives qui ne tiennent pas compte des caractéristiques physiques de la machine. Bien évidemment, des réflexions ont conduit à introduire les dérivées d'ordre supérieur (jerk ou dérivée de l'accélération) dans la définition des trajectoires de référence, afin d'optimiser la qualité de la pièce réalisée. Les premiers essais réalisés dans cet esprit avec nos démonstrateurs industriels ont permis d'obtenir des résultats encourageants.

En troisième lieu, la prise en considération conjointe des aspects électriques et mécaniques est également un résultat important obtenu depuis la création de notre équipe en 2002. Ce résultat est induit notamment par l'utilisation de plus en plus répandue de structures de machines équipées d'actionneurs synchrones linéaires à aimants. D'un point de vue technologique, ces architectures mécaniques offrent des performances supérieures aux architectures plus classiques construites à partir de machines rotatives. Ces actionneurs linéaires synchrones peuvent, dans un premier temps, se modéliser assez facilement par GIC de sorte que l'obtention de la structure de commande est grandement facilitée. Toutefois, il reste des points à étudier, comme ceux induits par les effets spécifiques de ces machines en raison de leurs propres technologies (longueur finie, effets de dentures, ...); certaines solutions algorithmiques sont existantes au laboratoire, comme les correcteurs résonants [CI 20] [CI 11] [CI 5].

Notre équipe a organisé au CETIM (Senlis), en mars 2000, les premières Assises pour le Travail à Grande Vitesse, puis les secondes en Mars 2002 au centre ENSAM de Lille. Elle a participé aux troisièmes assises de mars 2004 à Clermont Ferrand en tant que membre du comité scientifique.

# 1.8.2 – Positionnement des travaux de l'équipe dans l'environnement national et international

Les activités liées à cette problématique au sein du laboratoire sont en lien étroit avec les industriels de la machine-outil mais aussi avec des universitaires. Ces partenaires scientifiques, bien que venant de champs disciplinaires différents (Mécanique, Automatique, Génie Electrique, Informatique, ....), nous ont permis de créer un pôle de compétences pour répondre aux attendus industriels.

Un projet de MAîtrise des MAchines à Grande Vitesse (MA2GV) a été élaboré. Il correspond à un programme de recherche collectif comprenant des partenaires multiples : industriels, laboratoires de

recherche, centres techniques et syndicats professionnels. Il s'intéresse à toutes les machines, aux composants de machines et aux moyens de production à grande vitesse. Ses objectifs sont de :

- mettre des expertises à la disposition des industriels (concepteurs et utilisateurs), sous la forme de rapports, de produits logiciels et d'assistances techniques ;
- développer des connaissances sur le comportement des machines et des systèmes de production grande vitesse dans le but d'enrichir nos compétences et le contenu de nos formations futures ;
- établir des liens durables entre les centres de recherche et le monde industriel de la machine en France.

Les recherches appliquées et le transfert industriel du projet s'appuieront sur des recherches de fond et interdisciplinaires classées en 5 thèmes pour l'amélioration ou la génération de méthodologies, de démarches, et des outils informatiques associés : la conception des machines, la synthèse de commandes, la modélisation globale, le système de CFAO et l'intégration de ces machines dans les systèmes de production.

Entité	Laboratoire	Spécificité	
Ecole Centrale de	IRCCyN (UMR 6597)	Lois de commande	
Nantes			
Ecole Centrale de Paris Laboratoire de Génie Industriel		Fabrication optimale	
ENSAM Lille/Aix	L2EP (EA 2697)- LSIS (UMR	Optimisation de la commande	
	CNRS 6168)		
ENSAM Paris	Laboratoire de Mécanique des	Modélisation éléments finis	
	Systèmes et des Procédés		
ENS de Cachan	LURPA	Conception Fabrication Assistée par	
		Ordinateur	
IFMA	LaRAMA	Dynamique machine et stratégies d'usinage	
Univ. Valenciennes	LME-Mécatronique	Méthodes de conception	

Le monde de la machine-outil en France n'est pas aujourd'hui en très « grande forme » ; aussi, le cofinancement demandé pour ce projet aux ministères de la recherche et de l'industrie est au point mort. Cependant, il a permis à des laboratoires de travailler conjointement sur un objectif commun et, qui sait, verra-t-il peut-être le jour très prochainement ?

Aujourd'hui, une collaboration avec le Laboratoire de Recherches et Applications en Mécanique Avancée (LaRAMA) de Clermont-Ferrand est effective. Ce laboratoire travaille principalement sur la modélisation du comportement dynamique des machines et la recherche de nouvelles cinématiques ; il participe également au développement des stratégies d'usinage avec une application à l'UGV. Cette structure possède des moyens d'essais en UGV et des moyens de mesures ; ce partenariat nous permet de mieux appréhender l'ensemble du domaine lié à la machine-outil à dynamique élevée.

Notre collaboration concerne le projet « Machines et Mécanismes Innovants » (M2I) du grand projet « Technologie de l'Information de la Mobilité et de la Sûreté ». Dans ce projet de recherche, l'accent est mis sur l'accroissement de la productivité, de la qualité et de la flexibilité des machines de production (machines outils ou machines agricoles) et des systèmes mécaniques complexes (robots parallèles, mécanismes d'épandages). Les machines conçues avec les méthodes actuelles et les architectures classiques arrivent à une limite qui ne peut être surmontée qu'en abordant le problème globalement, dès la phase de conception de nouvelles architectures de machines et de systèmes mécaniques complexes. Pour des raisons de rigidité et de comportement dynamique, la solution à ce défi passe par l'utilisation de nouveaux mécanismes, d'une commande performante et par l'étude de l'implantation dans son environnement. Les verrous scientifiques pour atteindre un tel objectif sont multiples ; ils dépassent largement le cadre de compétences d'un seul laboratoire ; l'un des objectifs du grand projet TIMS est de fédérer l'expertise des différents partenaires,

associés autour d'un objectif commun. Notre participation concerne plus spécifiquement la modélisation et la commande d'une machine à structure complexe afin d'élaborer un modèle (le modèle essentiel pour la synthèse de loi de commande doit être adapté en fonction des lois de commandes et des performances souhaitées) et des lois de commande permettant de prendre en compte les flexibilités de la structure à commander.

D'autre part, une approche complémentaire de la nôtre sur les problèmes de planification de trajectoire devrait nous permettre de faire des travaux (ainsi que des publications) avec l'équipe IMS du LSIS.

Concernant les collaborations internationales, la jeunesse de notre équipe de recherche ainsi que celle de notre plateforme technologique ne nous a pas permis <u>réellement</u> de collaborer avec des laboratoires étrangers. Cependant, des relations fortes avec le Professeur Ispas de l'Université Polytechnique de Bucarest (en Roumanie) devraient déboucher sur une thèse en cotutelle. Il est évident que l'une des priorités de notre équipe va consister à développer ces relations par l'intermédiaire d'échanges et de participation à des projets européens.

### 1.8.3 - Perspectives de développement

A court terme, nos efforts porteront sur les travaux engagés dans les différents niveaux :

- système : après l'identification des verrous technologiques de la commande des systèmes de positionnement à dynamique élevée, l'objectif dans ce niveau se situe dans la proposition de solutions. Ainsi, il convient de s'interroger sur le lien existant entre le processus (usinant dans notre cas) et la loi de mouvement la plus optimale. Une réponse en est donnée par l'inversion directe ; plutôt que de définir la trajectoire de la grandeur à maîtriser, il apparaît souhaitable d'en calculer la dérivée nième. La difficulté pratique est évidemment dans la valeur de n qui représente l'ordre du modèle décrivant la dynamique du processus. Une thèse est en cours sur le sujet [Thèse RB]. Un des résultats attendus est la formalisation scientifique du lien entre la trajectographie et le comportement dynamique de la machine-outil. Deux autres thèses ont démarré en septembre 2004. La première a pour objectif de proposer, pour un robot cartésien trois axes, des solutions de compensations des couplages mécaniques complexes par la commande [Thèse FC]. La seconde, dans le même esprit, concerne un manipulateur d'assistance à opérateurs dont l'objectif est de supprimer les effets inertiels tout en conservant le contrôle physique de l'objet à déplacer (retour d'effort) [Thèse OR]. Ainsi, il sera primordial de repartir de la physique du processus, à savoir de la compréhension des transformations énergétiques qui lui sont propres, de les décrire formellement, afin de mettre en oeuvre le formalisme de commande que nous proposons, voire de proposer de nouvelles démarches.
- constituant : l'objectif à ce niveau se situe dans la compréhension et la modélisation des spécificités des moteurs linéaires synchrones (longueur finie, cogging, reluctance variable, asymétrie, ....), dans l'implication qu'elles ont sur le système (synchronisation entre les axes, sollicitation vibratoire sur la structure, ....). Une thèse a démarré sur ce sujet en septembre 2003 [Thèse GR]. Un partenariat avec un fabricant de moteur linéaire nous permettra de valider expérimentalement nos modèles de machine ainsi que les stratégies de commande qui en découleront.

Des perspectives plus originales sont offertes grâce à l'avènement de nouveaux composants, avec comme objectif l'amélioration des performances énergétiques des dispositifs électromécaniques. <u>L'optimisation (ou maximisation) des performances énergétiques</u> peut s'envisager selon différentes approches, compte tenu des outils dont nous disposons :

- l'optimisation énergétique par la commande des dispositifs : le GIC ou la Représentation Energétique Macroscopique (REM) par nature, met en évidence les transferts énergétiques entre différents éléments d'un système. Minimiser la consommation énergétique en respectant des performances désirées nécessite l'introduction de critères qualitatifs mais aussi quantitatifs qu'il s'agira d'intégrer à la représentation et de considérer dans la commande ;
- l'optimisation peut également passer par l'intégration dans la structure même de la machine de nouveaux actionneurs qui autoriseraient d'autres perspectives. Cette étape nécessite le passage par l'optimisation du composant lui-même, donc la disponibilité d'outils de conception. On retrouve ainsi la démarche de recherche technologique ;
- dans la même idée, ne peut-on imaginer reprendre, pour les structures mécaniques mêmes des machines, des solutions appliquées en aéronautique grâce à la mise en œuvre de multimatériaux à couche active ?
- l'optimisation dynamique passe par la détermination d'un critère permettant d'améliorer le temps de cycle sans détériorer la consommation énergétique. La commande optimale dérivée de ce critère permettra de planifier une trajectoire polynomiale dépendant du comportement dynamique de la machine-outil considérée.

Concernant ce dernier point, en collaboration avec le CETIM et la société PCI [RC i+14] [RC i+12], notre équipe a déjà réalisé quelques travaux. Lors d'opérations élémentaires pratiquées dans l'industrie automobile à l'aide de machines agiles, la préoccupation principale des constructeurs en matière d'optimisation concerne la réduction du temps de cycle. Cette réduction impose d'augmenter autant que faire se peut la valeur du jerk sans toutefois générer de saturations en courant et sans exciter les modes mécaniques. Pour ce faire, deux solutions sont envisagées :

- la première solution consiste à accélérer très fort les axes dans les régimes pour lesquels la puissance demandée au moteur reste inférieure à sa puissance maximale (de manière à éviter les saturations en courant) ;
- la seconde solution consiste à réduire le gain de la boucle de position et à supprimer la limitation du jerk durant la phase d'accélération. La limitation du jerk serait réintroduite durant la phase de décélération au cours de laquelle le gain de la boucle de position doit être rétabli à sa valeur nominale de manière à réduire les écarts de poursuite à la fin du mouvement.

Les premiers résultats sont extrêmement probants puisque, dans le cas d'un cycle « type » automobile, le gain de temps varie entre 6 et 32% avec la première solution. L'objectif aujourd'hui est de faire le lien entre le temps de cycle et le comportement vibratoire en prenant l'énergie disponible dans la machine comme contrainte

### 1.8.4 - En dehors de la machine-outil ....

Les compétences acquises par notre équipe au niveau « système » dans le domaine de la machine-outil sont aujourd'hui utilisées pour d'autres applications. La démarche est souvent identique quel que soit le champ thématique et utilise les formalismes développés au sein du laboratoire. Elle se décompose en 3 parties :

- Modélisation : cette partie consiste en la recherche d'un modèle « à constantes localisées » du processus étudié. Après avoir déterminé les paramètres du modèle par différentes méthodes (RDM, données constructeurs, ....), les paramètres ayant une action prépondérante sur le comportement dynamique global du processus sont identifiés. Une expérimentation, cherchant à valider le modèle mécanique, est mise en oeuvre.
- Recherche de stratégies de commande adaptées : après avoir réalisé le cahier des charges de la commande, une bibliographie sur la commande du processus étudié est effectuée. Des commandes industrielles ou à caractères plus académiques a priori sont analysées (commande à

modèle, retour d'état, commande prédictive,  $H\infty$ , commande adaptative, ...). Des critères sont définis pour choisir les commandes les plus adaptées à notre application. Les commandes choisies sont simulées et les performances sont comparées à celles de la commande utilisée par la société.

• Validation expérimentale : cette partie consiste à interfacer l'armoire de commande du processus étudié avec un PC équipé d'une carte temps réel dSPACE afin de valider les algorithmes simulés. Cette opération est réalisée dans notre laboratoire ou, si le processus étudié est trop imposant, directement sur le site (téléphérique, rame de métro, ...).

Différentes études contractuelles sont en cours en partenariat avec des sociétés demandeuses. Ces travaux font l'objet de sujets de thèse, de DEA, de mémoires CNAM et de projets de fin d'études.

• Etude de la commande d'un métro sans conducteur : cette étude concerne le pilotage automatique des rames de métro du VAL (Rame de première génération: VAL 206). Elle consiste à analyser le comportement dynamique d'une rame puis à définir une stratégie de commande permettant d'atténuer les effets vibratoires. Ce travail est réalisé en partenariat avec la société Siemens Transportation Systems. Il fait l'objet du sujet de thèse de Jean-Noël VERHILLE [Thèse JNV] [RC i+9]. Il est provisoirement intitulé :

« Contribution à la commande de système multi-machines - Application au VAL - »

• Etude de l'amortissement actif du téléphérique de l'Aiguille du Midi : cette étude concerne le domaine des transports par câbles avec une étude de l'amortissement actif du téléphérique de l'Aiguille du Midi. Le deuxième tronçon du téléphérique de l'aiguille du midi a la particularité d'être sans pylône porteur. Il apparaît alors, suite à des phases d'arrêt ou de démarrage, des oscillations néfastes au bon fonctionnement de l'installation et au confort des passagers. Le développement de ce téléphérique et l'augmentation de ses performances en terme de vitesse et d'amortissement passent par une compréhension des phénomènes mécaniques et par une optimisation du pilotage électronique. Ce projet consiste donc à comprendre les mécanismes d'oscillation des câbles dans l'objectif de les modéliser et de les atténuer (voire de les supprimer !). Des travaux antérieurs ont montré qu'une commande de téléphérique ne pouvait pas ignorer son comportement dynamique et que des actions par la commande étaient possibles : amortissement actif. L'objectif de cette étude pour la société Compagnie du Mont Blanc est d'améliorer le confort des passagers et les arrivées en gare [RC i+8] [RC i+11].

Le problème majeur reste celui de la compréhension des phénomènes physiques au sens énergétique. Pourquoi ? Parce que c'est la solution la plus sûre pour l'établissement d'un modèle fiable permettant de déduire les structures de commande adaptées au problème posé (annulation d'oscillation, etc..).

# II - MISE EN PLACE D'UNE PLATE-FORME TECHNOLOGIQUE

## 2.1 - INTRODUCTION

Les développements actuels et futurs de notre équipe passent par la réalisation de démonstrateurs permettant :

- de reproduire les phénomènes dynamiques de « vraies machines de production » ;
- d'implémenter de nouveaux algorithmes de commande ;
- de vérifier la bonne adéquation entre le cahier des charges et les résultats obtenus en instrumentant les démonstrateurs.

Les processus mécaniques nous ont été fournis par nos partenaires industriels. Ils ont été ensuite adaptés, modifiés, mis en conformité, ..... par notre équipe. Une grosse partie de notre budget propre est consacrée à l'achat de matériels mécaniques, de contrôle/commande (cartes temps réel) et de mesure (capteurs de position, d'efforts, température, etc...), ainsi qu'à la réalisation d'armoires électriques.

Chacun de ces équipements fait l'objet d'un contrat et/ou d'une convention avec une société et d'une activité de recherche par un thésard, DEA ou mémoire CNAM.

Cette plate-forme est incomparable de part sa richesse technologique et les possibilités qu'elle offre pour la validation de stratégies de commande. Elle représente un investissement de plusieurs millions d'euros. Elle a un formidable pouvoir d'attraction sur les étudiants désireux de poursuivre leurs études (DEA, thèse de doctorat, ...), sur les laboratoires de recherche travaillant sur une thématique identique à la nôtre (ou proche) et montre aux services R&D des sociétés que la recherche technologique ne correspond pas « qu'à des mots ».





## 2.2 - PRESENTATION SUCCINTE DES DEMONSTRATEURS

### 2.2.1 – Banc mono-axe équipé d'un moteur linéaire Indramat (démonstrateur<sup>①</sup>)

Ce démonstrateur mono-axe est équipé d'un moteur linéaire prototype LSP120C - P=12 kW de la société Indramat. Afin de reproduire le comportement dynamique d'un axe d'une machine de production, deux ensembles masses/ressorts en série ont été ajoutés sur la table.

Ce banc d'essais est équipé de 2 ensembles de contrôle/commande :

- une commande industrielle de référence à base d'un variateur MDLU 1150 et d'une CN « NUM 1050 » de la société Schneider Electric NUM SA. La mesure est réalisée par une règle Heidenhain type LC 181 en mesure absolue ;
- une commande prototype à base d'une carte temps réel dSPACE 1005. Les mesures disponibles sont issues de rubans Renishaw et d'accéléromètres disposés sur chacune des masses.



Figure 109 : Banc d'essais mono-axe équipé d'un moteur linéaire Indramat

Les caractéristiques de performances du démonstrateur déterminées à l'issue d'essais sont les suivantes :

Caractéristiques :	
Course [mm]	600
Vitesse max. [m/min]	100
Accélération max. [m/s <sup>2</sup> ]	20
Masses [kg]	260+20,6+16,5

Une analyse fréquentielle de l'ensemble mécanique montre que les deux premières fréquences propres sont 22 Hz et 59 Hz.

### 2.2.2 - Injecteur linéaire de palettes PCI (démonstrateur<sup>2</sup>)

Il s'agit d'un module prototype de type transfert synchrone qui déplace de poste à poste, sur une ligne d'assemblage, deux palettes chargées des constituants moteurs. Ce dispositif est destiné à s'insérer dans certains postes clés et, grâce à des performances de grande vitesse, à augmenter la cadence de la ligne complète d'assemblage. Ce module applicatif de manutention de palettes a été conçu par la société PCI (Process Conception Ingénierie) pour le compte du groupe PSA.

Ce système est constitué de 2 axes mécaniquement indépendants permettant à un jeu de pinces pneumatiques de déplacer les palettes. Chaque axe est composé d'un ensemble motovariateur autosynchrone, d'un réducteur à train épicycloïdal, d'un système de transformation de mouvement poulies-courroie, d'un chariot guidé par un rail linéaire à patins. L'alimentation et la commande des moteurs sont assurées par 2

variateurs Leroy Somer. La synchronisation entre les deux chariots est assurée par la commande (aucun lien mécanique n'existe entre les deux parties).



*Figure 110 : Injecteur linéaire de palettes PCI* 

Lors de la conception du module, une technologie de type automate Siemens – variateurs programmables UMV4301 a été retenue.



Figure 111 : Architecture de commande de l'injecteur linéaire

Cette solution présente l'avantage de laisser l'automate programmable gérer le cycle de fonctionnement alors que la gestion du mouvement des chariots est suivie en temps réel par les options intégrées dans les variateurs. L'asservissement des deux moteurs est du type "maître-esclave", ce qui signifie que le variateur esclave est totalement dépendant de la mesure du variateur maître. Les asservissements en courant, vitesse et position de chaque chariot restent toutefois gérés individuellement par chacun des variateurs. La Figure 111 représente l'architecture de la commande des moteurs. Enfin, la synchronisation des deux variateurs est gérée par une option intégrée et programmable, dans laquelle est stocké le code des procédures de positionnement des moteurs. Cette option gère donc matériellement la servitude du variateur esclave sur le variateur maître.

Les caractéristiques de performances du démonstrateur déterminées à l'issue d'essais sont les suivantes :

Caractéristiques :	
Course [mm]	1000
Vitesse max. [m/min]	120
Accélération max. [m/s <sup>2</sup> ]	20
Précision dynamique [mm]	±2
Masse [kg]	700

Ce module est l'exemple typique d'un ensemble électromécanique conçu avec des critères économiques forts. En effet, les choix technologiques réalisés par le bureau d'études ont permis d'atteindre les performances exigées par le cahier des charges excepté au niveau de la précision de positionnement dynamique ( $\pm 2$  au lieu de  $\pm 0,2$ ). Une réflexion rapide sur les solutions permettant d'atteindre cette exigence montre que la voie de solutions mécaniques n'est pas la plus pertinente et économique.

### 2.2.3 - Robot cartésien 3 axes PIP 3030 (démonstrateur3)

Ce robot de la société Sepro-Robotique est employé industriellement comme manipulateur pour le déchargement des presses à injecter le plastique. Son rôle consiste à venir prendre une pièce moulée le plus rapidement possible afin de minimiser les temps de presse non productifs puis, à déposer cette pièce au niveau d'un autre poste de travail ou d'un dispositif de convoyage.



Figure 112 : Caractéristiques principales du robot cartésien PIP 3030

Lors d'un cycle de déchargement type (Figure 112), les sollicitations dynamiques excitent les premiers modes de vibrations de la structure et engendrent des oscillations visibles de l'organe terminal portant la pièce. Dans ce cadre d'application, de trop fortes amplitudes d'oscillations sont une limite fonctionnelle et/ou commerciale à l'augmentation de la productivité du système. Le comportement vibratoire du robot cartésien 3 axes est donc le facteur prépondérant limitant les performances.

Sur notre plate-forme, notre robot est équipé d'une part de son armoire de commande industrielle servant de référence et, d'autre part, d'une armoire de contrôle/commande à base d'une carte temps réel dSPACE 1103 permettant d'implémenter d'autres algorithmes. Les mesures disponibles sont issues des codeurs d'asservissement des moteurs d'axe, d'un capteur laser et d'un accéléromètre placés au niveau de la charge.

### 2.2.4 - Module de translation T1T2 (démonstrateur@)

Ce démonstrateur est un prototype de machine à grande dynamique dont l'architecture est semblable à celle d'une machine-outil (mais ce n'est pas une machine-outil !). Il est composé de deux axes orthogonaux, équipés de moteurs linéaires Siemens commandés par des variateurs MDLU 1150 et une CN « NUM 1050 ». La mesure est réalisée par des règles Heidenhain type LC 181 en mesure absolue.

Un ensemble d'acquisition dSPACE 1003 et 6 rubans Renishaw ont été intégrés dans le module afin de pouvoir procéder à des mesures externes.





Figure 113 : Module T1T2 (module T1 : axe X – module T2 : axe Y)

Les caractéristiques de performances du démonstrateur déterminées à l'issue d'essais sont les suivantes :

Caractéristiques :	
Course [mm]	X : 1000, Y : 500
Vitesse max. [m/min]	100
Accélération max. [m/s <sup>2</sup> ]	X : 18, Y : 20
Masse [kg]	X : 1200, Y : 290

#### 2.2.5 - Injecteur linéaire Très Grande Vitesse (démonstrateur<sup>(5)</sup>)

Ce démonstrateur dispose de deux axes équipés de moteurs linéaires Siemens (ex Krauss Maffei) suivant l'axe X et Etel suivant l'axe Y. Son architecture est représentative de celle généralement rencontrée en machine-outil (axes en série). Aujourd'hui, la commande numérique est une commande industrielle 840D de dernière génération de telle sorte que l'ensemble servira de référence pour nos investigations futures. Ce module doit permettre de valider les commandes de machines de production à déplacement très rapide et plus particulièrement l'étude de mouvements interpolés [Thèse RB].

Afin de permettre l'implémentation de nouveaux algorithmes de commande une réflexion quant à l'ouverture de la commande numérique est en cours, à savoir :

 soit un accès total aux algorithmes Siemens (peu probable vu la politique de la société allemande); • soit la possibilité de se connecter avec un système externe de pilotage de type dSPACE.



Figure 114 : Injecteur linéaire à Très Grande Vitesse

Les caractéristiques de performances du démonstrateur déterminées à l'issue d'essais sont les suivantes :

Caractéristiques :				Performances
Course [mm]		X : 3000, Y : 1000		exceptionnelles !!
Vitesse max. [m/min]		360		
Accélération max. [m/s	]	40	P	
Masse [kg]		X : 350, Y : 100		

### 2.2.6 - Banc mono-axe équipé d'un moteur linéaire Etel (démonstrateur®)

Ce banc d'essais mono-axe est équipé d'un moteur linéaire LMD10-050 - P= kW de la société Etel. L'intérêt pour notre équipe de posséder ce module est de nous permettre de procéder à des essais comparatifs entre un moteur Etel (bobinage localisé, pas d'inclinaison entre le bobinage et les aimants, ...) et un moteur Siemens (bobinage réparti, angle d'inclinaison entre le bobinage et les aimants, ...) [Thèse GR].

Caractéristiques :	
Course [mm]	X : 400
Vitesse max. [m/min]	500
Force de poussée [N]	800



Figure 115 : Caractéristiques de performances du banc équipé d'un moteur linéaire Etel

Une convention de partenariat et de confidentialité a été signée entre notre équipe et la société Suisse.

### 2.2.7 - Robot cartésien 3 axes PIP 4020 S3 (démonstrateur<sup>®</sup>)

Ce module correspond à la dernière génération de robot cartésien de la société Sepro-Robotique. Si l'architecture n'a pas changé, des éléments de guidage et de structure ont été améliorés induisant un comportement dynamique différent à celui du démonstrateur<sup>③</sup>. L'armoire de commande est équipée de variateurs numériques Infranor et d'une commande numérique spécifique. L'échange d'informations est réalisé par un bus CAN.

Un développement spécifique d'une interface avec le variateur numérique (réalisé par la société Infranor) doit nous permettre d'équiper notre robot d'une nouvelle armoire de contrôle/commande à base d'une carte temps réel dSPACE 1103.



Figure 116 : Robot PIP 4020 S3

### 2.2.8 - Plateau tournant à entraînement direct Etel (démonstrateur®)

Il s'agit d'un plateau universel à axe vertical de la société SMP2. Il doit assurer la rotation et le maintien d'une pièce devant une ou plusieurs unités d'usinage. L'entraînement du plateau est assuré par un moteur couple multipolaire 0530-100 3VD de marque Etel piloté par du matériel Schneider Electric – NUM SA. La mesure est réalisée par un codeur absolu RCN723 de marque Heidenhain délivrant 32768 signaux incrémentaux sin/cos par tours.

Caractéristiques :	
Course	infinie
Vitesse max. [rad/s]	
Accélération max. [rad/s <sup>2</sup> ]	30 (soit 1g en périphérie)
Masse, Inertie [kg, kg.m <sup>2</sup> ]	800, 40
Couple tangentiel en travail [m.daN]	160
Précision de position ["]	3,6



Figure 117 : Caractéristiques de performances du plateau tournant SMP2

### 2.2.9 – Portique 2 axes équipé de moteurs linéaires Etel (démonstrateur®)

Ce module est un portique 2 axes équipés de moteurs linéaires de marque Etel. Sa fonction industrielle est de faire de la dépose de constituants électroniques à grande vitesse avec une très bonne précision (1 m). Les éléments de structure sont en marbre. L'intérêt pour notre équipe de posséder ce module est qu'il va nous permettre d'étudier et de valider des commandes simultanées de 2 moteurs en « gantry ». Bien que la dynamique et le comportement vibratoire du point à maîtriser n'est pas à prendre en compte dans ce cas, des essais avec des poutres de liaison des 2 moteurs différentes (en raideur, en masse, …) seront réalisés [Thèse GR].

Caractéristiques :	
Course	infinie
Vitesse max. [rad/s]	
Accélération max. [rad/s <sup>2</sup> ]	30 (soit 1g en périphérie)
Masse, Inertie [kg, kg.m <sup>2</sup> ]	800, 40
Précision de position ["]	3,6



Figure 118 : Caractéristiques de performances du portique 2 axes Etel

### 2.2.10 – Robot 6 axes Stäubli (démonstrateur®)

Ce robot poly-articulé RX170B CS8 est destiné dans l'industrie à réaliser des opérations de chargement et déchargement, de suivi de trajectoire process (polissage, découpe, ..). Nous possédons l'interface « Low Level Interface » sous le système d'exploitation VX Works ce qui nous permet d'atteindre les couches de commande les plus basses (boucle de courant). L'intérêt pour notre équipe de posséder ce robot est qu'il va nous permettre de faire des études sur le suivi de trajectoire dans l'espace. Il est donc complémentaire aux autres modules.

Caractéristiques :	
Nombre de degrés de liberté	6
Capacité de charge nominale [kg]	20
Capacité de charge maximale [kg]	45
Répétabilité [mm]	0,05
Classe de protection	IP 65



Figure 119 : Caractéristiques de performances du robot Stäubli RX170B CS8

# **III - ACTIVITES D'ENSEIGNEMENT**
Activités de formation ..... Ai-je négligé cette autre facette qui fait le métier d'un enseignant chercheur ? Je ne le crois pas.

Nommé en 1981 au lycée technique et scientifique BAGGIO comme certifié, je commence ma carrière par enseigner les méthodes et les fabrications mais très rapidement je m'investis dans le domaine des automatismes. Nommé en 1984 en section de Technicien Supérieur en Mécanique et Automatismes Industriels, j'assure des cours, des travaux dirigés, des travaux pratiques mais aussi l'encadrement de projets industriels : principale activité « consommatrice » de temps ! En effet, un groupe de 5 à 10 étudiants devait présenter à leur examen la conception et la réalisation d'un processus mécanique automatisé industriel. Déjà à cette époque, tous mes exemples de cours s'appuient sur des applications réalisées. Ainsi, l'encadrement de ces projets m'a permis de développer le goût des contacts industriels et m'a forcé à avoir une approche très pragmatique des enseignements souvent génératrice d'une remise en cause des contenus de formation. Nommé comme agrégé de Génie Mécanique en 1991, la différence de statut horaire m'a surtout permis d'assurer un meilleur encadrement des projets.

En parallèle à la formation initiale, j'ai la chance de participer, avec le GRETA de Lille, à la conception de nouvelles et nombreuses actions de formation continue pour des adultes : CAP de Conduite de Machines Automatisées de Conditionnement par unités capitalisables pour la société Mayolande, Brevet de Technicien Supérieur MAI par unités capitalisables pour la société Lever, formation en informatique industrielle pour les ingénieurs de PPG Boussois, formation de tout le personnel pour la société Peaudouce, ......, agrégation tunisienne de Mécanique, projet de recherche européen « ESPRIT ». Toutes ces formations viennent enrichir mon enseignement initial et réciproquement.

Thèse de doctorat en poche en 1995, je suis nommé à l'ENSAM CER de Lille depuis 1997 comme professeur agrégé puis comme maître de conférences (spécialité Automatique) en 2000. Aujourd'hui, une très importante partie de mon enseignement initial découle directement des travaux de notre Equipe de Recherche Technologique et celui-ci est effectué dans l'esprit de politique de site universitaire, lui-même sous-tendu par la mise en place du LMD.

Master de recherche Spécialité Energie Electrique et Développement Durable (E2D2) cohabilité entre l'USTL, l'EC Lille et l'ENSAM. Nous y proposons une unité d'enseignement de 30h intitulée : *Innovation En Mécatronique* (IEM). Il s'agit d'illustrer comment les nouvelles fonctionnalités offertes par les actionneurs (souvent issues de l'utilisation de nouveaux matériaux) peuvent être exploitées au sein d'un système. Ainsi, on s'attache, au travers de deux exemples d'application, à étudier l'impact des nouvelles technologies sur le contrôle des systèmes. Les cours proposés sont directement liés avec les activités de recherche. Ces cours sont donc illustrés par des exemples correspondant aux préoccupations actuelles en terme de recherches (manipulations, concepts, méthodologies...) et d'applications industrielles innovantes. Le module est divisé en deux EC correspondant à deux applications innovantes distinctes dans le domaine de la Mécatronique :

- EC1 Machines de production à dynamique élevée (20h) : problématique générale des systèmes pour le positionnement à grande cadence. Modélisation des processus électromécaniques (constituants électriques et mécaniques) dans l'objectif de les commander, stratégies de commande, compensation des effets induits par les modes vibratoires, (commande à modèle de comportement), architecture de commande numérique, planification de trajectoire.
- EC2 Systèmes piézoélectriques pour le positionnement et le contrôle actif (10h) : piezoélectricité et principes de conversion d'énergie mécano-mécanique : entraînement direct, par « stick and slip », par friction. Principes de modélisation et de commande associées, exemples industriels pour le positionnement. Application au contrôle actif de vibration. Modélisation et commande du moteur ultrasonore à onde progressive, dualité avec les actionneurs électromagnétiques, autopilotage, application au retour d'effort.

Master professionnel de Génie Mécanique de l'USTL (en partenariat avec l'ENSAM CER de Lille). Nous avons démarré deux modules de 50 heures pour cette première année :

- Unité d'Enseignement : dynamique des machines de production. Ce module d'enseignement porte sur la problématique générale de notre Equipe de Recherche Technologique. Les points abordés sont :
  - 1. Contexte et problématique du positionnement des machines de production à dynamique élevée
  - 2. Modélisation des actionneurs électromécaniques dans l'objectif de les commander (rotatifs et linéaires)
  - 3. Modélisation des processus mécaniques dans l'objectif de les commander
  - 4. Stratégies de commande : architecture générale d'une commande numérique, stratégies d'asservissement (boucles imbriquées, commande à modèle de comportement, .....), planification de mouvement (trajectoire), ...
  - 5. Validations expérimentales sur démonstrateurs industriels
- Unité d'Enseignement : Usinage à Grande Vitesse. Ce module d'enseignement porte sur la problématique générale de la définition des trajectoires géométriques programmées dans les machines-outils. Les points abordés sont :
  - 1. Contexte UGV
  - 2. Elaboration des trajectoires dans l'espace de travail (lois curvilignes) à partir de la CFAO.
  - 3. Paramétrage du logiciel de CFAO en fonction des critères UGV
  - 4. Elaboration des lois horaires par le DCN paramétrage pour la planification du mouvement.
  - 5. Influence du jerk et compromis de réglage des asservissements
  - 5. Validations expérimentales sur démonstrateurs industriels

Plus classiquement, les enseignements de l'Automatique et de la conception des systèmes électromécaniques automatisés ont été mon cœur de métier pendant une grande partie de ma vie professionnelle. Je professe à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers mais aussi à Polytech'Lille (ex EUDIL) et au Conservatoire national des Arts et Métiers.

- Cours, TD et TP d'Automatique (Electronique du signal et systèmes continus) ;
- Cours et TD dans l'unité d'Enseignement « Sécurité et confort » du cursus régionalisé ENSAM CER de Lille sur les transports terrestres
- Cours, TD et encadrement de projets en Dominante Métier « Ingénierie des systèmes industriels » ;
- Cours, TD et encadrement de projets en bureau d'études « Etudes de systèmes mécaniques automatisés » ;
- Cours, TD d'Automatique et préparation aux épreuves orales des agrégations de Mécanique et de Génie Mécanique externe (1991 2001) ;
- Participation à la mise en place de la préparation à l'agrégation tunisienne de mécanique par des compléments de formation en Automatique, par la mise en place d'une salle de travaux pratiques d'Automatique à l'ESSTT de Tunis ;
- .....

Conformément aux fonctions de l'enseignement supérieur, des opérations de transfert des connaissances issues de la recherche et à destination des entreprises (formation pour la société Precilec, ....) et de l'enseignement secondaire ont été réalisées. Concernant ce dernier point, un

apport d'informations et de culture scientifique et technique à destination des professeurs des Classes Préparatoires aux Grandes Ecoles – Filière PT a été réalisé les 11 & 12 mai 2004 et a accueilli plus de 100 personnes provenant de toute la France. En effet, suite à la réforme des programmes des classes préparatoires (à laquelle nous avons participé) et à la demande de Monsieur Alain ROYNETTE, Inspecteur Général, j'ai eu en charge l'organisation d'un séminaire ayant pour thème «*Modélisation des systèmes électromécaniques & démarche de conception de la commande* » (voir annexe 5.2).

D'autres formations continues des personnels de l'enseignement supérieur ont été réalisées :

- université d'automne : « Etude des systèmes automatisés de production », ENSAM CER de Lille, 21-25 septembre 1998 ;
- stage national : « Enseignement de l'automatique des systèmes continus en PTSI et PT », ENSAM CER de Lille, 27-31 janvier 1997 ;
- ...

# **IV - ACTIVITES ADMINISTRATIVES**

## 4.1 - DELEGUE REGIONAL SERAM

Depuis 2002, je suis délégué régional de la société d'études et de recherches de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers (SERAM).

En effet, L'ENSAM désire accroître ses activités de valorisation, de transfert de technologie et d'assistance technique par un développement de ses relations industrielles et par une promotion renforcée de ses équipes de recherche et de ses laboratoires. Pour cela, La SERAM est une structure associative, fondée en 1973, qui, suivant ses statuts, a pour but de faire connaître les possibilités des enseignements technologiques supérieurs en ce qui concerne les relations avec l'industrie et de faciliter la promotion et la valorisation près du monde industriel et scientifique des recherches et des études scientifiques, techniques et industrielles. Mon rôle consiste alors à agir notamment pour le développement et la promotion des activités d'études, de recherches ou d'essais de l'ENSAM. De plus, je supervise l'établissement de convention stipulant le travail à réaliser et les conditions de financement, de publication, de confidentialité, ....

### 4.2 - RELATIONS INTERNATIONALES

**CO**rrespondant des **R**elations Internationales (CORI) du centre ENSAM de Lille de 1998 à 2001, j'avais pour rôle de favoriser et d'organiser les échanges entre le centre et les universités étrangères.

### 1- Etudiants de l'ENSAM désireux de partir à l'étranger

Les étudiants poursuivant une scolarité à l'ENSAM, ont la possibilité de faire une partie de leur cursus à l'étranger :

- 6 mois durant le quatrième semestre (non diplômant)

ou

- 12 ou 18 mois pour un Master (diplômant).

Ma mission consistait alors à :

- assurer une permanence quotidienne pour donner l'information ;
- recevoir chaque étudiant désireux de partir afin de juger de son aptitude à suivre des cours à l'étranger (entretien de motivation, notation, ....);
- assurer le secrétariat.

Notre centre cherche à développer plus particulièrement des relations avec les universités des pays nordiques. Aussi, je devais participer, avec la responsable des relations internationales de Paris, à l'élaboration de contacts avec de nouvelles universités (Aalbörg au Danemark en février 2000) et renforcer les liens avec les universités déjà partenaires (Göetborg en Suède et Copenhague au Danemark en février 2000).

J'organisais, pour les étudiants sélectionnés, une initiation à la civilisation scandinave ainsi que quelques rudiments de langue danoise.

#### 2- Etudiants étrangers désireux de suivre un cursus à l'ENSAM centre de Lille

#### **Programme N+1 :**

Une intégration peut se faire en deuxième année du cycle ingénieur ENSAM pour des étudiants étrangers ayant un diplôme équivalent au « bachelor » et sélectionnés par notre école selon une procédure prenant en compte leurs acquis académiques et professionnels.

Les deux années de scolarité conduisant à l'obtention du diplôme ENSAM sont adaptées aux besoins de ce public et comprennent :

- quatre mois préparatoires d'adaptation, complétant la formation initiale de l'étudiant ;

- deux mois de stage en entreprise ;

- deux semestres académiques de 800 heures environ ;
- deux mois de stage en entreprise ;
- un semestre de formation industrielle et/ou de recherche d'une durée minimale de 600 heures effectuées avec la participation d'une entreprise.

Mon rôle consistait alors à :

- analyser les dossiers de candidature ;
- proposer éventuellement une formation adaptée ;
- trouver un partenaire industriel ;
- définir le projet ;
- trouver un financement de 40 KF + indemnités de stage.

#### Programmes d'échanges entre la France et des pays étrangers (Brésil, Mexique, ....) :

Lorsque des étudiants étrangers souhaitent, dans le cadre d'un programme d'échanges, suivre un cursus (non diplômant) au centre ENSAM de Lille (5 brésiliens en 1998-1999), mon rôle consistait à :

- préparer un programme individuel de formation en leur assurant une équivalence des cours qu'ils auraient dû suivre dans leur université d'origine ;
- assurer le suivi régulier (« cocooning ») ;
- organiser des visites d'usine ;
- trouver des stages en entreprise et assurer le suivi.

# 4.3 - COMMISSION DE SPECIALISTES

Membre titulaire élu de la commission de spécialistes de l'ENSAM (sections : 27, 61 et 63) depuis 2001, j'ai été réélu en octobre 2004 pour 3 ans.

# 4.4 - AGREGATION FRANÇAISE DE GENIE MECANIQUE

Membre du jury de l'agrégation externe (française) de génie mécanique de 1998 à 2004, j'étais corédacteur de sujets d'automatismes industriels (sessions 2000, 2002 et 2004) et membre du jury de l'épreuve orale de dossier.

# 4.5 - CONSEIL SCIENTIFIQUE DU GIPMO

Le 3 juillet 1996, le Ministère de l'Industrie donnait son accord pour le démarrage d'un Grand Projet Innovant de conception de machines de production et d'éléments de Machine à Grande Vitesse (GIPMO), à condition toutefois que ce groupement de 10 industriels (Renault Automation – Comau / PCI / NUM / ALMO / Almé Star / ....) soit accompagné d'un groupement de chercheurs sous la forme d'un Comité Scientifique. Six universités et écoles d'ingénieurs puis huit, aidées du CETIM, de l'Association pour le Travail à Grande Vitesse et de la DRRT de Besançon allaient donc se réunir régulièrement pour aider ce projet ambitieux.

L'aide dans ces recherche par des actions ciblées et contractuelles bilatérales recherche/industrielle.

L'aide par des conseils (recherche de compétences, de méthodes, d'outils) et de l'audit.

L'aide par une veille technologique et une diffusion d'informations scientifiques.

Plus encore que ces aides ponctuelles, le projet a permis l'émergence d'un véritable réseau de compétences scientifiques dans le domaine de la conception de machines à grande vitesse.

Les thèmes retenus sont :

- ✓ Thème 1 : Translation (axes)
- ✓ Thème 2 : Rotation (broches)
- ✓ Thème 3 : Transitique
- ✓ Thème 4 : Essais

- ✓ Thème 5 : Simulation
- ✓ Thème 6 : Architecture Structure
- ✓ Thème 7 : Sûreté de fonctionnement
- ✓ Thème 8 : Veille technologique

Sous la responsabilité du Professeur Jean-Claude BOCQUET (Ecole Centrale de Paris), j'ai assuré l'organisation et le secrétariat du comité scientifique (organisation et compte-rendu des réunions) et, avec la participation de Monsieur BROUILLET (SYMAP) et de Monsieur BERGER (CETIM), j'ai organisé les deux premières assises « Machines et Usinage à Grande Vitesse » qui se sont déroulées au CETIM à Senlis, les 6 et 7 mars 2000 et à l'ENSAM CER de Lille, les 11 et 12 mars 2002.

Aujourd'hui, et suite à ce projet, je suis le représentant du comité scientifique de la commission Machine-Outil & Productique du CETIM. Elle regroupe les responsables des constructeurs de machines-outils et de machines de production et pour objectif de définir des voies d'études et d'investigations collectives.

# 4.6 - FORMATION CONTINUE ENSAM

2004	The Responsable pédagogique et animateur du séminaire pour les enseignants CPGE –
	Filière PT :
	« Modélisation des systèmes électromécaniques & démarche de conception
	de la commande »
	ENSAM CER de Lille, 11-12 mai 2004
1996 - 1999	The Co-rédacteur des sujets 1997, 1998 et 1999 du concours d'admission en première
	année (filiaire PSI : <b>P</b> hysique / <b>S</b> ciences de l' <b>I</b> ngénieur)
	Epreuve de sciences industrielles (5 heures) - (~ 3700 candidats).
	□ session 99 : "Le Magic Arms"
	Concours E4A (ENSAM - ESTP - ENSAIS - ECRIN – ARCHIMEDE)
	$\Box$ session 98 : "Empileur de plaques de batterie d'accumulateurs (machine ZIG- ZAG)"
	Concours ENSAM - ESTP - ENSAIS
	□ session 97 : "Chargement automatique de bobines de papier d'aluminium"
	Concours ENSAM - ESTP - ENSAIS
1998	Provide a la construction de l'université d'automne :
	"Etude des systèmes automatisés de production"
	ENSAM CER de Lille, 21-25 septembre 1998
1997	Panimateur du stage national intitulé :
	"Enseignement de l'automatique des systèmes continus en PTSI et PT"
	ENSAM CER de Lille, 27-31 janvier 1997

# 4.7 - FORMATION CONTINUE GRETA DE LILLE (1981-1997)

1996 - 1997 Conception d'une épreuve permettant à l'EDF le recrutement d'un acheteur (400 candidats inscrits ⇒ 7 candidats sélectionnés). Cette partie avait comme objectif de vérifier les connaissances scientifiques et techniques des candidats présélectionnés.
Conception d'un entretien oral (7 ⇒ 3). Le but de cet entretien était de sélectionner 3 candidats parmi les 7 ayant passé le cap des tests techniques. Cet entretien a permis d'apprécier les motivations, les capacités et les potentialités des candidats.

1005	🗢 Organizatour et animatour du atage condémisus intitulé :
1995	
	"Enseignement de l'automatique des systèmes continus en PTSI et PT"
	LST BAGGIO Lille, juin 1995
1994	The Organisateur et animateur du stage national de formation des professeurs enseignant dans
	les sections de BTS industries graphiques :
	"Automatique et informatique industrielle en BTS communication graphique"
	LST BAGGIO Lille, 21mars au 9 avril 1994
1991 - 1993	Conception et réalisation de livres pédagogiques afin de permettre la formation de tout le
	personnel de la société PEAUDOUCE.
	L'objectif visé par la société est de former tout leur personnel (opérateurs, régleurs,
	agents de maîtrise,) sur les produits utilisés pour la fabrication des couches
	culottes et sur le fonctionnement de chaînes. Il a donc fallu fabriquer tous les
	documents concernant :
	- la présentation du groupe SVENSKA CELLULOSA AKTIEBOLAGET
	(SCA). MOLNLYCKE et de la société PEAUDOUCE
	- les synoptiques de fabrication d'une chaîne de fabrication de couches
	culottes
	- les perspectives détaillées de chaque module
	- les modes de marche et d'arrêt
	las organigrammas de maintenance et de dépannage
	- les organigrammes de maintenance et de dépannage Formation d'un formatour "Dagudouco"
	Tormation a un jormateur 1 eaucouce
	• Organisateur et animateur de la formation des ingenieurs de la societe PPG BOUSSOIS
	"Synthese des connaissances en automatique et informatique industrielle
	nécessaires à appréhender l'évolution de leur outil de production"
1990 - 1991	Trise de la société LEVER en
	vue de l'obtention du Brevet de Technicien Supérieur par Unités Capitalisables.
1988 - 1989	Tres Organisateur et animateur de la formation des conducteurs de ligne de la société
	MAYOLANDE en vue de l'obtention du CAP Conduite de Machines Automatisées de

Conditionnement par Unités Capitalisables.

# V - ANNEXES

# 5.1 - CURRICULUM VITAE

### 5.1.1 - Références personnelles

### **BARRE Pierre-Jean**



64, Charles Saint Venant 59 790 RONCHIN



06-13-23-23-33 (portable) 03-20-62-22-46 (ENSAM) 03-20-62-27-59 (fax ENSAM) E-mail: barre@lille.ensam.fr



Nationalité française Né le 16 mars 1957 à Vienne (38) Marié - 3 enfants



### 5.1.2 - Situation professionnelle actuelle

Maître de conférences - 61ème section (Professeur agrégé de GENIE MECANIQUE jusqu'en septembre 2000) Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers 8, boulevard louis XIV 59046 Lille cedex

### 5.1.3 - Activités sportives - Loisirs

Ski, golf, jogging, randonnée en haute montagne (Mont blanc, Mont blanc du tacul, .....), parapente, canyoning, ....

### 5.1.4 - Formation

1993 - 1995	<b>Thèse de Doctorat</b> de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers (option: AUTOMATIQUE)
	<u>Intitulé</u> : "Stratégies de commande pour un axe numérique de machine-outil à Usinage Très Grande Vitesse"
	Soutenue le 5 décembre 1995
	Directeur de thèse: Professeur J.P. HAUTIER ENSAM - CER de LILLE
	Co-directeur: M. LEGRAND Maître de conférences ENSAM - CER de LILLE
	(Mention: Très honorable avec félicitations du jury)
1990 - 1991	Agrégation externe de GENIE MECANIQUE (B3)
	Préparation à l'Ecole Universitaire D'Ingénieurs de Lille (E.U.D.I.L.)
	Université des sciences et technologies de Lille (U.S.T.L.)
	59655 Villeneuve d'ascq cedex
	(rang: 5 <sup>e</sup> / 52 postes pourvus)
1980 - 1981	CAPET de METHODES et FABRICATIONS
	C.F.P.T. de Cachan
	61, avenue du président Wilson
	94230 Cachan
	(rang: 1 <sup>er</sup> )
1979 - 1980	Préparation à l'agrégation externe de MECANIQUE
	Ecole Universitaire D'Ingénieurs de Lille (E.U.D.I.L.)
	Université des sciences et technologies de Lille (U.S.T.L.)
	59655 Villeneuve d'ascq cedex
	(lauréat du concours externe de recrutement en 3ème année rang: 5 <sup>e</sup> )
1978 - 1979	Maîtrise de technologie de construction
	Ecole Universitaire D'Ingénieurs de Lille (E.U.D.I.L.)
	Université des sciences et technologies de Lille (U.S.T.L.)
	59655 Villeneuve d'ascq cedex
	(mention: A.bien)
1977 - 1978	Licence de technologie de construction
	Université Paul SABATIER
	118, route de Narbonne
	31077 Toulouse cedex
	(mention: Passable)
1975 - 1977	Maths Sup. & Spé T
	Lycée technique VAUCANSON
	27, rue Anatole France
	38100 Grenoble
	(réussite des IPES de Toulouse)
1975	BAC série E

## 5.2 - SEMINAIRE CPGE - LETTRE DE REMERCIEMENTS



*République Française Ministère de l'Education nationale et de la recherche 110 rue de Grenelle 75357 PARIS Cedex 07* 

Paris, le 8 septembre 2004

Alain ROYNETTE Inspecteur général de l'Education nationale

Monsieur le professeur Jean Paul HAUTIER

Monsieur le Professeur,

Avec votre équipe et plus particulièrement avec Monsieur le Professeur Pierre Jean BARRE, vous avez organisé, en mai 2004, une réunion nationale à l'intention des professeurs de sciences de l'ingénieur de la filière PT des CPGE.

A cette occasion, vous avez bien voulu nous donner un aperçu des travaux que vous conduisez, dans le cadre de vos activités de recherche et d'enseignement. La présentation du principe de causalité mais surtout la mise en œuvre de ses applications à la conception des commandes des systèmes pluritechniques par vous même et Pierre Jean BARRE a passionné l'auditoire. La rigueur de vos exposés, associées à un souci constant de concrétisation, ont été une parfaite illustration de ce que sont aujourd'hui les sciences de l'ingénieur.

Je tiens également à vous dire combien l'intervention de deux élèves de l'école a été appréciée : compétences scientifiques et techniques, qualités de présentation et de communication sont effectivement le socle de la formation d'un ingénieur. Chacun a compris que les interventions des professeurs de l'ENSAM, des industriels que vous avez sollicités, de vos élèves reflètent le travail d'une grande école qui forme les ingénieurs des entreprises européennes du 21° siècle contraintes, en permanence, d'innover dans les domaines des technologies d'avant garde.

De manière unanime, l'ensemble des participants m'a chargé de transmettre à vous même ainsi qu'à Pierre Jean BARRE et à tous les membres de votre équipe nos plus sincères remerciements.

Je vous prie d'agréer, Monsieur le Professeur, l'assurance de ma plus parfaite considération.

the for