



HAL
open science

Contribution à la commande numérique robuste d'un actionneur électromécanique

Olaf Malassé

► **To cite this version:**

Olaf Malassé. Contribution à la commande numérique robuste d'un actionneur électromécanique. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Lorraine, 1994. Français. NNT : 1994INPL013N . tel-01751327

HAL Id: tel-01751327

<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01751327v1>

Submitted on 29 Mar 2018

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

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



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

94 INPL 013N

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE
DE LORRAINE

ECOLE DOCTORALE IAE+M

DFD Automatique et Production Automatisée



Centre de Recherche en Automatique de Nancy
CNRS URA 821

BIU NANCY
Service Commun de Documentation
INPL
2, avenue de la Forêt de Haye - B.P. 3
54501 VANDOEUVRE Cédex FRANCE

THÈSE

présentée pour l'obtention du

DOCTORAT de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE de LORRAINE

Spécialité Génie Electrique

par

MALASSÉ Olaf

CONTRIBUTION

À LA COMMANDE NUMÉRIQUE ROBUSTE D'UN ACTIONNEUR ÉLECTROMÉCANIQUE

soutenue publiquement le 01 février 1994

devant la Commission d'Examen :

PRÉSIDENT	René HUSSON	(Professeur à l'INPL)
RAPPORTEURS	Claude FOULARD	(Professeur à l'INPG)
	Clément GOELDEL	(Professeur à l'Université de Reims)
	André LANG	(Professeur à l'INPL)
	Robert ZIK	(Maître de Conférence à l'IUFM de Nancy-Metz)
	André SADZINSKI	(Chargé de Recherche CNRS au CRAN)



INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE
DE LORRAINE

ECOLE DOCTORALE IAE+M

DFD Automatique et Production Automatisée



Centre de Recherche en Automatique de Nancy
CNRS URA 821

BIU NANCY
Service Commun de Documentation
INPL
2, avenue de la Forêt de Haye - B.P. 3
54501 VANDOEUVRE Cédex FRANCE

THÈSE

présentée pour l'obtention du

DOCTORAT de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE de LORRAINE

Spécialité Génie Electrique

par

MALASSÉ Olaf

CONTRIBUTION

À LA COMMANDE NUMÉRIQUE ROBUSTE D'UN ACTIONNEUR ÉLECTROMÉCANIQUE

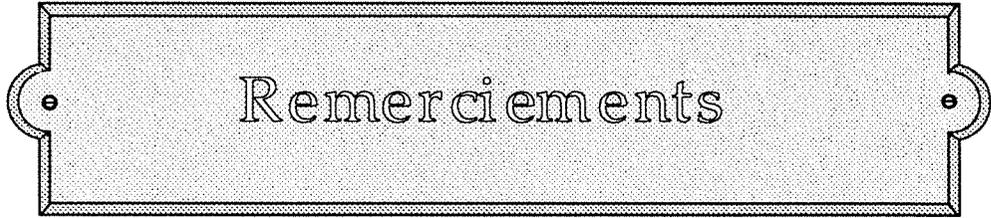
soutenue publiquement le 01 février 1994

devant la Commission d'Examen :

PRÉSIDENT	René HUSSON	(Professeur à l'INPL)
RAPPORTEURS	Claude FOULARD	(Professeur à l'INPG)
	Clément GOELDEL	(Professeur à l'Université de Reims)
EXAMINATEURS	Claude IUNG	(Professeur à l'INPL)
	Hubert RAZIK	(Maître de Conférence à l'IUFM de Nancy-Metz)
	Michel ZASADZINSKI	(Chargé de Recherche CNRS au CRAN)

A mes parents

A mon frère

A decorative banner with a light gray background and a black border. The banner has rounded ends with small circular accents. The word "Remerciements" is written in a serif font in the center.

Remerciements

REMERCIEMENTS

Ce travail n'aurait pu avoir lieu sans le soutien financier, au cours de ces trois années, du Ministère de la Recherche et de l'Enseignement Supérieur (anciennement MRT). Outre l'allocation ainsi octroyée, la possibilité d'une nomination sur un poste de moniteur de l'enseignement supérieur, a permis une prise de contact structurée avec le métier d'enseignant du supérieur. Que soient ici remerciés, en les personnes de monsieur Seuvic et de madame Dendien, le directeur du Centre d'Initiation à l'Enseignement Supérieur de Lorraine et son secrétariat.

Quatre ans déjà ... c'était à la rentrée universitaire 1989/90, le Professeur Claude Iung acceptait aimablement de me parrainer, me permettant ainsi d'intégrer son équipe de recherche pour la préparation d'un DEA. Le diplôme acquis, l'intégration réussie au sein du laboratoire, il fût décidé de poursuivre notre collaboration. Sur sa proposition, le Professeur René Husson, directeur du Centre de Recherche en Automatique de Nancy à cette époque, eut la gentillesse de m'accueillir au sein de son Laboratoire. Laboratoire que dirige aujourd'hui le Professeur Michel Véron. Dès cette première année, Didier Wolf, Maître de Conférences à l'ENSAIA, m'offrit l'occasion de m'initier à l'enseignement supérieur par une série de vacations effectuées à l'Ecole Nationale Supérieure d'Agronomie et des Industries Agro-alimentaires. Un an plus tard, j'accédais à un poste de moniteur de l'enseignement supérieur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique. J'assurais alors mon service d'enseignement sous la responsabilité Christian Zanne, Maître de Conférences à l'ENSEM. Conformément aux prescriptions du CIES, la rentrée suivante m'offrit l'occasion d'enseigner en premier cycle à l'Institut Universitaire de Technologie "Génie Mécanique et Productique" de Metz, sous la responsabilité du Professeur Claude Laurent.

Les soutenances de thèses devant réglementairement s'effectuer devant un jury composé d'au moins deux rapporteurs, tout deux habilités à diriger des recherches et reconnus dans la spécialité, les Professeurs Claude Foulard de l'INPG et Clément Goedel de l'Université de Reims ont acceptés avec gentillesse l'invitation qui leur avait été faite. Sous la présidence du Professeur René Husson étaient également présent, outre le Professeur Claude Iung, Hubert Razik, Maître de Conférences à l'IUFM de l'académie de Nancy-Metz (qui a assuré la co-direction du présent travail) ainsi que Michel Zasadzinski, Chargé de Recherches CNRS au

CRAN avec lesquels de solides liens d'amitié se sont progressivement établis, fruit d'une collaboration enrichissante.

J'ai pu apprécier, au cours de mon séjour au laboratoire, toute la compétence et la serviabilité de Jean-Marie Munier, technicien de l'équipe ainsi que de Marie-Claude Cardot et Benoît Marchal, les membres du service informatique de l'école. Après trois années passée au sein de l'équipe, j'ai toujours plaisir à constater la gentillesse et le dévouement des secrétaires Céline Morville et Chantal Molinié et à cotoyer les autres membres de l'équipe : Jean-François Aubry (Professeur à l'INPL), Michel Dufaut, Frédéric Kratz, Didier Wolf, Christian Zanne (Maîtres de Conférences à l'INPL) ainsi que tous les autres chercheurs.

J'ai également eu plaisir à fréquenter tous les autres enseignants et chercheurs de l'ENSEM, ainsi que le professionnalisme et la courtoisie du personnel du CRAN et de l'ENSEM.

Que tous soient ici remerciés pour leurs cautions, leurs actions, leurs conseils et leur gentillesse.



**Ministère de l'Enseignement Supérieur
& de la Recherche**

Sommaire

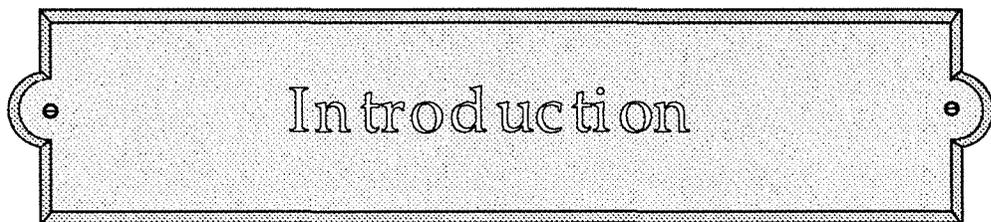
SOMMAIRE

REMERCIEMENTS	3
SOMMAIRE	6
INTRODUCTION	11
PARTIE 1 : “GÉNÉRALITÉS LIVRESQUES”	15
1 - SYSTÈMES ASSERVIS	16
2 - ACTIONNEURS	17
2.1 - MOTEURS À COURANT CONTINU	18
2.2 - MOTEURS AUTOSYNCHRONES SANS BALAIS	19
2.3 - MOTEURS ASYNCHRONES	19
3 - LA CHAÎNE CINÉMATIQUE	19
4 - ELEMENTS DE MODÉLISATION	21
4.1 - INERTIE	21
4.2 - FROTTEMENTS	22
4.3 - ELASTICITÉ	24
4.4 - JEU	25
5 - ASSERVISSEMENTS	25
PARTIE 2 : “LE PROCÉDÉ ÉLECTROMÉCANIQUE”	29
1 - INTRODUCTION	30
2 - PRÉSENTATION GÉNÉRALE DU BANC D’ESSAIS	31
3 - L’UNITÉ ÉLECTROMÉCANIQUE	33
3.1 - PRÉSENTATION DU PROCÉDÉ	33
3.2 - CARACTÉRISTIQUES CONSTRUCTIVES	35
3.3 - MODÉLISATION	37
4 - CONCLUSION	41

PARTIE 3 : “NOTIONS DE ROBUSTESSE”	42
1 - INTRODUCTION	43
2 - CONCEPTION D’UN RETOUR D’ÉTAT DANS LE DOMAINE FRÉQUENTIEL	44
2.1 - VALEURS SINGULIÈRES FRÉQUENTIELLES	44
2.1.1 - DÉCOMPOSITION EN VALEURS SINGULIÈRES	45
2.1.1.1 - PROPRIÉTÉS	46
2.1.2 - VALEURS SINGULIÈRES FRÉQUENTIELLES	46
2.2 - INCERTITUDES	47
2.3 - SENSIBILITÉ ET FONCTIONS CONNEXES	49
2.4 - STABILITÉ	50
2.4.1 - STABILITÉ INTERNE ET STABILITÉ ENTRÉE-SORTIE	50
2.4.2 - STABILITÉ ROBUSTE	51
2.4.3 - THÉORÈME DES PETITS GAINS ET STABILITÉ ROBUSTE	52
2.4.4 - MARGES DE STABILITÉ MULTIVARIABLE	53
2.5 - COMPROMIS STABILITÉ-PERFORMANCE	54
2.5.1 - ETUDE DU COMPROMIS	55
PARTIE 4 : “COMMANDES ROBUSTES”	57
1 - INTRODUCTION	58
2 - COMMANDES LINÉAIRES QUADRATIQUES	60
2.1 - RÉGULATEUR LQ AVEC INTÉGRATEUR	60
2.1.1 - CALCUL DU RÉGULATEUR LQ AVEC INTÉGRATEUR	60
2.1.2 - ANALYSE DE LA ROBUSTESSE DE LA COMMANDE LQ	63
2.2 - RÉGULATEUR LQG/LTR	64
2.2.1 -RÉGULATEUR LQG	64
2.2.2 - RÉSTITUTION DU TRANSFERT DE BOUCLE	67
2.2.2.1 - ANALYSE DE LA ROBUSTESSE ET DES PERFORMANCES	67
2.2.2.2 - RECOUVREMENT DU TRANSFERT DE BOUCLE	69
2.2.2.3 - SYNTHÈSE	70
2.3 - RÉGULATEUR LQG/LTR AVEC PONDÉRATIONS FRÉQUENTIELLES	71
2.3.1 - RÉGULATEUR LQ, INTÉGRATEUR & PONDÉRATIONS FRÉQUENTIELLES	71
2.3.2 - RÉGULATEUR LQG/LTR AVEC PONDÉRATIONS FRÉQUENTIELLES	73
3 - COMMANDE PAR MODES GLISSANTS	76
3.1 - EFFETS PARASITES	77
3.2 - COMMUTATIONS À NIVEAU DE L’ORGANE DE PUISSANCE	78
3.3 - COMMUTATIONS SUR LES GAINS DE RETOUR D’ÉTAT	79
4 - RÉGULATEUR À RETARD/AVANCE DE PHASE	81

PARTIE 5 : "APPLICATION"	83
1 - INTRODUCTION	84
2 - PRÉMISSSES À L'APPLICATION	85
3 - COMMANDES LINÉAIRES QUADRATIQUES	89
3.1 - RÉGULATEUR LQG	89
3.2 - RÉGULATEUR LQG/LTR	93
3.3 - RÉGULATEUR LQG/LTR AVEC PONDÉRATIONS FRÉQUENTIELLES	96
4 - COMMANDE EN MODES GLISSANTS	100
4.1 - COMMUTATIONS À L'ORGANE DE PUISSANCE	100
4.2 - COMMUTATIONS SUR LES GAINS DE RETOUR D'ÉTAT	104
5 - RÉGULATEUR À RETARD/AVANCE DE PHASE	108
6 - BILAN	110
CONCLUSION	113
ANNEXES	117
ANNEXE 1 : "ARCHITECTURE DU SYSTÈME"	118
1 - INTRODUCTION	119
2 - PRÉSENTATION FONCTIONNELLE	120
3 - CAHIER DES CHARGES	121
4 - STRUCTURATION DES PROGRAMMES	124
5 - GUIDE UTILISATEUR	128
5.1 - SESSIONS DE TRAVAIL	128
5.2 - IMPRESSIONS	134
5.3 - TRANSFERT PC-STATION	134
5.4 - TRANSFERT INTER-SITES	134
6 - ARCHITECTURE DÉTAILLÉE	135
6.1 - PARTIE COMMANDE	135
6.2 - PARTIE OPÉRATIVE	136
6.3 - MÉTROLOGIE	137
7 - CONCLUSION	139
8 - RENSEIGNEMENTS PRATIQUES	139
ANNEXE 2 : "COMPILATEUR CROISÉ"	140
1 - COMPILATEUR CROISÉ	141

BIBLIOGRAPHIE	144
1 - GÉNÉRALITÉS	145
2 - LA COMMANDE ROBUSTE	146
3 - LA COMMANDE PAR MODES GLISSANTS	147
4 - LA COMMANDE PROPORTIONNELLE-INTÉGRALE	148
5 - ARCHITECTURE SYSTÈME & PROGRAMMATION	149

A decorative horizontal box with a stippled background and a double-line border. The box has rounded ends with small circular accents. The word "Introduction" is centered within the box in a serif font.

Introduction

INTRODUCTION

“Apparue en tant que “Science de la commande”, au sein de disciplines plus anciennes, comme la mécanique et l’électrotechnique, l’automatique a trouvé rapidement sa propre identité et est devenue majeure. L’originalité et la puissance des concepts qu’elle véhicule lui confèrent en effet une portée qui chaque jour se révèle plus étendue, notamment dans tout ce qui concerne l’ensemble des fonctions artificiellement créées par l’homme pour contrôler son univers, y compris progressivement ce qui touche au vivant” [1-06]. “La discipline automatique se situe à la frontière de nombreuses disciplines, par les outils qu’elle emprunte à ces disciplines comme les mathématiques appliquées, l’informatique,... L’automatique est en amont et au service de nombreux secteurs d’application” [1-07].

La commande des procédés reste l’un des thèmes d’investigation majeur de nos contemporains. Le développement et la vulgarisation rapide des ressources informatiques ont engendré une inflation de méthodologies dédiées aux asservissements issues de théories vouées, il y a peu encore, aux gémonies du fait de leur inapplicabilité. Si l’expansion des travaux traitant des théories non linéaires appliquées à la commande est flagrante, de nombreuses études ont toujours trait aux méthodes dites linéaires. L’utilisation de méthodes linéaires de régulation peut s’avérer surprenante, peu de procédés réels peuvent en effet se prévaloir d’un tel comportement. En outre, certaines non-linéarités peuvent n’apparaître qu’à l’installation ou la réinstallation des procédés et non lors de leur phase de conception (telles les défauts d’homocinétisme résultant essentiellement de montages déficients), voire lors de leur vieillissement (augmentation sensible des jeux et des frottements). Elaborer dans de telles conditions une régulation capable, malgré une conception basée sur une modélisation du procédé nominal (c’est-à-dire hors incertitudes et variations sur les paramètres du système), de suivre au mieux une consigne imposée se révèle être une tâche délicate. Devant aboutir à une écriture inéluctablement erronée du modèle, la simplicité de ce dernier n’est point rédhibitoire et peut même être recherchée. Il résulte que l’intérêt majeur des méthodes linéaires tient en leur supposée robustesse (invariance d’une propriété (stabilité, performance,...) malgré les incertitudes et autres variations). La présence ou l’apparition de perturbations d’une importance temporellement croissante sur les procédés en exploitation impose des exigences fortes en robustesse, tant sur le plan de la stabilité, que sur celui des performances (même dans l’hypothèse courante d’une observation incomplète). Les méthodes élaborées à partir de modèles linéaires se doivent donc de répondre à cette double exigence, même si ce compromis stabilité/performances est établi sur des bases antinomiques et si des contraintes d’origines

diverses (sur la commande notamment) limite la convergence vers un critère d'optimalité. Notre objectif est l'étude, appliqué à un cas concret, du comportement réel de la robustesse, de la facilité de réglage et de mise en œuvre d'un certain nombre de commandes relativement traditionnelles fondées sur le principe d'optimisation quadratique. Extrapolés pour l'essentiel de la commande linéaire quadratique, choix qui ne préjuge en rien de la valeur des autres méthodes, les régulateurs élaborés devront être appliqués à un procédé relevant d'une classe de systèmes suffisamment générique afin de ne pas restreindre l'intérêt du présent travail. Le terme "générique", en présidant au choix d'un domaine d'application et par conséquent à la définition des caractéristiques constructives dudit système, conduira à l'établissement d'un cahier des charges de banc d'essais. L'occasion de constituer une plate-forme expérimentale a été saisie, le contexte informatique soigné permet d'envisager son usage par le plus grand nombre.

des systèmes hydrauliques
La commande des moteurs occupe un secteur prépondérant en automatisation industrielle, avivant de ce fait notre intérêt. Les machines et installations de production sont, dans leur quasi-totalité, équipées de *véhicules hydrauliques* ~~de moterisations~~ *fonctionnant* électriques. Entraînant des mécanismes fort variés, suivant des conditions de charge diverses, celles-ci se doivent de fonctionner selon toutes sortes de mouvements. L'énergie *hydraulique* électrique nécessaire à chaque *voiture* moteur, encore appelé actionneur, est contrôlée par un dispositif de commande de puissance : le préactionneur. Ces dispositifs assurent une fonction de commande du mécanisme entraîné, en respectant les performances cinématiques et dynamiques requises, compte tenu des perturbations dues aux variations de charge, aux sources d'énergie, à l'environnement,... Lorsque la vitesse d'un moteur doit être asservie à une consigne, lorsqu'un positionnement précis et rapide est requis, ou lorsqu'une trajectoire donnée doit être suivie, le recours à un équipement de type variateur électronique (analogique ou numérique) s'impose. Ce besoin concerne tous les mécanismes à vitesse variable, les systèmes de positionnement et de commande d'axe, y compris la commande numérique de machines outils et de robots. Les asservissements de hautes performances, nécessitant une gamme de vitesse élevée, un couple significatif à vitesse nulle,... font généralement appel à des moteurs à courant continu. Plus que la commande des moteurs, le pilotage de charges (mécanismes entraînés) induit de nombreux problèmes. Les charges mécaniques intègrent en effet, et de manière structurelle, d'innombrables sollicitations tant linéaires (élasticité des arbres de transmission ou des manchons d'accouplement, inertie), que non linéaires (frottements secs, jeux, défauts d'homocinétisme).

Les deux premières parties de ce mémoire sont consacrées à des rappels inhérents à l'étude des systèmes électromécaniques, à la description des caractéristiques constructives du processus à notre disposition. L'aspect informatique étant reporté en annexe, les trois parties suivantes traitent de rappels sur les notions relatives à la robustesse, de la description des commandes utilisées, de l'étude circonstanciée des résultats expérimentaux obtenus.

Une première partie intitulée “Généralités Livresques” plante brièvement l’environnement du thème abordé. On y définit l’asservissement des systèmes électromécaniques, les différentes technologies d’actionneurs électriques, les problèmes inhérents à l’introduction d’une chaîne cinématique, on y propose quelques éléments de modélisation des mécanismes entraînés (inertie, frottements, élasticité, jeu), ainsi qu’une liste de diverses méthodes relatives aux asservissements. La seconde partie titrée “Le Procédé Electromécanique” est prétexte à une description détaillée du procédé expérimental. Après une présentation générale du banc d’essais, une étude plus approfondie de l’unité électromécanique est réalisée. Caractéristiques du procédé et nomenclature des perturbations permettent la constitution d’un modèle réaliste.

Ce mémoire se poursuit sur une troisième partie intitulée “Notions de Robustesse” où diverses définitions ou notions relatives à la conception d’un retour d’état dans le domaine fréquentiel sont rappelées. L’intérêt des décompositions en valeurs singulières, la prise en considération des incertitudes, la définition d’une notion aussi cruciale que la sensibilité et ses fonctions connexes font l’objet d’une présentation. Ces rappels concernent également les concepts de stabilité interne et stabilité entrée/sortie, de stabilité robuste (théorème des petits gains) et par voie de conséquence traitent de la nécessité d’un compromis stabilité/performance. En quatrième partie, sous le titre “Commandes Robustes”, nous présentons les commandes que nous entendons comparer. La part réservée aux commandes linéaires quadratiques est la plus importante. A partir d’un régulateur LQ avec intégrateur (lié à la présence d’une erreur statique), sont élaborés progressivement du fait d’une observation incomplète : un régulateur LQG sur lequel est par la suite appliquée une procédure de restitution du transfert de boucle (régulateur LQG/LTR), puis un régulateur LQG/LTR avec pondérations fréquentielles. Une seconde méthodologie intitulée “commande par modes glissants” fait, après description de ses effets parasites structurels, l’objet d’un rappel succinct. Avant de passer à l’annexe, la cinquième partie : “Application” permet la confrontation expérimentale des stratégies de commandes explicitées en quatrième partie. Commandes linéaires quadratiques, commandes par modes glissants, de la théorie à la pratique... Nous y exposons les résultats comparatifs obtenus sans faire l’impasse sur les difficultés de mise en œuvre, difficilement perceptibles lorsque l’on se limite aux calculs.

Ce mémoire s’achève sur une annexe intitulée “Architecture du Système de Commande”. L’occasion y est donnée de décrire dans sa globalité le système de commande, son matériel, ses logiciels. Après présentation fonctionnelle et définition du cahier des charges ayant présidé à son élaboration, après description de la structuration des programmes réalisés devant permettre convivialité et simplicité quant à l’utilisation de l’unité d’essais, un guide utilisateur destiné à guider l’intervenant néophyte venu valider ses recherches est fourni. L’ensemble est suivi d’une présentation de l’architecture matérielle mise en œuvre décrivant la partie commande, la partie opérative, ainsi que les constituants métrologiques.

Généralités Livresques

GÉNÉRALITÉS LIVRESQUES

Déplacer un objet mobile en maîtrisant parfaitement sa position, sa vitesse, son accélération... en contrôlant précisément une pression, une force, un couple... Les applications de servomécanismes s'avèrent multiples. Si diverses technologies s'affrontent, leurs domaines d'applications demeurent bien ciblés. Parmi les actionneurs électriques (15000 axes/an pour une société comme Alsthom-Parvex), les motorisations de type courant continu représentent 60 % de part de marché. Plus que la motorisation, ce sont les caractéristiques du mécanisme entraîné qui détermineront les qualités des asservissements mis en œuvre.

1 __SYSTEMES ASSERVIS

A la manière encyclopédique, on entend par asservissement : "un mécanisme stabilisateur qui réagit sur le circuit de commande en vue d'imposer à l'ensemble certaines conditions". Concrètement, un système est dit asservi lorsqu'une grandeur de sortie (l'action) suit aussi précisément que possible les variations de la grandeur d'entrée (la consigne).

Lorsque la sortie est une grandeur mécanique (position, vitesse, effort, couple), l'asservissement est appelé servomécanisme (ou mécanisme asservi). En fait, le servomécanisme pilote le mouvement d'un mécanisme en garantissant la précision de sa position, sa vitesse, son accélération... Les asservissements de position concernent les axes de machines-outils, la manutention (ascenseurs, téléphériques et autres portiques de levage), la robotique, l'assemblage, etc... La machine-outils et la robotique constituant des domaines privilégiés pour le positionnement d'axes ou d'articulations. Les asservissements de vitesse se rencontrent sur les broches de machines-outils, les laminoirs, dans les industries papetières et textiles, les équipements de la péri-informatique (disques durs, les imprimantes laser), l'électronique grand public (magnétoscopes). Quant aux asservissements d'efforts, de couple ou de pression, ils servent au pilotage de gouvernes aéronautiques, de machines d'essais, de machine d'injection du plastique.

Un servomécanisme peut être commandé en chaîne directe (boucle ouverte) ou en boucle fermée. Lorsque la partie opérative est, par sa conception, peu sensible aux perturbations (c'est notamment le cas de nombreux systèmes de position dont l'actionneur est, ou intègre, un moteur pas à pas), la commande en chaîne directe demeure plus simple et plus économique qu'une commande en boucle fermée. Mais, en cas de perturbations trop importantes (comme c'est le cas dans la majorité des chaînes de commande), le recours au principe de la commande

en boucle fermé devient impératif : les ordres émis vers le pré-actionneur dépendent de l'écart entre la valeur de consigne et la valeur de sortie. Cet écart nécessite la mesure de la grandeur de sortie au moyen d'un capteur, et de mettre en place une chaîne de retour (ou boucle) afin d'en minimiser cet écart, et donc d'améliorer la précision du système à réguler.

2 ACTIONNEURS

Diverses technologies d'actionneurs sont utilisées pour l'entraînement de mécanismes linéaires ou rotatifs : les moteurs électriques et les moto-variateurs électroniques, les vérins hydrauliques ou pneumatiques. Le choix d'un actionneur [1-08] résulte de la synthèse circonstanciée d'un certain nombre de critères fonctionnels, comme indiqué dans le tableau 1.1 présenté ci-dessous :

		TECHNOLOGIE		
		Electrique	Hydraulique	Pneumatique
CRITERES FONCTIONNELS	Entraînement direct à faible ou très faible vitesse	non	oui	oui
	Asservissement d'effort (couple constant)	- non en général - avec moteur couple ou à entraînement direct	oui	non
	Asservissement de vitesse ou de position	oui	oui	oui (à ± 2 %)
	Possibilité de commande en chaîne directe	oui (très grande souplesse)	oui (très grande souplesse)	possible
	Couple ou effort élevé ou très élevé	oui, mais généralement à basse vitesse seulement	oui	non
	Puissance massique (maxi)	limitée à 0,2-0,5 kW/kg (1 à 5 kW)	élevée: plusieurs kW/kg (1 à 5 kW)	faible très faible
	Performances dynamiques (temps de réponse mécanique)	- bonne (T = 50 ms) à très bonne (T = qq ms) avec moteur auto - synchrone ou CC faible inertie - 10 kW en 50 ms	- excellentes (T = qq ms) - 10 kW en 10 ms	bonnes à très bonne
	Précision en vitesse ou en position	bonne (1 %) à très bonne	bonne (avec distributeurs proportionnels) à très bonne (avec servovalves)	faible
	Modélisation du fonctionnement	facile en général difficile pour moteur pas à pas	peu facile (non linéaire)	très difficile
	Décélération - freinage	oui	oui	possible
	Maintient en position	- nécessite un verrouillage mécanique - ou un maintien de l'asservissement	facile sans maintenir l'asservissement par "bloqueurs"	verrouillage mécanique
	Conclusions	- très grande variété de solutions - très grande souplesse d'utilisation	- grande variété de solutions - grande souplesse d'utilisation	utilisation limitée en commande d'axe
	Domaines privilégiés d'utilisation	- asservissements en position ou vitesse de bonnes et très hautes performances: de moyenne puissance (< 5 kW) : robotique, machines de précision à grande vitesse et faible couple : péri-informatique	- entraînement direct à efforts très élevés, notamment à basse vitesse - asservissements d'effort - télécommandes embarquées - commande anti-déflagrante de structures mobiles	- asservissements d'effort, ou de position de performances limitées
Axes de développement	- entraînement direct: moteur couple - hautes performances: moteurs autosynchrones et à CC	actionneurs asservis à commande en chaîne directe	vérins sans tige de précision moyenne	

Tableau 1.1 : Critères de choix d'un actionneur

Si la motorisation électrique de manipulateurs simples (peu de précision, fréquence de réglage faible, petite puissance) peu se contenter de contacts de fin de course, il n'en va pas de même des systèmes plus élaborés nécessitant un ou plusieurs modules de commande électroniques à consigne variable. Il est fait, en ce cas, usage de moteurs pas à pas, à courant continu, moteurs autosynchrones sans balais (brushless), ou plus récemment asynchrones.

2.1 MOTEURS À COURANT CONTINU

Les moteurs à courant continu de servomécanismes disposent généralement d'un inducteur constitué d'aimants permanents. Dénommés "moteur couple", ils appartiennent à deux grandes familles :

- Le vocable de moteurs à induits bobinés regroupe deux technologies :
 - de construction classique, leur inertie demeure moyenne à élevée. Leur couple peut atteindre 50 Nm pour les moteurs dont l'aimant est en alliage de cobalt et de samarium (SmCo), 200 Nm pour ceux en ferrite. Ils offrent un couple impulsionnel élevé (jusqu'à 10 fois le couple nominal), ainsi qu'un temps de réponse faible, et sont destinés à la motorisation d'axes à performances très élevées.
 - à induit plat, leur inertie reste moyenne. Leur couple permanent est élevé (jusqu'à 300 Nm). Ils offrent la possibilité d'envisager l'entraînement direct de la charge, mais leur montage délicat rend leur prix élevé.
- Les moteurs à conducteurs "libres", déclinés en deux versions :
 - avec induit disque, ils bénéficient d'une faible inertie (le tiers de celle d'un moteur classique), mais sont sensibles aux surcharges, même limitées en durée. Leur couple est de 30 Nm pour un disque en Ticonal. Ils sont essentiellement destinés aux axes robotiques.
 - avec induit cloche, leur inertie devient très faible, et la puissance massique élevée (0,1 KW/Kg pour un moteur de 1 Nm). Leur couple peut atteindre 2 Nm pour un induit en SmCo. Ils sont utilisés pour des servomécanismes de faible puissance à haute performance.

Pour ces moteurs, le contrôle de la vitesse par régulateur électronique s'impose toujours sur les machines-outils, les laminoirs, les enrouleurs, ainsi que sur toutes les applications pour lesquelles le procédé industriel exige précision et robustesse (0,1% de précision pour une régulation avec dynamo-tachimétrique). Malgré ses indéniables qualités : réponse dynamique excellente (10 ms pour atteindre le couple maximale), couple élevé (même aux basses vitesses),

réversibilité,... le moteur à courant continu nécessite une maintenance rédhibitoire (ensemble collecteur - balais), une vitesse limitée à 3000 tr/min et ,n'étant pas standardisé, un coût important à l'achat.

2.2 ___MOTEURS AUTOSYNCHRONES SANS BALAIS

Dans le domaine de la machine-outil, les qualités requises pour les motorisations d'axes sont, outre un couple à l'arrêt suffisant, une grande précision de positionnement des axes. Tous les constructeurs de systèmes requérant un couple massique important, des performances très élevées, ainsi qu'un bon indice de fiabilité, s'orientent actuellement vers ce type de motorisation. Le comportement de ces asservissements demeure semblable à celui d'un moteur à courant continu, à la simplicité de construction des ensembles synchrones près.

On les retrouve aussi bien moteurs d'avance, que moteurs de broche de forte puissance. Ces motorisations délivrent en moyenne un couple de 50 Nm pour les équipements à aimants SmCo, et 80 Nm pour ceux à aimants ferrite.

2.3 ___MOTEURS ASYNCHRONES

Les moteurs asynchrones, peu coûteux tant à l'acquisition qu'en maintenance, demeurent légers, robustes et, de plus, standardisés. Leur couple de démarrage peut représenter jusqu'à deux, voire trois fois leur couple nominal (contre 1,5 à 2 fois pour les moteurs à courant continu). Mais leurs performances dynamiques demeurent limitées : pas de couple à basse vitesse, régulation difficile en-dessous de 5 Hz.

Le contrôle vectoriel de flux permet aux moteurs asynchrones de se substituer aux moteurs courant continu. Ce type de contrôle régit le flux magnétique dans l'entrefer du moteur, via deux caractéristiques (d'où notion de vecteur) : son amplitude et sa phase. Ce flux constitue de fait, le paramètre physique transmettant l'énergie à la partie mobile. Cette technologie convient parfaitement aux applications nécessitant une grande réponse dynamique associée à une maintenance minimale (chimie, pétrochimie, films plastiques, commandes sectionnelles,...).

3 ___LA CHAÎNE CINÉMATIQUE

La plupart des moteurs ne peuvent entraîner directement leur charge en raison, par exemple, de leur vitesse trop élevée, d'une caractéristique couple/vitesse instable, ou encore

l'impossibilité de démarrer même sous une faible charge et a fortiori en surcharge. Les bureaux d'études sont ainsi amenés à interposer entre le moteur et sa charge divers organes tels les réducteurs de vitesse (chaîne cinématique). Une chaîne cinématique est caractérisée par un rapport de réduction, un rendement, parfois un jeu, plus rarement un coefficient de rigidité. Le rendement est en général très lié la charge car les pertes d'un réducteur de vitesse sont principalement dues aux résistances des paliers et à divers frottements dont la résultante est un couple relativement constant et indépendant de la vitesse. Au démarrage, ce dernier est toutefois plus élevé et laisse ainsi apparaître un "seuil" gênant pour les asservissements.

Couramment rencontrés en servomécanique, les systèmes différentiels (classe particulière de réducteur de vitesse) se composent fondamentalement de deux planétaires et d'au moins un satellite engrenant avec les planétaires. Le différentiel se prête à des combinaisons cinématiques extrêmement variées et intéressantes ; son inconvénient est son prix élevé. Par ailleurs la vitesse des satellites doit être limitée en raison de difficultés de graissage. Une utilisation du différentiel en réducteur de très grand rapport est réalisée dans le système "Harmonic Drive" dans lequel deux planétaires de même diamètre ont un nombre de dents différant de un. Ainsi, si l'un des planétaires est fixe, chaque fois que les satellites auront effectués un tour, le second planétaire aura avancé (ou reculé) d'une dent seulement.

L'introduction d'une chaîne cinématique entre un moteur et sa charge entraîne un certain nombre d'inconvénients dès que l'on recherche une grande précision :

- l'inertie, ou plus exactement l'énergie cinétique du moteur est multipliée par le carré du rapport de réduction N . Il en résulte que, dès que N dépasse 10 ou 20, c'est le moteur lui-même qui limite les performances à l'accélération ou au freinage. Notons que l'inertie propre du réducteur n'est guère influente : les arbres et pignons rapides étant de petits diamètres.
- le jeu angulaire se manifeste entre l'arbre primaire et l'arbre de sortie.
- le défaut d'homocinétisme exprime le fait que, si en valeur moyenne les vitesses primaire et secondaire sont exactement dans le rapport de réduction N , ceci n'est plus vrai en valeur instantanée. En effet, les rayons des circonférences primitives des engrenages ne peuvent plus être considérés comme constants à l'échelle du micron; il en résulte une certaine pulsation de la variation d'angle à chaque tour de l'arbre. D'autres défauts analogues dus aux paliers, aux arbres et au montage des engrenages sur ceux-ci (problème de concentricité) amènent l'arbre à tourillonner à son tour sur des paliers présentant trois défauts principaux : excentricité, ovalisation et jeu. La même erreur se manifeste dans un accouplement coaxial (rigide ou à joint d'Oldham) et s'y ajoute souvent des effets d'élasticité.

Dans les servo-moteurs à hautes performances ayant des bandes passantes de l'ordre de 200 ou 300 Hz, on peut également observer des défauts d'homocinétisme entre les deux extrémités d'arbre par suite d'effets de torsion. Les arbres, de section trop faibles, ou trop longs, peuvent avoir des fréquences de résonance à l'intérieur même de ces bandes passantes.

4 ___ÉLÉMENTS DE MODÉLISATION

La phase de caractérisation d'un procédé vise à établir des modèles (relations liant les variables caractéristiques (variables de commande et de sortie, variables intermédiaires et perturbations) entre elles) qui correspondent à des équations décrivant le fonctionnement statique, ou dynamique du système. La caractérisation d'un procédé peut faire l'objet de deux approches foncièrement différentes. La première consiste à décrire le fonctionnement du système à partir des équations physiques liant les différentes variables, on obtient alors un modèle de connaissance. Celui-ci est d'un grand intérêt pour le concepteur : il lui permet de modifier le système dans sa structure. Cette stratégie requiert des connaissances fondamentales approfondies et conduit souvent à des modèles fortement complexes, difficiles à mettre en œuvre dans le cadre d'une stratégie de commande. C'est pourquoi, on peut privilégier une autre approche qui consiste à rechercher des corrélations entre les différentes variables qui intéressent l'utilisateur. Le modèle obtenu, de type "boîte noire" ou modèle de représentation, n'a souvent aucune signification physique et n'est valable que dans le domaine dans lequel a été expérimenté le système (d'où les limites d'une telle approche).

La première démarche, plus générale (celle-ci permet de simuler les systèmes dès leur phase de conception), est souvent privilégiée. C'est notamment le cas des nombreux parangons qui suivent les travaux de Brandenburg et Schäfer [1-02] [1-03]. Moteur et chaîne cinématique ne sont pas les seuls sièges des perturbations affectant les systèmes électromécaniques. Outre les défauts précédemment évoqués, d'autres sont essentiellement imputables à la charge menée.

4.1 ___INERTIE

D'une façon générale, l'inertie d'un système traduit la résistance que ce dernier oppose à un changement d'état. On peut la caractériser par une constante de temps. En mécanique, l'inertie s'identifie avec la masse (inerte) d'un corps, résistance qu'il oppose à une accélération, et qui nécessite l'application d'une force pour être vaincue. Le moment d'inertie d'un système de points matériels (ou d'un solide) est égal à la somme des moments d'inertie de ses composants; c'est le coefficient de la vitesse angulaire dans l'expression du moment cinétique qui traduit l'influence de la répartition des masses d'un corps en rotation.

Il est possible d'alléger le modèle obtenu en intégrant aux perturbations de couple, les variations d'inertie. Des techniques telle la robotique, banalisent la rencontre de systèmes possédant une inertie variable au cours du temps (systèmes associant masses et articulations, défauts de coaxialité, de concentricité,...). Comme illustré figure 1, on adopte généralement, en équivalence à ces variations d'inertie, le concept d'une perturbation externe (Dote), en la remplaçant par une variation de couple de contrainte :

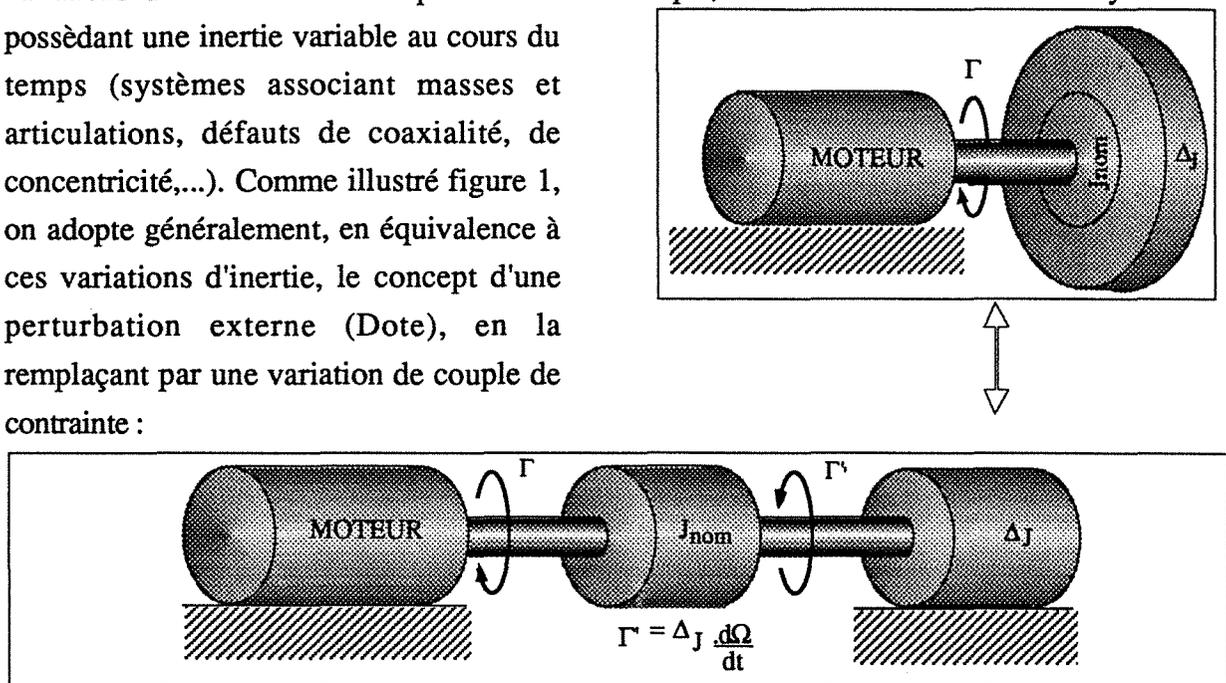


fig.1.1 : Equivalence variation inertielle et perturbation de couple

4.2 ___FROTTEMENTS

C'est l'un des phénomènes qui tendent à s'opposer au mouvement relatif de deux corps en contact. Dans le cas d'un frottement de glissement, le torseur de l'action de frottement admet une résultante : la force de freinage. Afin de générer le mouvement, il convient d'appliquer à l'objet freiné une force supérieure à un certain seuil. Au-delà de ce seuil, Coulomb a montré que la force de freinage reste constante pendant le mouvement, et qu'elle ne dépend pas de la vitesse. Le travail de la force de freinage correspond à une dissipation d'énergie, le plus souvent sous forme de chaleur. La qualité du frottement étant caractéristique des matériaux en contact, une forte élévation de la température de l'une des pièces peut modifier sensiblement l'angle de frottement.

Il est acquis, que les frottements sec et visqueux sont supposés être décrits par des fonctionnelles de la vitesse et de la position angulaire, malheureusement le caractère de ces fonctionnelles n'est pas encore correctement établi. Il en résulte une grande diversité de structures de modèles présentées de par la littérature. Lors de la modélisation de phénomènes de type frottement sec (de Coulomb), le couple constant de frottement s'opposant au mouvement pour une vitesse nulle (couple statique de friction), est dit de striction. Gilbert et Winston se sont attachés à modéliser les frottements de type "à billes" (slip-stick). Un modèle de nature complètement différente a été établi par Walrath [1-18]. Ce modèle essaie de décrire le

comportement transitoire du frottement produit par les changements de sens de rotation ; il introduit certes une dynamique additionnelle, mais il n'inclut aucune caractérisation statique. Plus récemment, ont été prises en compte les imperfections dans la géométrie des moteurs, responsables d'un comportement asymétrique de la dynamique des motorisations. Un modèle prenant en considération ce phénomène d'asymétrie, et incluant frottements sec et visqueux, a fait l'objet d'une description détaillée il y a quelques années (Canudas de Witt, Aström et Braun) [1-05]. Des résultats expérimentaux ont montré que la structure du frottement est également fonction de la position angulaire, conséquence des imperfections de concentricité et d'alignement. Les oscillations entraînées peuvent être modélisées par $f(\theta) = k_f \cdot \cos(n \cdot \theta + F)$, où k_f est l'amplitude des oscillations, F le retard de phase par rapport à θ , et n le taux de réduction. L'essentiel de ces considérations est synthétisé par le groupe de croquis ci-dessous (voir figures 12).

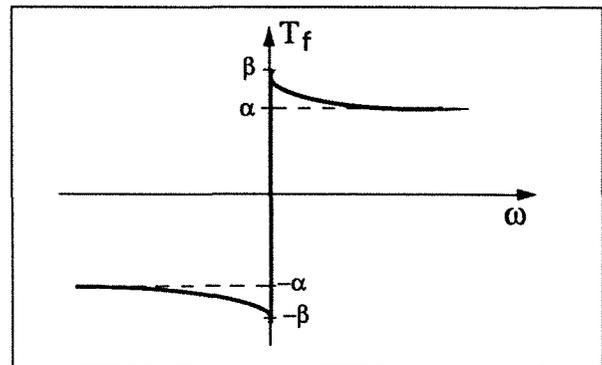
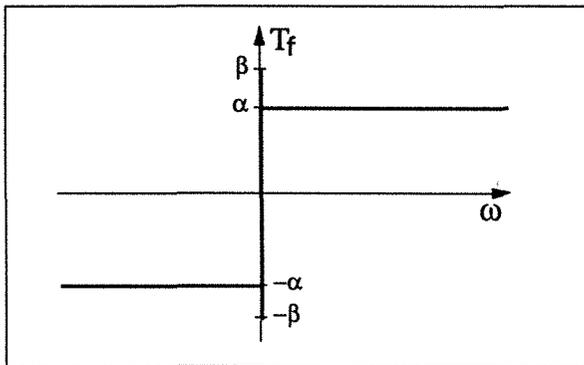


fig.1.2a & 1.2b : Différents modèles de frottement sec

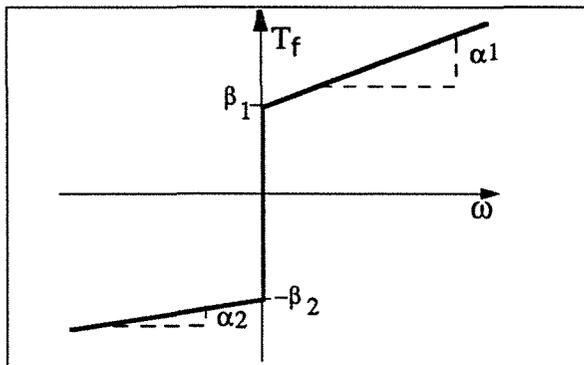


fig.1.2c : Modèle asymétrique

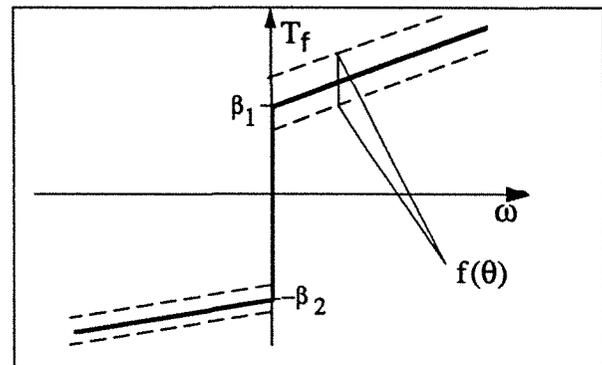


fig.1.2d:Modèle asymétrique avec dépendance de position

Une des difficultés principales réside dans la détermination d'une structure convenable représentant le phénomène de frottement aux très basses vitesses. Il est suggéré une combinaison de structures correspondant à l'association des modèles de Gilbert/Winston et de Canudas/Astrom/Braun. Il en résulte une fonction dont la détermination des paramètres se révèle être une tâche relativement difficile, leur estimation nécessitant de plus un modèle de paramètres non linéaire, il devient par conséquent indispensable d'approximer ce modèle par les fonctions équivalentes suivantes :

$$T_f(t) = \begin{cases} \alpha_1 \cdot (1 - \sqrt{|\omega|}) + \tau_1 \cdot |\omega| + \beta_1 + f(\theta) & \text{si } \omega > 0 \\ \alpha_2 \cdot (1 - \sqrt{|\omega|}) + \tau_2 \cdot |\omega| + \beta_2 + f(\theta) & \text{si } \omega < 0 \end{cases}$$

1.1

La compensation des frottements requiert un haut degré de précision en ce qui concerne la phase de prédiction. En pratique, on admet un niveau de confiance atteignant approximativement 80 à 90%. En omettant les frottements visqueux, il est possible d'approximer le comportement exponentiel du frottement par une synthèse linéaire, fort usitée, telle celle présentée à la figure 1.3.

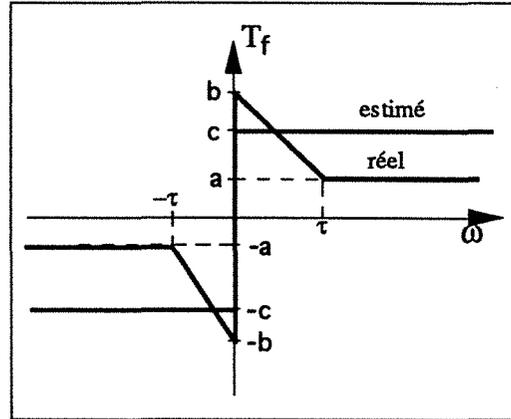


fig.1.3 : Frottement réel et estimé

4.3 ELASTICITÉ

L'élasticité est la propriété que possèdent certains solides de reprendre d'eux-même leur position initiale après avoir subi une déformation par l'application d'une force. Elle suppose comme hypothèse fondamentale que les déformations du solide sont linéaires, autrement dit, que les déformations sont proportionnelles aux efforts qui les provoquent (loi de Hooke). Dans la réalité, cette approximation n'est valable que dans des limites précises. Au-delà, commence le domaine de l'élasticité non linéaire, pour lequel des recherches sont en cours en vue d'élaborer une théorie plus générale applicable dans les deux cas (linéaire et non linéaire).

Le problème inhérent à la commande de systèmes comportant un accouplement élastique entre l'ensemble motoréducteur et la charge est l'apparition d'oscillations parasites à l'intérieur de leurs bandes passantes. On a généralement recours à un modèle de perturbation représentant un oscillateur à deux masses, tel celui présenté par Wolff (figure 1.4) [1-19]. Un certain nombre d'auteurs, tels Spong [1-16], Wolff, Khorrami [1-13], notamment dans les domaines connexes à la robotique, se sont intéressés à la compensation de ce type de phénomènes.

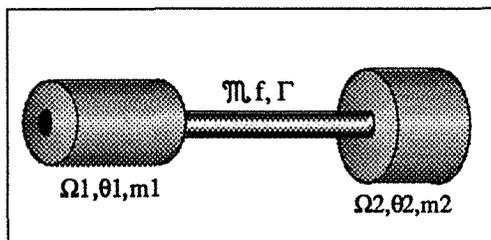


fig.1.4a : 2 masses oscillantes

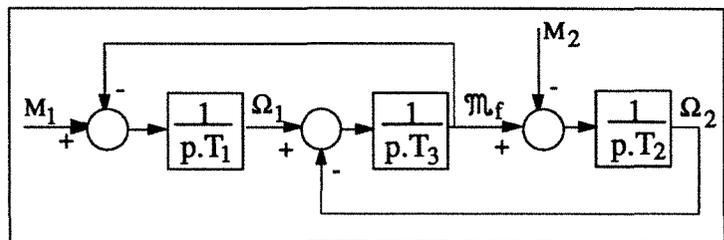


fig.1.4b : Schéma bloc de 2 masses oscillantes

4.4 ___JEU

Contrairement à la modélisation de phénomènes tels les frottements où nombreux sont les parangons, la modélisation actuelle du jeu semble satisfaire le plus grand nombre, et ne génère plus de ce fait de travaux nouveaux en tant que tels. Il est vrai que sa modélisation n'est apparemment pas très complexe, et que les scientifiques (Borojevic [3-02], Tasso [1-17],...) se satisfont généralement de la représentation non-linéaire suivante (figure 1.5) :

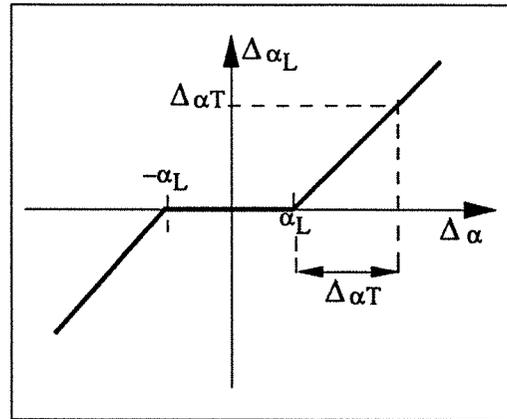


fig.1.5 : Fonction jeu

5 ___ASSERVISSEMENTS

On entend par théories de commandes modernes, des systèmes de régulation optimale capables de respecter un indice de performance défini malgré la présence de contraintes (sur la commande, sur l'état), incertitudes et variations sur les paramètres du procédé. Y. Dote [1-10] pensait discerner (en 1988) cinq catégories différentes de théories modernes de contrôle. Depuis, de nombreuses applications ont vulgarisé une classe de commandes supplémentaire dite *floue* (de l'anglo-saxon "fuzzy control"). On distingue ainsi cinq catégories :

- les commandes non-adaptatives, basées sur un modèle (optimales, par retour d'état, par retour de sortie, ou prédictives).
- les commandes adaptatives actives.
- les commandes adaptatives passives.
- les commandes floues.
- les commandes par systèmes experts et commandes adaptatives supervisées.

Rarement sont évoqués en milieux industriels, même de nos jours, l'existence de bruits de système ou autres, de sollicitations mécaniques non linéaires telles les frottements secs, les jeux,... sauf dans les industries de pointe, où la forte valeur ajoutée des productions, alliée aux besoins sans cesse croissant de concision et de performance, encourage le développement de régulateurs hautes performances. Nombre d'industriels s'entêtent toujours à multiplier filtres et régulateurs de type PID (à effet Proportionel-Intégral-Dérivé), à ignorer la présence d'observateurs dans leurs boucles de régulations, constituant au fil du temps de véritables "usines à gaz" au dépend de la qualité et de la productivité. Les plus récents développements dans le domaine de la commande permettent pourtant d'alléger (en volume et en coût) la structure des dispositifs d'asservissement.

Pour s'accommoder d'un environnement fortement variable, et imprédictible, le concept de commande adaptative active permet l'obtention de systèmes ajustables (variation du correcteur) dépendant fortement de facteurs extérieurs. Quatre grands types de régulateurs, appartenant tous à cette famille de commandes, ont été développés :

- planification du gain : permet de diminuer sensiblement l'influence des variations des paramètres du système, en modifiant à volonté les paramètres du régulateur.
- commande adaptative avec modèle de référence (MRAC) : permet en se servant cette fois d'un modèle de référence, d'ajuster en temps réel les paramètres du régulateur. Le principe général de ce régulateur consiste à rechercher l'annulation du vecteur d'erreur, la stabilité asymptotique étant assurée par une fonction quadratique de Lyapounov.
- régulateur auto-ajustable : ce régulateur à mise au point automatique permet également d'ajuster les paramètres du système à partir d'éléments parfaitement définis, et ce dès sa conception.
- compensation par retour de sortie : en introduisant de nouvelles variables dans le modèle, après estimation correcte des divers coefficients, le système obtenu ressemble alors à un moteur dépourvu de certaines de ses sollicitations mécaniques. La compensation du frottement joue ici le rôle d'une boucle linéarisante, elle permet de plus d'annuler toute possibilité d'existence de cycles limites. La compensation des effets du frottement par le biais d'une linéarisation par retour de sortie, constitue une solution conviviale et libre de contraintes sur les actionneurs. Il est par contre nécessaire de disposer dans cette éventualité, d'une estimation correcte du frottement, ou d'une bonne prédiction du niveau de frottement à l'aide d'un estimateur de type moindres carrés, c'est ce à quoi répond la compensation adaptative du frottement.

Ces diverses techniques adaptatives se voient cependant lourdement pénalisées tant en terme de robustesse, que de performance. Afin d'assurer la convergence de l'identification, la structure du modèle doit demeurer fixe et connue. De plus, la nécessité d'identification engendre des problèmes liés aux entrées soumises à excitations persistantes.

D'évolution récente, l'étude de correcteurs à paramètres constants dont la synthèse se référant à des concepts de robustesse a engendré les méthodes quadratique à gabarits fréquentiels (concept de "Loop Shaping"), telles celles développées à la quatrième partie. Le tableau 1.2 présente une synthèse des avantages et inconvénients respectifs des principales techniques disponibles permettant l'élaboration de commandes robustes. Les théories LQG/LTR (avec restitution du transfert de boucle), LQG sans ou avec pondérations fréquentielles, H_∞ et la μ -synthèse sont des techniques de conception de régulateurs robustes

MÉTHODES	AVANTAGES	INCONVÉNIENTS
LQ	- marge de stabilité garantie - correcteur à gain pur	- nécessite un retour d'état complet - nécessite un modèle relativ. précis - nombreuses itérations possibles
LQG	- utilisation de données bruitées	- pas de garantie sur la marge de stabilité - nécessite un modèle relativ. précis - nombreuses itérations
LQG/LTR	- marge de stabilité garantie - procédure de conception systématique	- correcteur à haut gain - nombreuses itérations possibles
H ₂	- intègre les notions de stabilité et de sensibilité	- nombreuses itérations possibles
H _∞	- intègre les notions de stabilité et de sensibilité - procédure en un seul pas	- demande une grande attention pour la robustesse paramétrique du système
μ synthèse	- combine les incertitudes structurées et instr structurées dans la conception	- non convexe - la taille du correcteur est énorme

tableau 1.2 : Résumé des techniques de synthèse en commande robuste

pour systèmes multivariables bouclés. La théorie H_∞ est une procédure de synthèse de contrôleur, directe et fiable, satisfaisant de manière optimale aux spécifications sur les valeurs singulières du système bouclé. Les théories de synthèse optimale : LQG avec ou sans pondération fréquentielles (approches théorie H₂, ou théorie de Wiener-Hopf) et LQG/LTR permettent, certes de manière moins directe (procédures itératives), d'obtenir des résultats forts honorables. Quant à la μ-synthèse, elle agrège toutes les techniques d'analyse et de synthèse de la robustesse dans une seule fonction appelée μ ou K_m. S'il est possible de structurer les incertitudes affectant le processus, alors cette méthode permet d'obtenir les conditions nécessaires et suffisantes de stabilité pour le système perturbé.

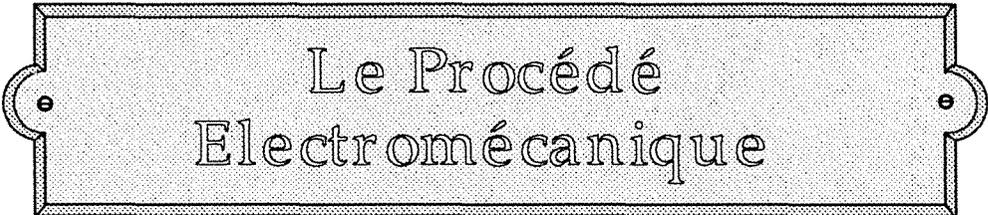
D'autres approches existent, telles les structures de commande à modèle interne [1-11] compensant naturellement les erreurs statiques (applicables en l'absence de retards purs sur le procédé), ou la commande CRONE (Commande Robuste d'Ordre Non Entier) développée par A. Oustaloup.

La commande adaptative passive vise à rendre les systèmes insensibles aux diverses perturbations, ainsi qu'aux inévitables variations de paramètres. Cette technique n'est pas basée sur les techniques d'estimations de paramètres. Les applications utilisant la théorie de commande par structure variable ne cesse de croître de jour en jour, couvrant des domaines d'applications forts étendus. La commande dite par mode glissant constitue un mode de fonctionnement particulier des systèmes de régulation à structure variable. Elle est caractérisée par une commutation entre deux états, justifiant de ce fait son appartenance aux méthodes de réglage non-linéaires. On parle de mode glissant lorsque les variables d'état glissent sur des surfaces de commutation. Afin de respecter les limites du domaine du mode glissant, les trajectoires d'état doivent restreindre leurs évolutions à l'intérieur d'un volume défini. Le phénomène transitoire demeurant insensible vis-à-vis d'éventuelles variations des paramètres

du système à régler. L'étude de l'influence des variations des paramètres sur les pôles ne saurait suffire, il apparaît indispensable d'examiner également cette influence sur le domaine réputé glissant.

La commande floue connaît depuis une dizaine d'années un essor considérable. D'un concept déjà ancien, les japonais ont su exploiter à merveille sa souplesse d'emploi et de mise en œuvre. Sa structure est relativement proche de celle d'une commande par système expert (règles linguistiques, moteur d'inférence,...) dont l'expertise serait maintenue figée. Couplée à une commande par mode glissant dont la structure évoluerait continuellement, Dote, Fujikawa, Ishigame, Kawamoto et bien d'autres auteurs élaborent des régulateurs insensibles aux bruits et à l'effet "chattering" (se référer à la quatrième partie).

Dans le cas de systèmes fortement complexes, soumis à de sévères perturbations extérieures avec présence d'interférences dynamiques, des paramètres du système variant dans une large bande, seul un système doté d'une base de connaissances d'importance modulable, peut espérer satisfaire aux exigences des concepteurs. Ces commandes à base de systèmes experts sont censées permettre d'obtenir des stratégies de contrôle performantes, grâce à leurs capacités itératives d'enseignements.



Le Procédé
Electromécanique

LE PROCÉDÉ ÉLECTROMÉCANIQUE

En recherche appliquée, la multiplicité des méthodologies dans des domaines aussi fortement connexes que l'identification, la modélisation et la commande, avive la curiosité de chacun en la possibilité d'évaluation et de comparaison de ces diverses techniques. En s'équipant d'une unité d'essais à structure variable, pourvue en sollicitations tant linéaires que non linéaires, l'équipe de recherche en automatique de l'ENSEM (intégrée au Centre de Recherche en Automatique de Nancy) a souhaité répondre avec commodité à cette aspiration. Conséquemment, un soin particulier à l'élaboration de l'interface utilisateur a permis de réserver aux intervenants extérieurs une convivialité propice à une rapidité d'accès intéressante.

1 INTRODUCTION

L'équipe sise à l'ENSEM du Centre de Recherche en Automatique de Nancy (CRAN) s'est orientée vers l'étude de commandes numériques pour ensembles électromécaniques. Il s'agit généralement de procédés rapides (voire ultra-rapides) dont l'étendue des applications recouvre des domaines aussi divers que la robotique, la machine-outil, l'armement,... Depuis quelques années, progressivement, une plate-forme d'essais dédiée à cette classe de procédés fût constituée. Destinée à l'expérimentation et la confrontation de différentes stratégies de régulation de vitesse et de position, mais également d'identification et de modélisation, son existence permet d'avérer particularismes et contingences de chaque méthode. Ce prototype regroupe sous un ensemble compact toutes les caractéristiques intrinsèques aux systèmes électromécaniques (systèmes hybrides) tels les axes robotiques ou de machines outils. Il s'agit d'un axe électromécanique de type actionneur intégrant un large panel de sollicitations (linéaires et non linéaires). Outre des non linéarités induites par l'aspect mécanique de ce système (jeux, frottements secs, défaut de coaxialité et de perpendicularité), des contraintes sur l'état et la commande sont à prendre en considération.

Cette unité électromécanique permet la réalisation de variations de structures "hors ligne" (inertie de la charge, rigidité de l'accouplement moteur-charge, jeu), voire "en ligne" (frottements secs) permettant ainsi de se rapprocher d'un contexte industriel de type machine-outil ou de certaines applications robotiques. Cette plate-forme offre également la possibilité de tester l'immunité effective des diverses méthodes de commande aux bruits de mesure : une des mesures de vitesse (côté moteur) étant délivrée au choix :

- fortement bruitée (acquisition en mode période-mètre).
- faiblement bruitée (acquisition en mode fréquence-mètre).

Sous ces conditions, bien que doté d'une motorisation courant continu, la modélisation d'un tel ensemble conduit inexorablement à des approximations générant une problématique aux composantes nombreuses et complexes, telles l'incertitude sur les paramètres du système (élasticité de l'accouplement moteur-charge, frottements visqueux moteur,...), sur l'ordre du système (incertitudes, simplification du modèle mathématique,...), ou l'impact des non linéarités et des défauts d'homocinétisme (coaxialité et perpendicularité). Un modèle, que l'on pourra estimer nominal (la structuration des incertitudes n'ayant pas encore été envisagée), sera toutefois proposé à la fin de cette partie.

De plus, l'implantation des correcteurs, l'acquisition des mesures et paramètres de calculs peut s'accomplir sous forme tant pseudo-continue (échantillonnage rapide, à partir de 1 ms), qu'échantillonnée. On conçoit dès lors l'intérêt collectif de cet équipement, déjà présenté aux membres du Groupe de Recherche en Automatique et Electrotechnique, qui permettra aux différentes équipes de tester et de valider diverses stratégies de commande sur un procédé de type industriel.

2 _____PRÉSENTATION GÉNÉRALE DU BANC D'ESSAIS

L'asservissement des ensembles électromécaniques, à l'instar de tant d'autres systèmes automatisés, exige la présence de nombreux organes annexes. Outre une partie développement (intégrant l'interface utilisateur) décrite en détail au chapitre prochain, le processus (muni des capteurs adéquats) se voit adjoindre conventionnellement les deux modules indispensables à l'automatisation : une partie commande (à microprocesseur, dans le cas d'une commande numérique), et sa partie opérative (convertisseur de puissance) associée. Un rapide descriptif des principaux types fonctionnels d'organes rencontrés permettra d'éclaircir la suite du propos :

- régulateur : permet le maintien de la constance d'une fonction, telle la vitesse ou la position (implémenté sur microprocesseur).
- convertisseur N/A : permet la modification de la forme d'un signal (conversion, via un bloqueur, d'un signal numérique en un signal analogique).
- boucle de courant : permet le maintien de la constance d'un courant (régulateur de courant interne au régulateur de vitesse et/ou de position).

- variateur 4 quadrants : alimentation de puissance à découpage réversible (utilisant généralement, en association avec un moteur courant continu, le principe de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)).
- actionneur : organe d'exécution (organe de sortie du système de commande, de technologie variée (hydraulique, électrique, pneumatique)).
- charge : ensemble à asservir (ensemble tournant dans le cas étudié).
- capteur : élément "transducteur" modifiant la nature physique de l'énergie d'un signal (organes de mesure des grandeurs sur lesquelles on désire construire une boucle de réaction).

L'agencement des différents organes fonctionnels de l'unité d'essais installée à l'ENSEM est présenté dans la figure 2.1.

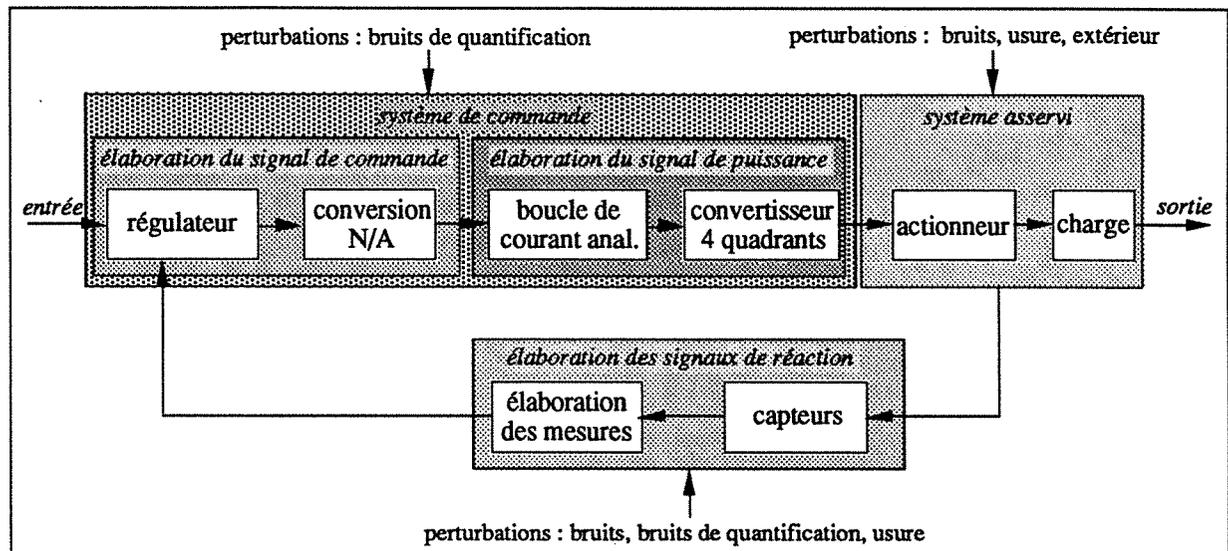


fig. 2.1 : Forme générale simplifiée du système

On localise aisément, sur cette figure, le procédé électromécanique formé de l'association d'un actionneur (un moteur courant continu en association avec un réducteur de vitesse), et d'une charge constituée d'un jumelage de générateurs de défauts et contraintes d'ordre mécanique. Chaque extrémité de cet ensemble est dotée de capteurs de position (un côté moteur, un côté charge). L'élaboration des mesures des vitesses moteur et charge est confiée à une carte d'acquisition développée in situ, équipée de circuits spécialisés (THCT2000). La fonction régulateur implémentée sur microprocesseur (μP M-68020 et coprocesseur arithmétique) élabore, à partir des signaux de réaction et d'une consigne (entrée), une commande aussi appelée référence de courant. Cette commande, de type échantillonnée, doit transiter par un convertisseur numérique-analogique imposé par la présence d'une boucle de courant analogique intégrée à un variateur quatre quadrants (Alsthom-Parvex).

On notera avec intérêt la présence, à chaque étape, de perturbations idoine. Le système de commande est essentiellement affecté par des problèmes de saturations, ou de bruits de quantification. A l'identique, le système d'élaboration des mesures se heurte au mêmes difficultés; quant aux capteurs, la qualité de leurs données peut être altérée par l'existence de phénomènes vibratoires (voire d'usures). L'influence néfaste de perturbations telles les bruits de système, les usures (dépassement de limites élastiques sur les accouplements, vieillissement des roulements,...), les contraintes diverses (frottements divers, défauts de coaxialité et de perpendicularité,...), handicapent les performances des asservissements.

Une telle architecture offre d'attrayantes opportunités en analyse et comparaison de commandes robustes (asservissements de vitesse et/ou de position), d'observateurs (linéaires, non linéaires), de méthodes d'identification (linéaires, non linéaires).

3 ___L'UNITÉ ÉLECTROMÉCANIQUE

Le procédé électromécanique présente quantité de "défauts" mécaniques aptent à solliciter, sans complaisance, les régulateurs les plus performants. La constitution mécanique de ce banc d'essais, volontairement défailante, intègre les diverses tares couramment rencontrées sur de tels systèmes.

3.1 ___PRÉSENTATION DU PROCÉDÉ

L'unité électromécanique, illustrée figure 2.2, est à structure variable (variations quantitatives des diverses sollicitations mécaniques). Sa conception modulaire permet de la scinder en cinq sous-ensembles cohérents :

- les capteurs : 1 codeur absolu côté moteur, 1 codeur relatif côté charge.
- le bloc moteur : 1 moteur à courant continu, 1 réducteur 1/20^{ème}.
- le générateur d'élasticité et de jeu : de type "joint d'Oldham" (interchangeable), c'est au niveau de cet accouplement que se manifestent les défauts de coaxialité et de perpendicularité.
- le générateur de frottements secs : il s'agit d'un système de type "freins à disques" modulable par une vis de serrage.
- les disques inertiels : divisés en 1 bloc inamovible et 3 blocs additionnels (respectivement 50, 25 et 2x12,5 % du total).

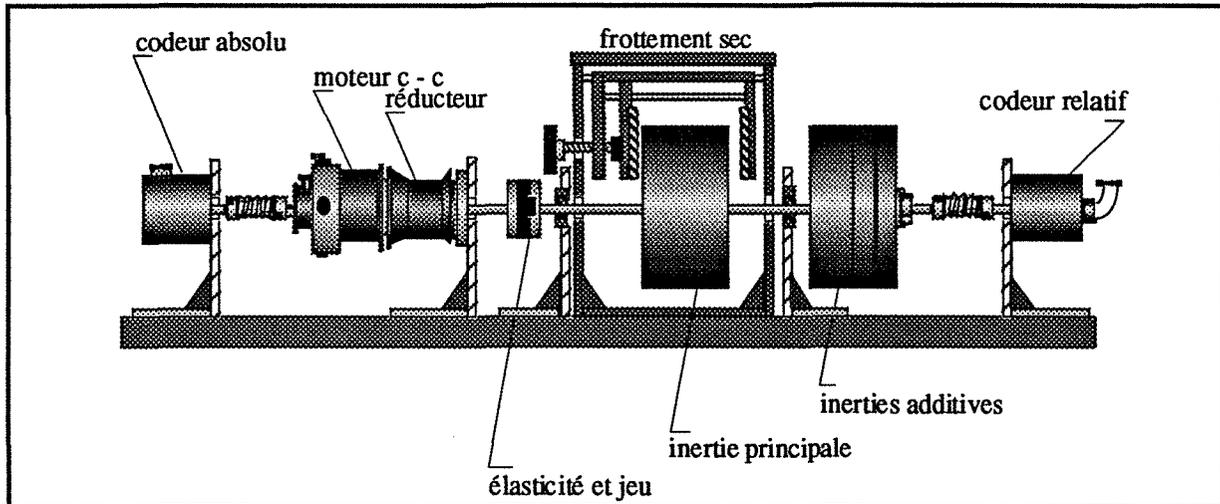


fig. 2.2 : Ensemble électromécanique

L'ensemble de motorisation fait appel à un motoréducteur de type planétaire. Le servomoteur courant continu (série RS420J) comporte des aimants permanents "terres rares", permettant des caractéristiques dynamiques hautes performances. Ce moteur à quatre pôles possède outre un rapport couple/masse élevé, une très faible constante de temps mécanique, ainsi qu'un excellent fonctionnement à basse vitesse qui le destine plus particulièrement aux servomécanismes de pointe et à la robotique. On peut retenir les principales caractéristiques fournies par le constructeur :

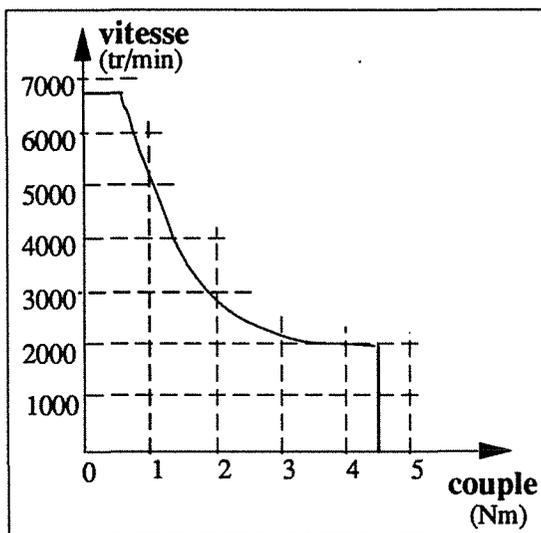


fig.2.3 : Caractéristique de fonctionnement

- couple à vitesse lente : 1 Nm
- courant permanent à vitesse lente : 6,9 A
- tension d'alimentation maximum : 120 V
- courant maximal à vitesse lente : 28,4 A
- couple par ampère : 0,16 Nm
- résistance d'induit : 0,8 ohm
- inductance : 1,9 mH
- inertie rotor : $22,5 \cdot 10^{-5} \text{ Kg.m}^2$
- constante de temps mécanique : 7 ms
- constante de temps thermique : 16 min

Associé au moteur, un réducteur planétaire (série REX310 standard (jeu : 30')) d'un rapport de réduction de 1:20^{ème}, sa vitesse nominale en sortie est de 150 tr/min. Notons également qu'un réducteur est une enceinte génératrice de perturbations intéressant directement nos études en introduisant : élasticité, jeu, ainsi que frottements.

Les caractéristiques du système d'alimentation (partie opérative) peuvent restreindre les performances de l'ensemble. Cet équipement intégralement "transistorisé" supporte un convertisseur à découpage mono-axe particulièrement bien adapté au pilotage des servomoteurs à courant continu et à basse tension. Le RTR utilise le principe de modulation de la largeur d'impulsion. Les principales caractéristiques intéressant son fonctionnement sont :

- tension de sortie : 60 V
- courant nominal permanent : 8 A
- courant impulsionnel : 16 A
- fréquence de découpage : 5 KHz

3.2 __ CARACTÉRISTIQUES CONSTRUCTIVES

Dans ce paragraphe, nous allons dresser un inventaire des caractéristiques mécaniques du procédé. Outre les conventionnelles incommodités linéaires : inerties, frottements visqueux, rigidité axiale (à la condition de ne pas dépasser la limite d'élasticité du manchon d'accouplement), d'autres non linéaires y sont largement représentées. On recense ainsi : les jeux (au niveau du réducteur, mais plus sensiblement localisés au niveau du joint d'Oldham), les frottements secs, les défauts de coaxialité et de perpendicularité (dont les effets peuvent être rapprochés de ceux générés par l'existence d'un balourd). Ces caractéristiques peuvent se résumer ainsi :

- Inertie motoréducteur : 0,00024 Kg.m² (définie par le constructeur).
- Frottement visqueux moteur : 0,0032 Nm.
- Frottement sec moteur : négligeable en première approximation.

- Coefficient de rigidité de l'accouplement : élasticité variable suivant le type de disque intercalaire utilisé :
38 Nm/rd (disques blancs - "souple").
1040 Nm/rd (disques noirs - "rigide").
- Jeu : 0,011 à 0,062 rd, voire plus ! (moyenne : 0,037 rd).
- Frottement visqueux charge : négligeable en première approximation.
- Frottement sec charge : 0 à 10 Nm (modulable par vis de serrage).
- Inertie charge : 0,055 à 0,11 Kg.m² (variable par 1 palier de 25% et 2 paliers de 12,5%).

- Défauts de coaxialité et de perpendicularité (ou "point dur") : la figure 2.4 présente les réponses indicielles (en boucle ouverte) de la vitesse charge, à un échelon de courant de 2,6 Ampères. Malgré un régime transitoire très variable, le régime permanent est répétitif, mais affecté par une perturbation sinusoïdale liée à la vitesse de rotation de la charge et générée par le "point dur". La position initiale du système (par rapport au point dur) conditionne la phase de démarrage (le régime transitoire).

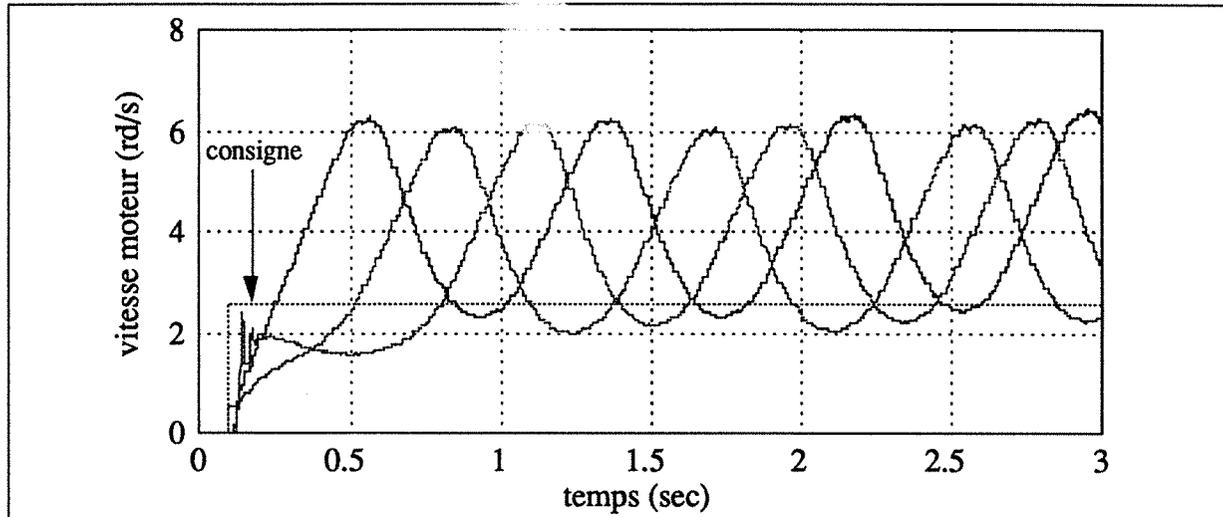


fig. 2.4: Réponses indicielles en boucle ouverte

- Mesure de la vitesse moteur bruitée : l'acquisition de la grandeur relative à la vitesse côté moteur, du fait de l'existence d'un réducteur (ratio vitesse moteur/vitesse charge de 20), doit faire l'objet d'une différence de traitements selon la gamme des vitesses employées. L'utilisation du mode période-mètre (normalement réservé au fonctionnement en "petite vitesse") permet de délivrer, aux vitesses supérieures, une mesure fortement bruitée visible figure 2.5b. Sur la figure 2.5a, la transformée de Fourier rapide (FFT) de cette dernière mesure représente à l'évidence un bruit non blanc.

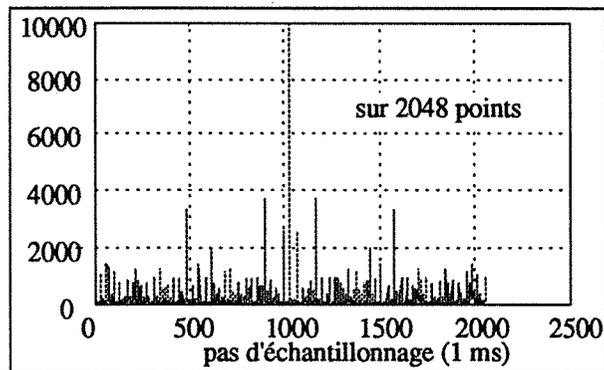


fig.2.5a : Transformée de Fourier rapide

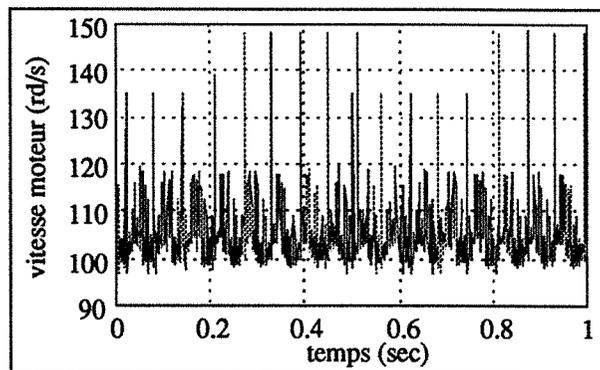


fig.2.5b : Vitesse moteur bruitée

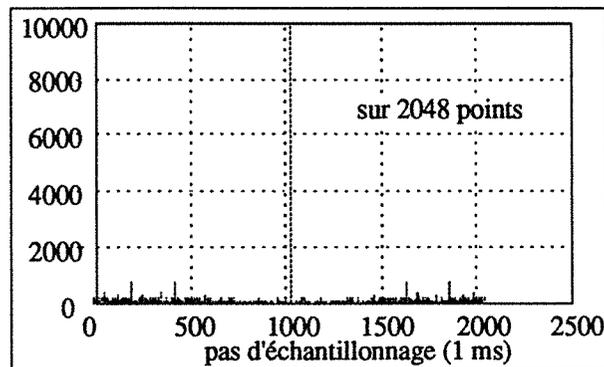


fig.2.6a: Transformée de Fourier rapide

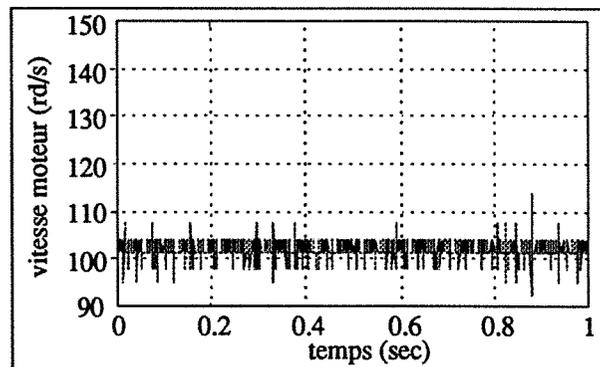


fig.2.6b: Vitesse moteur bruitée (sans charge, mode fréquence-mètre)

Les vitesses élevées constituant le domaine de prédilection du mode fréquence-mètre, la vitesse moteur obtenue par ce procédé demeure très peu bruitée. Seul un léger bruit de quantification persiste, illustré par les figures 2.6a et 2.6b. Ces courbes concernent des essais réalisés avec le moteur seul (sans charge).

3.3 MODÉLISATION

Obtenir le modèle du processus pour réaliser une commande demeure, pour des systèmes complexes, un problème délicat. Nombreuses sont les techniques d'identification, mais comment ne pas réaliser (à titre d'exemple) l'amalgame entre les effets respectifs d'une torsion et d'un jeu ? Une des solutions les plus rationnelles consiste en la réalisation d'un modèle de connaissance. Ce type de parangon présente l'avantage de la maîtrise respective de chacun des paramètres mécaniques.

Sur le diagramme du procédé électromécanique représenté par la figure 2.7, on localise aisément (de gauche à droite) : le bloc motoréducteur attaquant la charge par une fonction non linéaire (le jeu), puis intervient le coefficient de rigidité, précédant l'ensemble inertiel. La non linéarité découlant du défaut de coaxialité et de perpendicularité est intégrée arbitrairement à celle représentative du frottement sec côté charge.

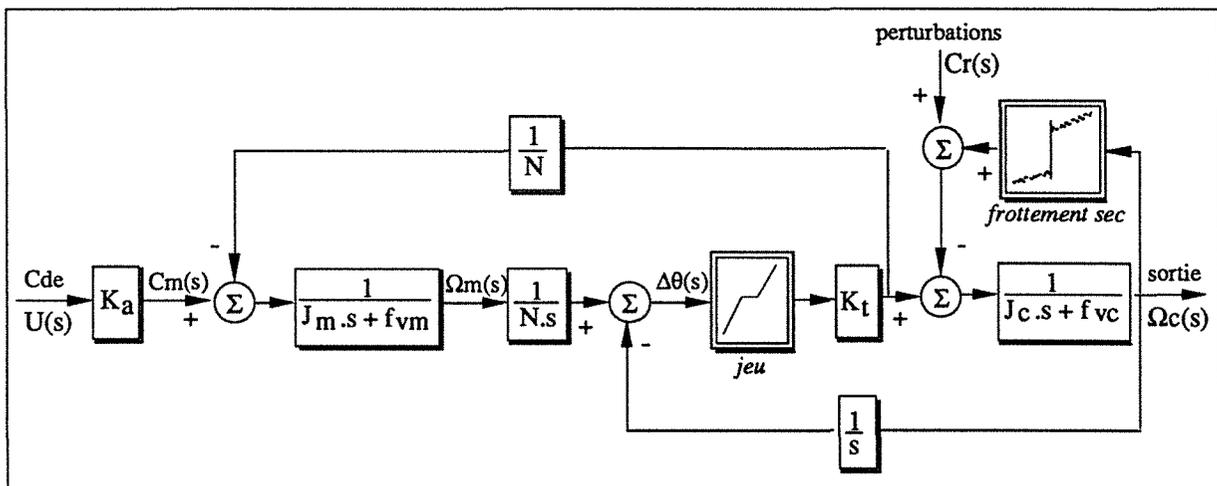


fig. 2.7 : Procédé électromécanique

Un simulateur destiné à la validation a priori de régulateurs de vitesse (utilisable également en identification et observation de variables) permet une première confrontation entre la méthode et une représentation simplifiée de la réalité. Ecrit à l'aide du logiciel de CAO automatique Matlab, ce simulateur intègre les différentes perturbations présentées sur le diagramme ci-dessus. Les non linéarités y sont exprimées de manière dépouillée (le défaut de coaxialité et de

perpendicularité décrit par une sinusoïde, le frottement sec par une fonction "tout ou rien", le jeu par une fonction seuil), et un bruitage de la mesure "vitesse moteur" est prévu.

Le processus est modélisé par un système d'état. On aboutit par cette hypothèse aux équations du type (sans les bruits de mesures) :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U + D.d \\ Y = C.X \end{cases} \quad 2.1$$

où les matrices d'évolution (A), de commande (B) et d'application des perturbations (D) s'expriment sous la forme :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{f_{vm}}{J_m} & -\frac{K_t \text{Jeu}}{J_m \cdot N} & 0 \\ \frac{1}{N} & 0 & -1 \\ 0 & \frac{K_t \text{Jeu}}{J_c} & -\frac{f_{vc}}{J_c} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{K_a}{J_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J_c} \end{bmatrix} \quad 2.2$$

- avec :
- K_a : constante de couple moteur
 - J_m : inertie motoréducteur
 - f_{vm} : frottement visqueux moteur
 - N : rapport de réduction
 - K_t : coefficient de rigidité de l'accouplement
 - J_c : inertie charge
 - f_{vc} : frottement visqueux charge

La matrice d'observation (C) est donnée par :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le couple de charge, considéré ici comme une perturbation extérieure, est scindé en deux composantes :

$$d = \Gamma_{ext} + Fsec_c \quad 2.3$$

- avec :
- Γ_{ext} : perturbation extérieure
 - $Fsec_c$: frottement sec charge

Le modèle ainsi défini comporte trois variables d'état :

$$\begin{cases} \Omega_m : \text{vitesse moteur} \\ \Delta\theta : \text{torsion élastique} \\ \Omega_c : \text{vitesse charge} \end{cases}$$

dont seules deux (les vitesses moteur et charge, respectivement : Ω_m et Ω_c) sont accessibles à la mesure.

Nous sommes en présence d'un système linéaire à temps invariant, stabilisable et détectable (à trois pôles stables, commandables et observables). Le système devient à "non-minimum de phase" si l'asservissement ne s'effectue qu'avec la seule mesure de la vitesse côté moteur (deux zéros instables sur l'axe imaginaire).

La prise en compte des incertitudes sur les paramètres du système permet l'étude de la robustesse des asservissements. Ces incertitudes peuvent être structurées, ou non structurées, suivant l'état de connaissance de la matrice ΔA :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{f_{vm}}{J_m} & -\frac{K_t \cdot \text{Jeu}}{J_m N} & 0 \\ \frac{1}{N} & 0 & -1 \\ 0 & \frac{K_t \cdot \text{Jeu}}{J_c} & -\frac{f_{vc}}{J_c} \end{bmatrix} = A_0 + \Delta A \quad \text{avec} \quad \Delta A = \begin{bmatrix} \delta_{11} & \delta_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \delta_{32} & \delta_{33} \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

Les incertitudes portent essentiellement sur le coefficient de rigidité axiale, et dans des proportions plus modestes sur la quantification des frottements visqueux moteur et charge. L'intégration d'incertitudes équivalentes aux perturbations générées par les non linéarités est à l'étude. Ce dernier point n'a pas encore connu de développements au laboratoire.

A titre indicatif, la variation numérique des paramètres de la matrice nominale d'évolution du système A_0 (obtenue pour deux types de joints d'accouplement élastique différents) est maintenant présentée :

- joint d'accouplement souple : $A_0 = \begin{bmatrix} -13,3 & -7854,2 & 0 \\ 0,05 & 0 & -1 \\ 0 & 456,9 & 0 \end{bmatrix}$

- joint d'accouplement dur : $A_0 = \begin{bmatrix} -13,3 & -238750 & 0 \\ 0,05 & 0 & -1 \\ 0 & 13891 & 0 \end{bmatrix}$

Sur les courbes présentées ci-dessous, le zéro double instable (concernant les tracés relatifs à la vitesse moteur) est nettement visible. Ces courbes représentent les diagrammes de Bode, en gain et phase, des fonctions de transfert liant la commande en courant respectivement à la vitesse moteur et à la vitesse charge, comme indiqué en commentaires. Les tracés ayant une pulsation de résonance de l'ordre de 30 à 40 rd/s ont trait au procédé muni d'un joint d'accouplement "souple" (de couleur blanche), les deux autres au procédé muni d'un joint d'accouplement "dur" (de couleur noire).

Le comportement fréquentiel pour chacune des sorties du système, et du manchon élastique, est donné par la figure 2.8 pour la partie gain des diagrammes de Bode,

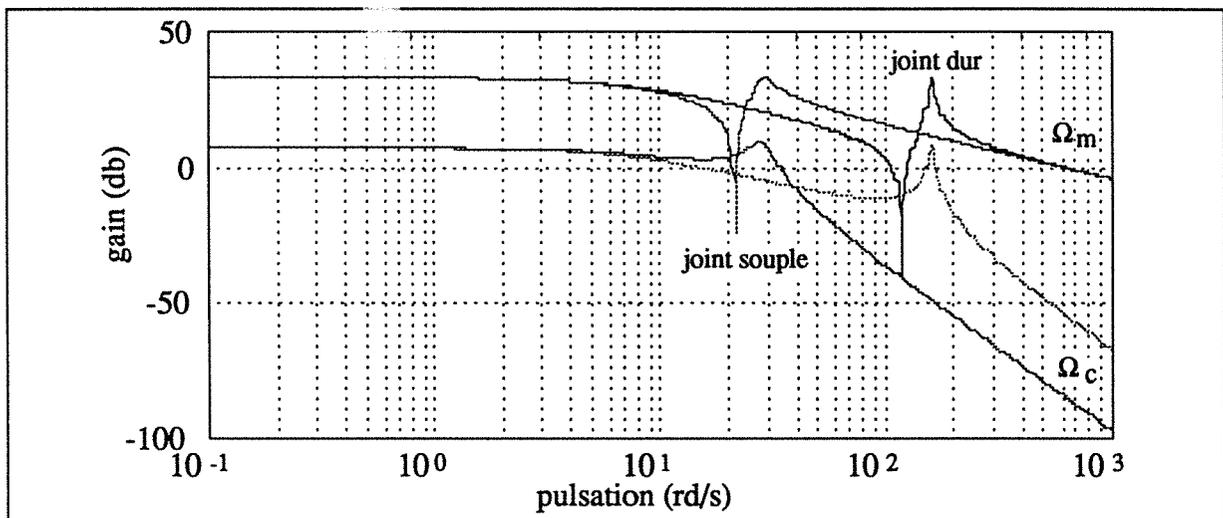


fig. 2.8 : Diagrammes de Bode (gains)

et la figure 2.9 représentant la partie phase des diagrammes de Bode.

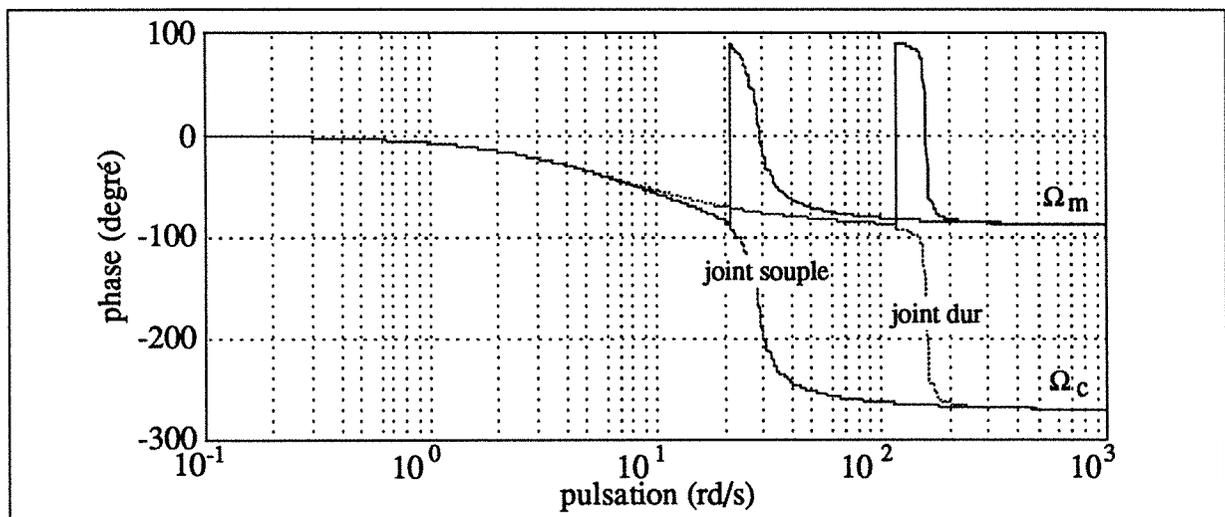


fig. 2.9 : Diagrammes de Bode (phases)

La figure 2.10 représente les valeurs singulières fréquentielles du système. On y remarque la prépondérance, en l'occurrence bien naturelle, du transfert liant la commande en courant à la vitesse moteur (la commande agit sur l'actionneur et non sur la charge).

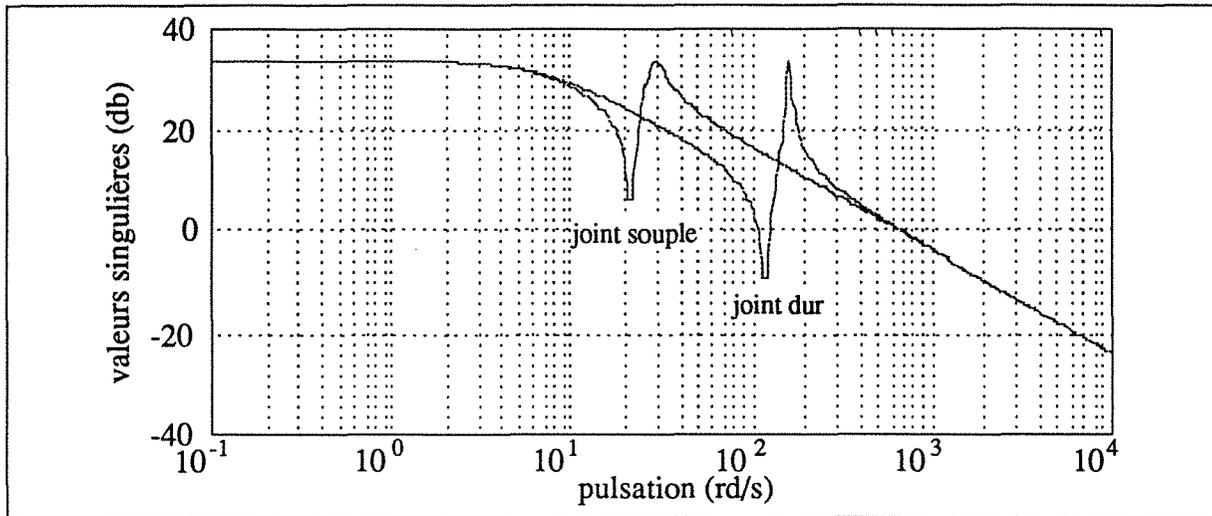
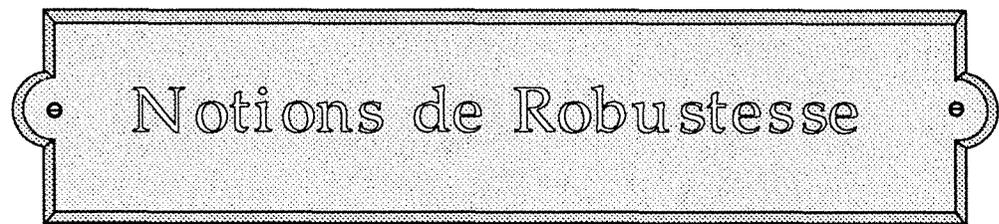


fig. 2.10 : Valeurs singulières

4 CONCLUSION

L'unité d'essais décrite reflète (par ses nombreuses incertitudes, non linéarités et contraintes diverses) la réalité telle qu'elle est vécue lors d'applications industrielles. Les procédés électromécaniques (et leurs commandes) constituent une classe de systèmes en pleine expansion. Les recherches menées dans des secteurs tels la robotique ou l'armement ont sensibilisé les responsables d'autres activités.

L'ensemble électromécanique réalisé au CRAN-ENSEM, de part sa modularité, est évolutif et adaptable à volonté. De par sa conception, ce dernier se révèle extrêmement flexible à l'usage. Des ensembles de disques inertiels de différents alliages peuvent augmenter la gamme des possibilités en ce domaine. Ces mêmes disques peuvent également, moyennant des adaptations, intégrer d'autres défauts tels un balourd. Au niveau du manchon d'accouplement, il est possible de constituer une bibliothèque de disques centraux correspondant à diverses valeurs de jeux et d'élasticités.



Notions de Robustesse

NOTIONS DE ROBUSTESSE

L'étude de la stabilité des systèmes bouclés fait l'objet de deux approches différentes : un formalisme basé sur les théories de Lyapunov, un second basé sur les relations Entrées-Sorties. Dans l'approche dite Entrées-Sorties, la stabilité des systèmes bouclés s'étudie via l'analyse de fonctions définissant des mesures de gains et des changements de phase [2-30].

1 INTRODUCTION

Le formalisme Entrée-Sortie mobilise actuellement nombre de talents en recherches sur les problèmes liés à la stabilisation robuste des systèmes linéaires à temps invariant ou LTI (Poolla en 1990, ou encore Francis pour le développement du formalisme Entrée-Sortie en commande H_∞). En 1986, Vidyasagar démontre que le théorème du "petit gain", en plus d'être une condition de stabilité robuste suffisante, constitue également une condition nécessaire. Ceci est certes vérifié en commande H_∞ (algèbre des fonctions de transfert stable), mais également dès le début des années 80 dans le domaine fréquentiel (par Doyle et Stein) [2-12][2-13] pour étayer la nécessité et la suffisance des conditions de stabilité robuste, face à des perturbations H_∞ . L'utilité de ce théorème est clairement établie pour certaines classes d'opérateurs non linéaires à temps variable (Poolla et Ting'87). Cependant, il est prouvé expérimentalement que les performances des régulateurs LTI demeurent meilleures sur des problèmes de stabilisation des systèmes linéaire à temps invariant soumis à des perturbations additives, bornées, stables, et éventuellement non linéaires.

D'importantes recherches se consacrent aux problèmes liés à la stabilisation des familles de modèles paramétriques à partir des théories de Lyapunov (Siljak'89). Se basant sur des travaux de Popov datant d'une trentaine d'années, Khargonekar et consorts en 1990, démontrent qu'un système incertain avec incertitudes bornées est quadratiquement stabilisable si et seulement si une certaine fonction de transfert a un gain inférieur à un. Ils poursuivent en affirmant que la détermination d'une fonction de Lyapunov pour un ensemble de matrices est équivalente à une condition de petit gain.

Les effets induits par l'échantillonnage sur des systèmes continus, linéaires, à temps invariant, et incertains sont difficiles à appréhender, et demeurent fort mal connus. Exploiter les techniques d'analyse de la stabilité robuste issues du formalisme Entrées-Sorties impose l'étude d'un système continu, même si en pratique le recours aux régulateurs discrets est généralisé.

En première partie du présent chapitre, après repositionnement de l'intérêt des valeurs singulières en analyse de stabilité robuste, un bref descriptif sur les deux grandes familles d'incertitudes est fourni. Suivent quelques rappels sur la fonction sensibilité, et notions connexes, permettant l'enchaînement sur des critères de stabilité robuste, avant d'aborder les limites du bouclage en évoquant le compromis stabilité-performance.

2 CONCEPTION D'UN RETOUR D'ÉTAT DANS LE DOMAINE FRÉQUENTIEL

Considérons le schéma classique d'un système de commande en boucle fermée démunie de bruits, perturbations et incertitudes (figure 3.1) :

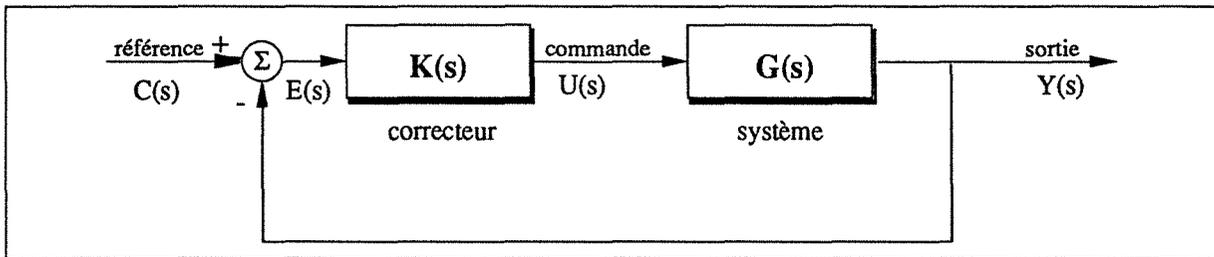


fig.3.1 : Système bouclé nominal

On suppose les systèmes G et K, linéaires, de dimension finie et à temps invariant :

$$G : \begin{cases} \dot{x}_g = A_g \cdot x_g + B_g \cdot u \\ y = C_g \cdot x_g + D_g \cdot u \end{cases} \quad \text{et} \quad K : \begin{cases} \dot{x}_k = A_k \cdot x_k + B_k \cdot e \\ u = C_k \cdot x_k + D_k \cdot e \end{cases} \quad 3.1$$

Les fonctions de transfert correspondantes sont :

$$\begin{aligned} G(s) &= C_g \cdot (s \cdot I - A_g)^{-1} \cdot B_g + D_g \\ K(s) &= C_k \cdot (s \cdot I - A_k)^{-1} \cdot B_k + D_k \end{aligned} \quad 3.2$$

L'objectif du bouclage étant l'amélioration des caractéristiques d'un système, son rôle est essentiel en ce qui concerne la stabilité (marges de stabilité), la sensibilité (comportement au voisinage du procédé nominal), et le rejet des perturbations.

2.1 VALEURS SINGULIÈRES FRÉQUENTIELLES

Au début des années 80, à la suite de travaux initiés par Doyle, Stein et Athans dénonçant certaines propriétés sur les marges de stabilité de la commande LQG, sont énoncés divers concepts quant à la mesure quantitative, en termes fréquentiels, des propriétés auxquelles doit satisfaire un système bouclé. On voit apparaître le rôle des valeurs singulières dans la généralisation multivariable du critère de Nyquist [2-13][2-28], ces valeurs permettant de "mesurer" les fonctions de transfert multivariables à différentes fréquences. Les objectifs de

performance et de stabilité-robuste, souvent contradictoires, se traduisent dans le cas multivariable par des contraintes sur les fonctions $\omega \rightarrow \sigma_i(j\omega)$, $\sigma_i(j\omega)$ étant la $i^{\text{ème}}$ valeur singulière d'une matrice de transfert évaluée à la fréquence ω . Ces fonctions s'interprètent comme des "gains" auxquels on désire imposer certaines spécifications, et permettent ainsi la généralisation aux systèmes multivariables des notions correspondantes considérées en monovariable.

2.1.1 DÉCOMPOSITION EN VALEURS SINGULIÈRES

La décomposition en valeurs singulières (SVD) d'une matrice constitue l'une des phases importantes de la conception d'une commande robuste. De plus, les propriétés numériques des valeurs singulières en font un outil fiable pour la quantification du conditionnement, ou de la distance à une singularité par exemple.

Les matrices $A.A^*$ et $A^*.A$ admettent une décomposition unique en valeurs/vecteurs propres orthogonaux :

$$A.A^* = \sum_{i=1}^r \sigma_i^2 V_i V_i^*, \quad V_i^* V_j = \delta_{ij} \quad \text{et} \quad A^*.A = \sum_{i=1}^r \sigma_i^2 U_i U_i^*, \quad U_i^* U_j = \delta_{ij}$$

3.3

et $\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i=j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$

où $r = \text{rang de } A$, et $A \in \mathbb{C}^{m \times n}$

σ_i sont les racines carrées des valeurs propres non nulles de $A^*.A$, ou $A.A^*$

V et U étant respectivement les vecteurs propres de $A.A^*$ et $A^*.A$

A^* est la transposée (plus conjuguée dans le cas complexe) de A

En combinant ces deux décompositions, on obtient la décomposition en valeurs singulières de A :

$$A = \sum_{i=1}^r \sigma_i(A).U_i.V_i^*$$

3.4

On notera $\sigma(A)$ l'ensemble des valeurs singulières de A , $\underline{\sigma}(A)$ et $\bar{\sigma}(A)$ représentant respectivement la plus petite et la plus grande valeur singulière de A . Ces deux dernières valeurs peuvent faire l'objet d'une définition en terme de norme spectrale d'une matrice :

$$\bar{\sigma}(A) = \|A\|_2 = \max_{\substack{x \in \mathbb{C}^n \\ x \neq 0}} \frac{\|A.x\|_2}{\|x\|_2} = \sqrt{\frac{x^* . A^* . A . x}{x^* . x}} \quad \text{avec} \quad \|x\|_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^n |x_i|^2}$$

3.5

$$\underline{\sigma}(A) = \begin{cases} \|A^+\|_2^{-1} & \text{où } A^+ \text{ est une pseudo-inverse de } A \\ \|A^{-1}\|_2^{-1} & \text{si } \det(A) \neq 0 \end{cases}$$

2.1.1.1 Propriétés

Les propriétés sur les valeurs singulières les plus usitées sont ici présentées :

- 1 - $\bar{\sigma}(A) = 0$ si $A = 0$
- 2 - $\sigma(A) > 0$
- 3 - $\underline{\sigma}(A) \leq |\lambda_i(A)| \leq \bar{\sigma}(A)$, où λ_i représente la $i^{\text{ème}}$ valeur propre de A
- 4 - si A^{-1} existe, $\underline{\sigma}(A) = \frac{1}{\bar{\sigma}(A^{-1})}$ et $\bar{\sigma}(A) = \frac{1}{\underline{\sigma}(A^{-1})}$
- 5 - $\bar{\sigma}(A + B) \leq \bar{\sigma}(A) + \bar{\sigma}(B)$
- 6 - $\bar{\sigma}(A \cdot B) \leq \bar{\sigma}(A) \cdot \bar{\sigma}(B)$
- 7 - $\max\{\bar{\sigma}(A), \bar{\sigma}(B)\} \leq \bar{\sigma}([A \ B]) \leq 2^{1/2} \cdot \max\{\bar{\sigma}(A), \bar{\sigma}(B)\}$

2.1.2 VALEURS SINGULIÈRES FRÉQUENTIELLES

Dans l'hypothèse de matrices rationnelles, cette notion de valeurs singulières peut faire l'objet d'une généralisation. Ces valeurs sont alors fonction de la fréquence ω .

$$\|G(s)\|_{\infty} = \sup_{\omega} \bar{\sigma}(G(j\omega)) \quad 3.6$$

si $G(s)$ est stable, alors

$$\|G(s)\|_{\infty} = \sup \|G(s) \cdot u(s)\|_2 \quad 3.7$$

avec $\|u(s)\|_2 = 1$

où $\|u(s)\|_2$ correspond à l'intégration de Lebesgue d'ordre 2 de la fonction $u(s)$ pour $s = j\omega$.

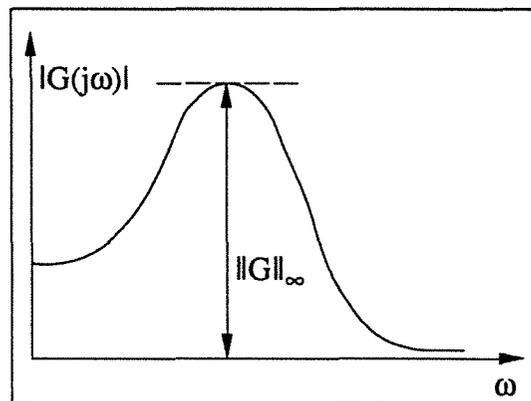


fig.3.2 : Diagramme de Bode de $G(j\omega)$

$$\|u(s)\|_2 = \left[\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{-j\infty}^{j\infty} u^*(j\omega) \cdot u(j\omega) \cdot d\omega \right]^{\frac{1}{2}} \quad 3.8$$

Cette propriété est d'une importance majeure, elle signifie qu'à la plus grande valeur singulière de la matrice $G(s)$ correspond le maximum des gains, quelque soit le vecteur d'entrée x lorsque $G(s)$ correspond à un système stable.

On a notamment :

$$\|G(s) \cdot H(s)\|_{\infty} \leq \|G(s)\|_{\infty} \|H(s)\|_{\infty} \quad 3.9$$

Soit $G(s)$ la matrice d'un système entrée-sortie carré $y = G.u$, on a alors :

$$\underline{\sigma}(G(j\omega)) \leq \frac{\|G(s).u(s)\|_2}{\|u(s)\|_2} \leq \overline{\sigma}(G(j\omega)) \quad 3.10$$

Cette inégalité montre que le gain d'un système multivariable est compris entre la plus petite et la plus grande valeur singulière pour chaque fréquence ω . De plus, beaucoup de propriétés s'exprimant en termes de gain pour les systèmes SISO s'étendent aux systèmes multivariables en considérant les fonctions $\underline{\sigma}(G(j\omega))$ et $\overline{\sigma}(G(j\omega))$: le gain à la fréquence ω sera petit si $\overline{\sigma}(G(j\omega))$ demeure faible, grand si $\underline{\sigma}(G(j\omega))$ est élevée. Notons que la phase n'est pas prise directement en compte.

2.2 __INCERTITUDES

Un système est réputé robuste s'il garantit la stabilité et un niveau de performances donné malgré la présence de variations, ou d'incertitudes. Les incertitudes peuvent se retrouver sous quantité de formes différentes, les plus couramment rencontrées étant : le rapport bruit sur perturbation, les erreurs de modélisation de la fonction de transfert, l'absence de modélisation de certaines perturbations (non linéarités, dynamiques négligées, retards oubliés). On distingue deux classes d'incertitudes :

- les incertitudes structurées, relatives aux paramètres d'un modèle dans une structure donnée (variation paramétrique dans la représentation dynamique du procédé).
- les incertitudes non structurées, concernant typiquement les réponses fréquentielles (saturation de l'actionneur, absence de modélisation de certains modes en hautes fréquences, ou de certaines perturbations en basses fréquences).

Les incertitudes structurées décrivent de manière concrète les intervalles de variations relatifs à des constantes physiques, telles les inerties, les élasticités,... Ces incertitudes sont définies par un domaine dans l'espace paramétrique (figure 3.3). La symétrie des domaines selon les axes de l'espace paramétrique est patente lorsqu'il n'existe pas de relation de dépendance entre les paramètres. Lorsque l'on travaille dans l'espace d'état, une forte structuration des incertitudes est indispensable (mais pratiquement difficile à

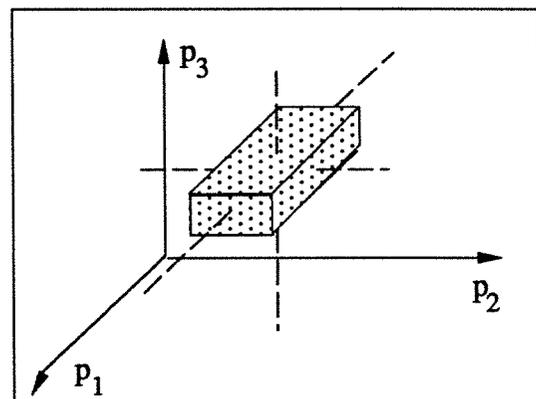


fig.3.3 : Domaine d'incertitude paramétrique

obtenir). Il convient dès lors de préciser les relations obtenues en fonction des paramètres, soit le processus :

$$\begin{cases} \dot{x} = (A + \Delta A).x + (B + \Delta B).u \\ y = (C + \Delta C).x \end{cases} \quad 3.11$$

avec $\Delta A = \Delta A(p)$, $\Delta B = \Delta B(p)$, $\Delta C = \Delta C(p)$

où p représente les paramètres du système

Les incertitudes non structurées sont définies par majoration des écarts de la réponse du système par rapport à une réponse nominale. La réponse concernée étant généralement la réponse fréquentielle, si l'on considère un processus nominal $G(j\omega)$ et ses variations $\Delta G(j\omega)$, la relation liant l'incertitude au modèle nominal peut être :

- additive comme illustré figure 3.4a, en ce cas : $G'(j\omega) = G(j\omega) + \Delta_A$ avec $\Delta_A = \Delta G(j\omega)$
- multiplicative, voir figure 3.4b, et : $G'(j\omega) = (I + \Delta_M).G(j\omega)$ avec $\Delta_M = \Delta G(j\omega)$

Dans le cas multi-variable, il convient de distinguer les incertitudes en entrées $G(j\omega).(I + \Delta_M)$, des incertitudes en sorties $(I + \Delta_M).G(j\omega)$.

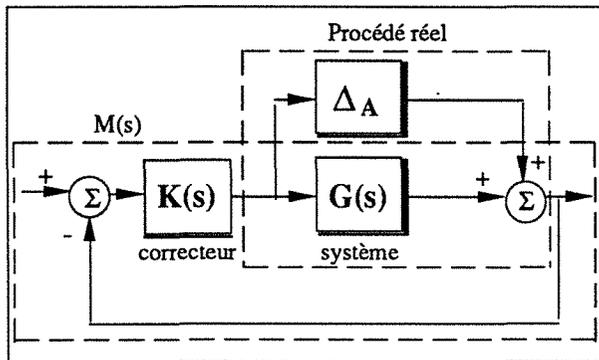


fig.3.4a : Incertitude additive

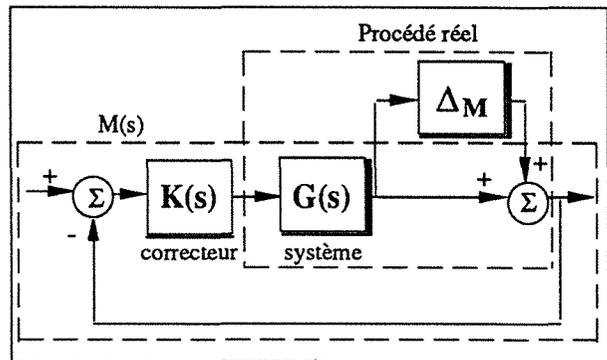


fig.3.4b : Incertitude multiplicative

Dans la seconde hypothèse, il est possible de sélectionner un majorant $L(\omega)$ de l'erreur multiplicative de la forme :

$$\left| \frac{\Delta G(j\omega)}{G(j\omega)} \right| \leq L(\omega) \quad 3.12$$

Un tel majorant engendre, sur le lieu de Nyquist (en SISO), des disques d'incertitudes comme illustré figure 3.5a. Cependant, la traduction fréquentielle des incertitudes paramétriques sous forme de gabarits permet une consision plus importante (figure 3.5b) :

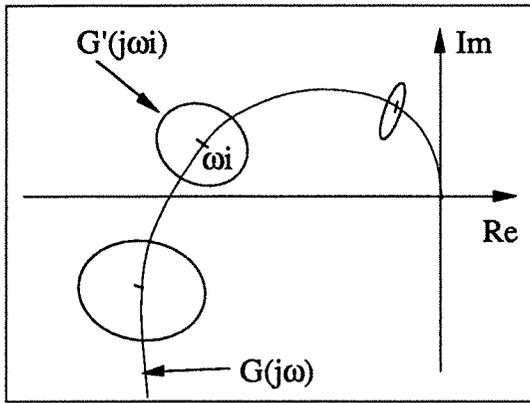


fig.3.5a : Incertitudes non structurées

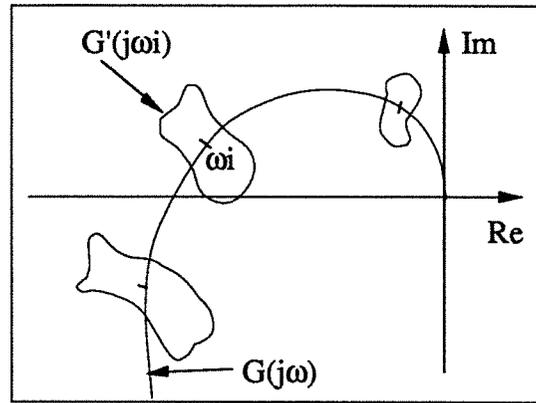


fig.3.5b : Gabarits d'incertitudes

Généralement, la structuration des incertitudes est privilégiée aux basses fréquences, contrairement aux fréquences élevées où règnent les incertitudes non structurées.

2.3 __SENSIBILITÉ ET FONCTIONS CONNEXES

Figure 3.6 est présenté le synoptique d'une commande d'un système multivariable par retour d'état. La quantification de la marge de stabilité multivariable (MSM) et de la performance recherchée sur le système utilise les valeurs singulières des matrices de transfert en boucle fermée (notées : R, S, T) associant les diverses entrées à l'erreur, la commande et la sortie.

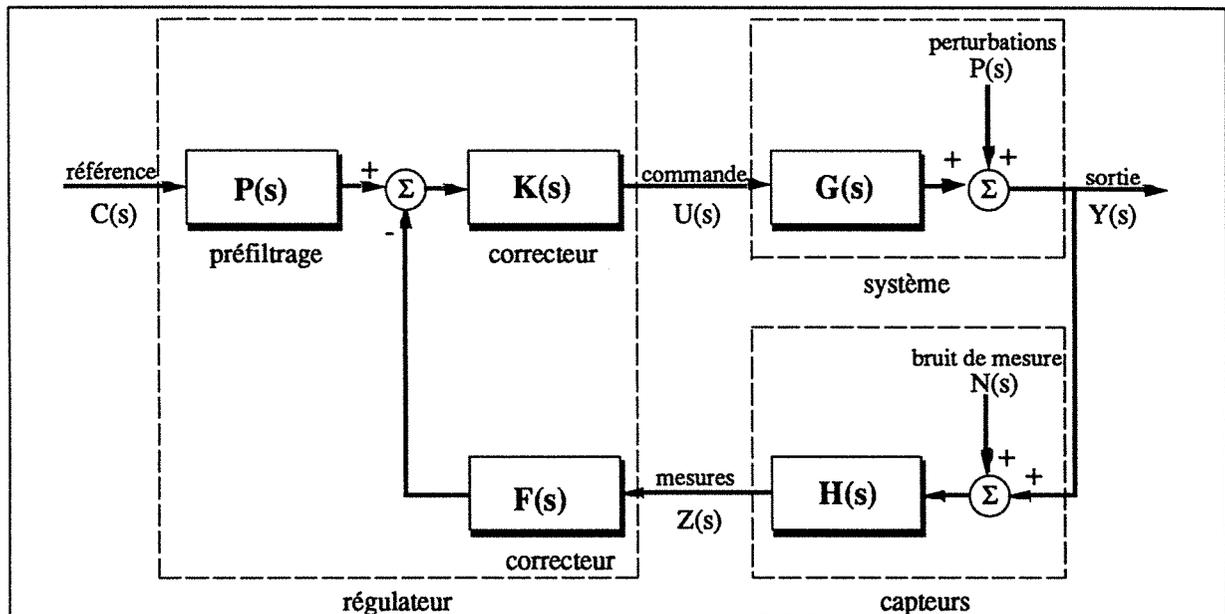


fig.3.6 : Schéma bloc d'un procédé multivariable et de sa commande

La sensibilité $S(s)$ d'un système de commande (se référer à la figure 3.7) quantifie l'influence des variations dans le système commandé (perturbations) sur la sortie du système bouclé. L'étude de la robustesse d'un système de commande ne peut se concevoir sans la prise en considération de la fonction de sensibilité $S(s)$ image du transfert de la perturbation $P(s)$ à la

sortie $Y(s)$, ainsi que de la fonction de sensibilité complémentaire $T(s)$ représentant le transfert du bruit d'observation $N(s)$ à cette même sortie $Y(s)$. Quant à la fonction $R(s)$, elle représente le lien entre la référence et la commande $U(s)$:

$$S(s) = [I + G(s).K(s)]^{-1} \quad , \quad T(s) = G(s).K(s).[I + G(s).K(s)]^{-1} = I - S(s) \quad 3.13$$

et $R(s) = K(s).[I + G(s).K(s)]^{-1}$

La matrice R n'a, jusqu'à présent, pas été baptisée. Ces fonctions jouent un rôle essentiel lors de la quantification des performances et des marges de stabilité d'une boucle de régulation.

2.4 __STABILITÉ

Des balbutiements du formalisme Entrées-Sorties, Zames (dès 1959) et Sandberg (1963) énoncèrent les concepts de base tels celui de gain, de conicité, de positivité,... A cette même époque, étudiant l'effet de distorsions non linéaires dans les boucles de retour à bande passante limitée, Zames énonce le théorème dit du "petit gain". Ce théorème est réutilisé dans l'étude, par l'approche fréquentielle, de la stabilité des systèmes multivariables perturbés.

2.4.1 __STABILITÉ INTERNE ET STABILITÉ ENTRÉE-SORTIE

La condition de stabilité entrée-sortie est réalisée si tous les pôles commandables et observables de $M(s)$ ont leur partie réelle négative :

$$M(s) = C.(s.I - A)^{-1}.B + D \quad \text{avec} \quad M: \begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u \\ y = C.x + D.u \end{cases} \quad 3.14$$

Il existe une notion hiérarchiquement dominante à la stabilité entrée-sortie, garantissant un fonctionnement correcte du système de commande :

Définition on dit que M est stable de manière interne (ou simplement stable) si tous les zéros de son polynôme caractéristique $\phi(s) = \det(s.I - A)$ se situent dans le demi-plan gauche du plan complexe.

Théorème La stabilité interne du système linéaire M est équivalente à la stabilité de la matrice de transfert $M(s)$ si et seulement si M est stabilisable et détectable. Dans la suite de ce mémoire, la stabilité sera toujours comprise au sens interne du terme.

La stabilité peut alors être vérifiée par l'examen des zéros du polynôme caractéristique du système nominal bouclé donné par la relation ci-dessous (sans simplification de pôles et de zéros instables dans le produit GK) :

$$\phi(s) = \phi_g(s) \cdot \phi_k(s) \cdot \det(I + K(s) \cdot G(s)) \tag{3.15}$$

où $\phi_k(s)$ représente le polynôme caractéristique du correcteur $K(s)$
 $\phi_g(s)$ représente le polynôme caractéristique du système $G(s)$

2.4.2 STABILITÉ ROBUSTE

Contrairement aux hypothèses émises précédemment, l'approximation du système réel (figure 3.7) par un modèle linéaire de dimension finie G est erronée. La réalité ne concède même pas l'homogénéité temporelle (vieillessement et usure des composants mécaniques, variations de température,...). Le système bouclé doit dès lors être muni d'un correcteur garantissant la stabilité interne pour tout système G_p au voisinage du système nominal G .

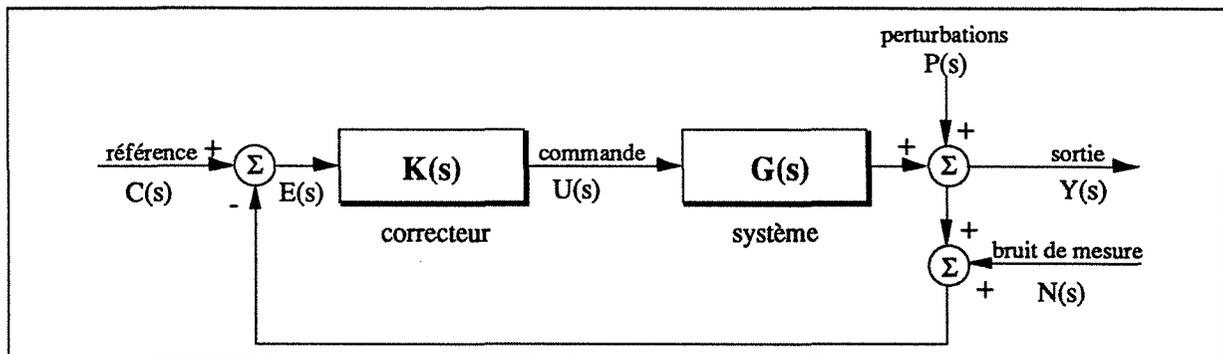


fig.3.7 : Système réel

Théorème Supposons le système nominal stable de manière interne, et le produit $G(s) \cdot K(s)$ dépourvu de pôle sur l'axe imaginaire (sans simplification de pôles et de zéros instables dans le produit GK). Alors le système réel est stable de manière interne si et seulement si :

$$\forall \omega \in \mathbb{R}, \forall \epsilon, 0 \leq \epsilon \leq 1, \det(I + (I + \epsilon \Delta(j\omega)) \cdot G(j\omega) \cdot K(j\omega)) \neq 0 \tag{3.16}$$

La garantie d'une bonne robustesse est fortement liée à la mesure de la marge de stabilité multivariable, dépendante des incertitudes. Il est donc très important de soigner la définition de ces dernières, le système réel s'écartant parfois sévèrement du système nominal, comme explicité à la figure 3.8.

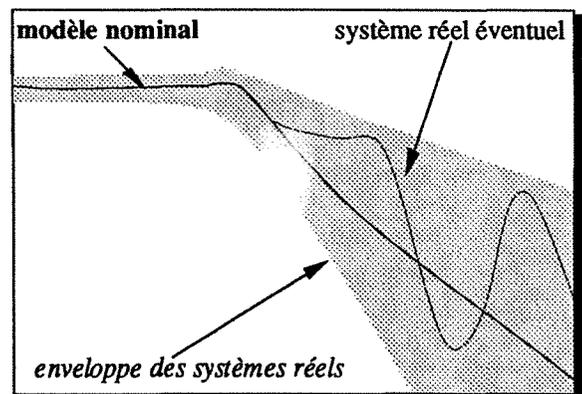


fig.3.8 : Enveloppe des systèmes réels

2.4.3 THÉORÈME DES PETITS GAINS ET DE STABILITÉ ROBUSTE

Une condition suffisante de stabilité robuste est exprimée sous forme d'un théorème élaboré par Sandberg et Zames. Ce théorème, connu sous l'appellation du "petit gain" (se référer également aux travaux de Vidyasagar en 78), peut s'énoncer de la manière suivante.

Théorème

Les transferts H_1 et H_2 étant stables, le système bouclé décrit par la figure 3.9 est stable si l'inégalité suivante sur les gains est vérifiée:

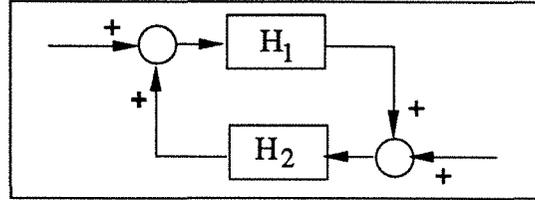


fig.3.9 : Système bouclé

$$\bar{\sigma}(H_1(j\omega)) \cdot \bar{\sigma}(H_2(j\omega)) < 1, \forall \omega \in \mathbb{R} \tag{3.17}$$

Soit un système mono-entrée, mono-sortie $G(s)$, bouclé par un correcteur $K(s)$, le critère habituel de Nyquist stipule que le système bouclé est stable si le lieu de Nyquist de :

$$L(j\omega) = G(j\omega) \cdot K(j\omega) \tag{3.18}$$

n'entoure pas le point critique $-1+0j$ dans le plan complexe. Il est possible de quantifier la robustesse de la stabilité en mesurant la distance séparant le lieu de Nyquist du point critique (figure 3.10).

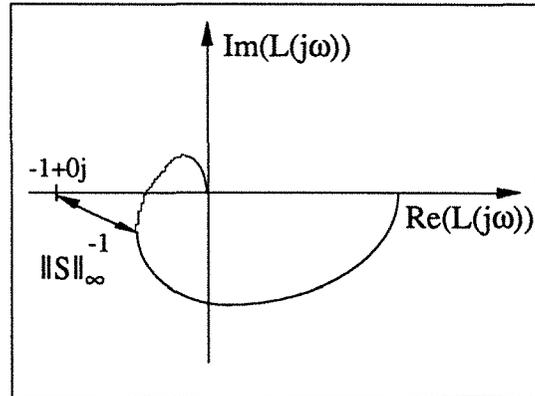


fig.3.10 : Distance lieu de Nyquist-point critique

La norme $\|S\|_\infty^{-1}$ (encore appelée marge de gain-phase) représentant ladite distance est donnée par l'égalité :

$$\inf_{\omega} |1 + G(j\omega) \cdot K(j\omega)| = \frac{1}{\| (I + G \cdot K)^{-1} \|_\infty} = \|S\|_\infty^{-1} \tag{3.19}$$

où $|| \cdot ||$ représente le module.

Les diagrammes de Bode en valeurs singulières des fonctions $R(s)$ et $T(s)$ sont utilisés afin de quantifier la marge de stabilité multivariable, respectivement face à des perturbations additives (Δ_A) et multiplicatives (Δ_M) présente dans le procédé. La plus petite perturbation pouvant déstabiliser le procédé devient $\bar{\sigma}(\Delta_A(j\omega))$ dans le premier cas, et $\bar{\sigma}(\Delta_M(j\omega))$ dans le second :

$$\bar{\sigma}(\Delta_M(j\omega)) = \frac{1}{\bar{\sigma}(T(j\omega))} \quad \text{ou} \quad \bar{\sigma}(\Delta_A(j\omega)) = \frac{1}{\bar{\sigma}(R(j\omega))} \tag{3.20}$$

Ces valeurs singulières étant représentatives de la dimension de la plus petite perturbation déstabilisante, plus cette dernière sera importante et plus grande sera la marge de stabilité du système.

Par application du théorème des petits gains, on obtient la condition de stabilité robuste suivante : le système bouclé perturbé est stable de manière interne si le système nominal est lui-même stable de manière interne et, si une des deux conditions suivantes est vérifiée :

$$\bar{\sigma}(\Delta_M(j\omega)) < \frac{1}{\bar{\sigma}(T(j\omega))} \quad \text{ou} \quad \bar{\sigma}(\Delta_A(j\omega)) < \frac{1}{\bar{\sigma}(R(j\omega))} \quad 3.21$$

On obtient ainsi des conditions suffisantes, mais non nécessaires de stabilité robuste.

On conçoit au vu des énoncés subséquents qu'un régulateur robuste aura tendance à minimiser, sur les K stabilisants, la norme $\|I + G.K\|_\infty$. Ce résultat "petit gain" permet de monter aisément que le régulateur ainsi obtenu stabilise en fait une famille de systèmes autour de G. Le conservatisme des majorants des incertitudes résultants est fortement liés à la qualité de structuration de ces dernières. Il en résulte un risque de conservatisme excessif dans la boucle de régulation (tendance à une réduction trop forte de la bande passante).

2.4.4 MARGES DE STABILITÉ MULTIVARIABLE

Lehtomaki et consorts [2-21] ont généralisés dès 1981 la notion de marge de gain et de marge de phase aux systèmes multivariables. Ces marges dépendent du point d'application de la variation de gain ou de phase sur boucle de régulation.

Marge de gains en entrée Si la variation de gains est appliquée à l'entrée du système à commander, les gains peuvent varier simultanément sans déstabiliser la boucle de régulation, à condition que ces derniers demeurent dans la réunion des intervalles :

$$\left] 1-\beta_1 ; 1+\beta_1 \right[\quad \text{et} \quad \left] \frac{1}{1+\beta_2} ; \frac{1}{1-\beta_2} \right[\quad 3.22$$

$$\text{avec} \quad \begin{cases} \beta_1 = \min_{\omega} \underline{\sigma} (I + (K(j\omega).G(j\omega))^{-1}) = \min_{\omega} \frac{1}{\bar{\sigma}(T_e)} \\ \beta_2 = \min_{\omega} \underline{\sigma} (I + K(j\omega).G(j\omega)) = \min_{\omega} \frac{1}{\bar{\sigma}(S_e)} \end{cases} \quad 3.23$$

Marge de phases en entrée Si la variation de phases est appliquée à l'entrée du système à commander, les déphasages peuvent varier simultanément sans déstabiliser la boucle de régulation, à condition que ces derniers demeurent dans la réunion des intervalles :

$$\left] -2.\arcsin\left(\frac{\beta_1}{2}\right); 2.\arcsin\left(\frac{\beta_1}{2}\right) \right[\quad \text{et} \quad \left] -2.\arcsin\left(\frac{\beta_2}{2}\right); 2.\arcsin\left(\frac{\beta_2}{2}\right) \right[\quad 3.24$$

Marge de gains en sortie Si la variation de gains est appliquée à la sortie du système à commander, les gains peuvent varier simultanément sans déstabiliser la boucle de régulation, à condition que ces derniers demeurent dans la réunion des intervalles :

$$\left] 1-\alpha_1; 1+\alpha_1 \right[\quad \text{et} \quad \left] \frac{1}{1+\alpha_2}; \frac{1}{1-\alpha_2} \right[\quad 3.25$$

$$\text{avec} \quad \begin{cases} \alpha_1 = \min_{\omega} \underline{\sigma} (I + (G(j\omega).K(j\omega))^{-1}) = \min_{\omega} \frac{1}{\bar{\sigma}(T_s)} \\ \alpha_2 = \min_{\omega} \underline{\sigma} (I + G(j\omega).K(j\omega)) = \min_{\omega} \frac{1}{\bar{\sigma}(S_s)} \end{cases} \quad 3.26$$

Marge de phases en sortie Si la variation de phases est appliquée à la sortie du système à commander, les déphasages peuvent varier simultanément sans déstabiliser la boucle de régulation, à condition que ces derniers demeurent dans la réunion des intervalles :

$$\left] -2.\arcsin\left(\frac{\alpha_1}{2}\right); 2.\arcsin\left(\frac{\alpha_1}{2}\right) \right[\quad \text{et} \quad \left] -2.\arcsin\left(\frac{\alpha_2}{2}\right); 2.\arcsin\left(\frac{\alpha_2}{2}\right) \right[\quad 3.27$$

2.5 __COMPROMIS STABILITÉ - PERFORMANCES

Au début des années 80, d'autres compromis obligés entre performance et robustesse mis en évidence par Bode (1945) et Horowitz (1963) sont analysés dans le cadre multivariable. Les mots clés en commande robuste sont performance : capacité à bien suivre un objectif de commande (suivi de consigne, rejet de perturbation (bande passante)), et robustesse : comportement du système en présence de perturbations (incertitudes, erreurs de modélisation, variations de paramètres).

Comme $S + T = I$, on ne peut donc minimiser les fonctions sensibilité et sensibilité complémentaire sur l'intégralité de la bande passante. C'est pourquoi, priorité est donnée aux performances en basses fréquences et à la stabilité en hautes fréquences (hors de la bande passante). Ainsi, les contraintes sur les conditions de robustesse en stabilité et de performances affectent des gammes de fréquences différentes.

Le nécessaire compromis entre ces deux objectifs se traduit sur la fonction de transfert en

boucle ouverte $G(s).K(s)$ par la satisfaction des contraintes de grand gain aux basses fréquences (afin d'estomper l'influence des perturbations sur le procédé) et inversement aux hautes fréquences (afin de minimiser l'influence des dynamiques négligées), comme présenté figure 3.11.

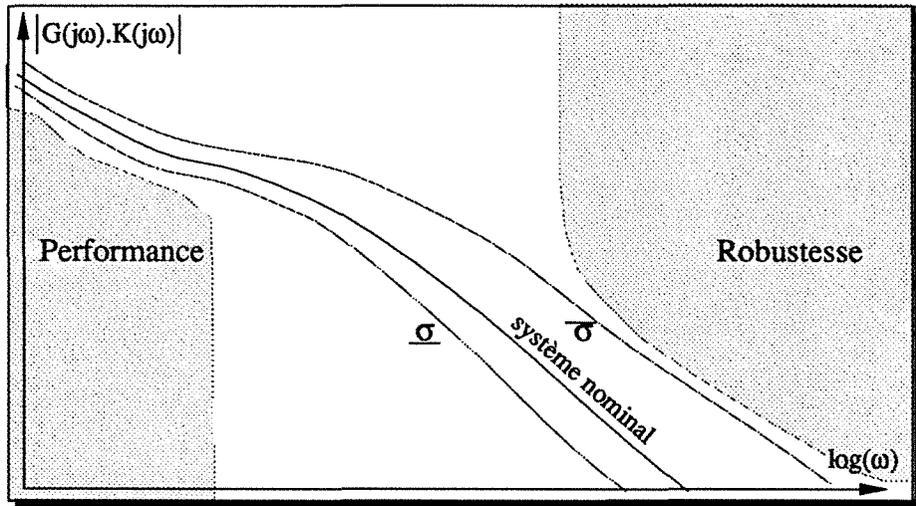


fig.3.11 : Contraintes sur les gains

Ce qui se traduit sur le plan de :

- la robustesse par $(I + G(j\omega).K(j\omega))^{-1}.G(j\omega).K(j\omega)$ petit
(pour ω grand, hors de la bande passante)
- la sensibilité par $(I + G(j\omega).K(j\omega))^{-1}$ petit
(pour ω petit, dans la bande passante)

2.5.1 ___ ETUDE DU COMPROMIS STABILITÉ/PERFORMANCES

L'analyse de ce compromis peut s'effectuer au travers de six fonctions de sensibilité, images des transferts caractéristiques du comportement de la boucle fermée :

$S_s = [I + G.K]^{-1}$: est caractéristique de la performance au nominal, et des marges de gains-phase en sortie (robustesse vis-à-vis des non linéarités en sortie, telles les capteurs).

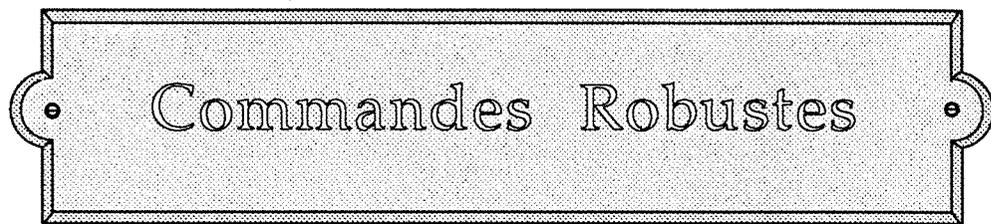
$S_e = [I + K.G]^{-1}$: est caractéristique des marges de gains-phase en entrée (robustesse vis-à-vis des non linéarités en entrée, telles les saturations des actionneurs).

$T_s = [I + G.K]^{-1}.G.K$: caractérise la robustesse de la stabilité vis-à-vis d'incertitudes multiplicatives en sortie (dynamiques négligées des capteurs).

$T_e = [I + K.G]^{-1}.K.G$: caractérise la robustesse de la stabilité vis-à-vis d'incertitudes multiplicatives en entrée (dynamiques négligées des actionneurs).

$S_{yu} = [I + G.K]^{-1}.G$: caractérise la sensibilité de la sortie à un bruit d'entrée, ainsi que la robustesse vis-à-vis d'incertitudes par bouclage. Préviend des simplifications des pôles oscillants du système par les zéros du régulateur.

$S_{uy} = [I + K.G]^{-1}.K$: caractérise la sensibilité de la commande à un bruit de sortie, ainsi que la robustesse vis-à-vis d'incertitudes additives. Préviend des simplifications des zéros oscillants du système par les pôles du régulateur.



Commandes Robustes

COMMANDES ROBUSTES

Le concept de commande "robuste" rencontre l'intérêt de quelques uns dès le début des années soixante. Son succès ne s'est jamais démenti, et aujourd'hui encore il fédère sous sa seule bannière plus de 12 % de la recherche en Automatique. Si les méthodes linéaires quadratiques n'ont cessé de progresser, d'autres techniques de synthèse apparues plus tardivement se révèlent être d'intéressants paradigmes. C'est le cas notamment des stratégies de commande par modes glissants, d'origine russe et actuellement très en vogue au Japon.

1 INTRODUCTION

Les régulateurs expérimentés en partie suivante sont élaborés à partir d'un modèle mathématique linéaire à temps invariant. L'usage de modèles linéaires est toujours fort répandu. Certes, la modélisation de non-linéarités, telles le défaut d'homocinétisme, lors de la phase de conception de la commande est envisageable. Mais, outre la difficile recherche d'un parangon, les complications quant à l'estimation de la position exacte de la charge (par rapport à celle de l'ensemble de motorisation), du fait de la présence de jeux et d'élasticités, compromettent les retombées attendues de son bon usage. De plus, un tel défaut peut n'apparaître qu'à la suite d'opérations de maintenance (voire d'incidents de production) et non lors de la phase de conception du système. Le vocable "nominal" caractérise un processus idéalisé, dépourvu de certaines non-linéarités, d'incertitudes, de variations paramétriques et monovalent. La robustesse des asservissements s'impose, dès lors, comme l'un des critères les plus pertinents à considérer. Par vocation, les structures de commande dites robustes se révèlent à même de stabiliser simultanément une famille de systèmes, définie à partir d'un système nominal. Si les techniques dites robustes actives, ou auto-adaptatives, sont appelées à modifier les coefficients des correcteurs en fonction de l'évolution des paramètres du système durant son fonctionnement afin de maintenir à son optimum le critère de performance (commandes avec identification du système, ou MRAC), a contrario les techniques dites robustes passives n'exigent (en ligne) ni identification, ni modification de coefficients. Cette seconde approche intègre les méthodes basées sur la théorie du contrôle optimal (linéaires quadratiques, H_{∞}), des modes glissants,...

En désirant aborder la commande du processus sous un aspect multivariable, les commandes de type "Crone" se sont trouvées écartées momentanément de nos investigations (extension multivariable en cours). Sélectionnés pour leur facilité de mise en œuvre et de

réglage, leur réputation de robustesse, les correcteurs issus de la lignée des commandes linéaires quadratiques répondent a priori à nos besoins. La présence de frottements secs induisant une erreur statique rédibitoire, un intégrateur sera associé au régulateur LQ à partir duquel seront développées les commandes à implanter. La limitation volontaire du nombre de capteurs équipant l'installation conduit à la reconstruction d'une des variables d'état. On aboutit alors à un régulateur LQG à la robustesse et aux performances réduites. Via une procédure de restitution du transfert de boucle (régulateur LQG/LTR)[2-20], [2-01], [2-13], [2-28], [2-03], [2-24], [2-05],..., il apparaît possible de se rapprocher des caractéristiques idéales du correcteur LQ. Améliorer encore les conditions du compromis stabilité/performances impose l'augmentation du système par des pondérations fréquentielles. Le processus se révélant mal conditionné, il conviendra alors d'éviter de modifier trop sensiblement les caractéristiques du système aux alentours de 21 rd/sec (se référer aux courbes 2.8 à 2.10). A l'opposé de ces commandes linéaires, autorisés par la présence d'un convertisseur statique, deux régulateurs fonctionnant par modes glissants sont également expérimentés. Non-linéaires par définition, deux variantes de ces correcteurs sont présentées. Plus "rustique", mais également d'une mise en œuvre plus aisée, la première version voit ses commutations se réaliser au niveau de l'organe de puissance. Avec ses commutations reportées au niveau des des grandeurs de contre-réaction d'état, la seconde approche permet une meilleure prise en compte des incertitudes sur le système. Certes plus conventionnel, un régulateur à retard/avance de phase conçu de manière analytique est présenté, permettant ainsi de quantifier l'apport réel de ces méthodes dites modernes.

Bien qu'en présence d'un processus continu, le choix d'une commande numérique (donc discrète) engendre trois options quant à la manière de réaliser la synthèse d'un correcteur. Si la fréquence d'échantillonnage s'avère très inférieure à $|\operatorname{Re}(\lambda)|$, on optera pour la synthèse d'un correcteur continu, avant discrétisation de ce dernier. Dans les cas contraires, après discrétisation du procédé, soit l'élaboration du correcteur discret s'effectuera directement [1-11], au risque de complexifier la réalisation du compromis robustesse/performances, soit (via la transformée en w) la conception du correcteur s'accomplira en continu avant discrétisation. Dans ce dernier cas, la confrontation avec un système à non-minimum de phase (présence de zéros instables) est inévitable. Parce que le processus réel est continu et parce que la dégradation de la robustesse est proportionnelle à la période d'échantillonnage [2-05], notre choix c'est naturellement porté sur la première des options ci-dessus présentées.

Commandes optimales linéaires quadratiques (utilisées ici dans le cadre du compromis robustesse/performances), sans ou avec pondérations fréquentielles, commandes par modes glissants, régulateur à retard/avance de phase, toutes ses approches (après développement à cette partie) feront au cours d'une dernière partie, l'objet d'expérimentations sur le procédé électromécanique décrit dans le détail à la partie 2.

2 __COMMANDES LINÉAIRES QUADRATIQUES

Une synthèse du vocable “commande robuste” définit celui-ci comme une commande à même de stabiliser simultanément une famille de systèmes, éventuellement non linéaires ou de dimension infinie, définie à partir d’un système nominal (choisi généralement, quant à lui, linéaire et rationnel), perturbations et/ou incertitudes sur ce système nominal étant à l’origine de la famille sus-nommée.

Prémices aux actuelles théories, la *commande linéaire quadratique LQ*, voit ses qualités intrinsèques énoncées par Kalman en 1964 (d’après ses premiers travaux datant de 1959). Sous couvert d’une observation complète, celle-ci garantit en effet (en monovariante), outre une marge de gain infinie, une marge de phase d’au moins 60 degrés (Anderson et Moore en 1971). En cas d’observation partielle, seul régnait le principe de séparation déterministe consacrant la stabilité de l’union des modes de l’observateur et du retour d’état, à la condition que leurs modes respectifs soient stables. Ce n’est que huit ans plus tard qu’une alternative adaptée au cas d’une observation partielle de systèmes stochastiques voit le jour (principe de séparation stochastique) : la *commande linéaire quadratique gaussienne* (synthèse LQ (optimale) + filtre de Kalman = synthèse LQG), ou *LQG* (abréviation anglaise), et il faut attendre encore quelques années pour que Safanov et Athans (1977) étendent les propriétés des régulateurs monovariants aux cas multivariants.

Les années 80 apportèrent leurs chapelets de contre-exemples, aujourd’hui classiques, concernant les marges de stabilité de la commande LQG (Athans, Doyle, Stein). Le concept de *commande linéaire quadratique gaussienne avec restitution du transfert de boucle*, connu en anglais sous l’abréviation *LQG/LTR* (full state feedback Loop Transfert Recovery) et proposé par Kwakernaak et Sivan, se positionne d’entrée comme une solution à même de recouvrer les propriétés de robustesse et de performances propre à la commande LQ.

2.1 __RÉGULATEUR LQ AVEC INTÉGRATEUR

La théorie de la commande optimale linéaire quadratique (LQ) suppose un accès direct à toutes les variables d’état lors de l’élaboration de la commande. Outre l’hypothèse d’un retour d’état complet, la synthèse d’un tel régulateur suppose l’existence d’un système nominal exempt de tout bruit de système et de mesure.

2.1.1 ____CALCULS DU RÉGULATEUR LQ AVEC INTÉGRATEUR

Considérons le modèle nominal dynamique linéaire invariant du processus physique sous sa forme d’espace d’état :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.u + D.d + R.r \\ y = C.X \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \Omega_c = H.X \\ \dot{q} = \Omega_c - r \end{cases} \quad 4.1$$

avec

- A : matrice d'évolution du système
- B : matrice d'application de la commande
- D : matrice d'application de la perturbation extérieure
- R : matrice de pondération de la consigne
- C : matrice d'observation du système
- H : matrice de sélection de la sortie régulée

où X représente le vecteur des variables d'état, u le vecteur de commande, d celui du couple de perturbations extérieures, r la consigne, y le vecteur des mesures, Ω_c la sortie à réguler et q l'intégration de l'erreur de sortie (objectif). Cette intégration permet d'assurer la poursuite entre la consigne r et la sortie à réguler Ω_c , de rejeter les perturbations constantes [2-01][2-20]. La commande u, ainsi que la consigne r sont ici scalaires.

L'objectif peut être intégré au vecteur des variables d'état, permettant ainsi de condenser les écritures. On obtient alors un modèle linéaire dynamique augmenté :

$$\begin{cases} \dot{X}_a = A_a.X_a + B_a.u + D_a.d + R_a.r \\ \Omega_c = H_a.X_a \end{cases} \quad \text{avec} \quad X_a = \begin{bmatrix} X \\ q \end{bmatrix} \quad 4.2$$

avec $A_a = \begin{bmatrix} A & 0 \\ H & 0 \end{bmatrix}$, $B_a = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}$, $D_a = \begin{bmatrix} D \\ 0 \end{bmatrix}$, $R_a = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix}$ et $H_a = [H \ 0]$

On s'assurera que la paire (A_a, B_a) est stabilisable (tous les modes instables de \dot{X}_a sont contrôlables).

Il existe une commande u par retour d'état minimisant l'indice de performance (coût déterministe) quadratique J :

$$J = \int_0^{\infty} (X^T.Q.X + \alpha.q^2 + \rho.u^2).dt = \int_0^{\infty} (X_a^T.Q_a.X_a + \rho.u^2).dt \quad 4.3$$

où $X_a = \begin{bmatrix} X \\ q \end{bmatrix}$ et $Q_a = \begin{bmatrix} H^T.Q.H & 0 \\ 0 & \alpha \end{bmatrix} \geq 0$, $\rho > 0$

La minimisation du critère J ne revêt pas d'intérêts économiques, la matrice de pondération Q et les coefficients α et ρ ne représentent que des paramètres de synthèse. En fait,

ces derniers permettent de moduler le compromis performances/robustesse exprimé par l'indice de performance J.

La solution consiste à prendre pour u une fonction linéaire de l'état $u = -K_x \cdot X - K_i \cdot q$ ou dans le cas d'un système augmenté $u = -K_a \cdot X_a$, où $K_a = [K_x \quad K_i]$ est obtenu par optimisation linéaire quadratique. La matrice de retour d'état optimal K_a est obtenue d'après $K_a = \rho^{-1} \cdot B \cdot P_c$, où P_c satisfait l'équation algébrique de Riccati :

$$A_a^T \cdot P_c + P_c \cdot A_a - P_c \cdot B \cdot \rho^{-1} \cdot B^T \cdot P_c + Q_a = 0 \tag{4.4}$$

En plus de la stabilité de la paire (A_a, B_a) , la stabilité de la commande LQ nécessite que la paire (A_a, Q_a) n'ait pas de modes non-observables sur l'axe imaginaire (α doit donc être strictement positif). Le diagramme-bloc ci-dessous présente la structure du correcteur optimal linéaire quadratique à élaborer (figure 4.1).

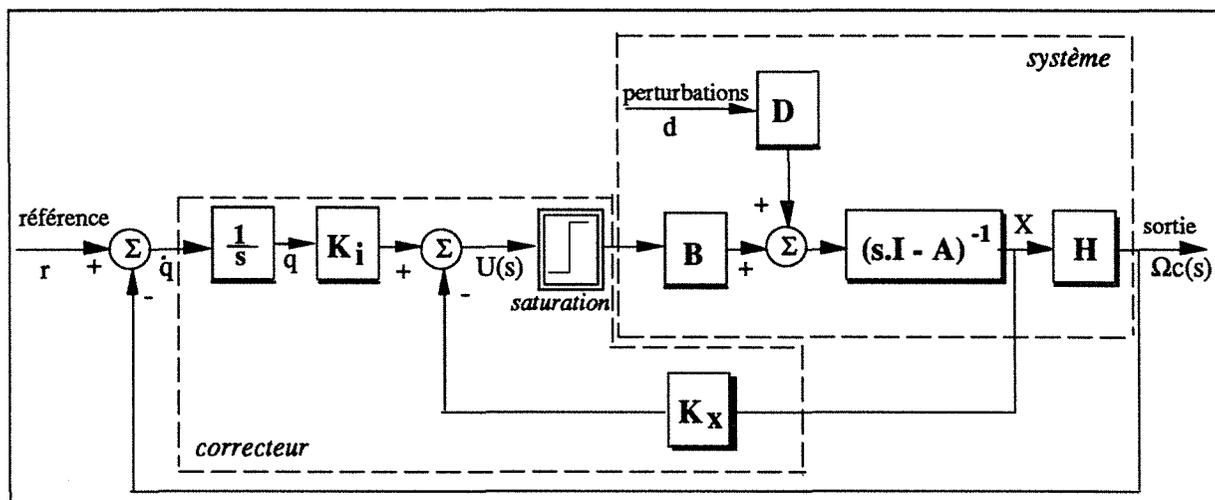


fig.4.1 : Régulateur LQ avec intégrateur

Une représentation simplifiée possible et équivalente de la synthèse du correcteur linéaire quadratique illustrée figure 4.1 est donnée figure 4.2.

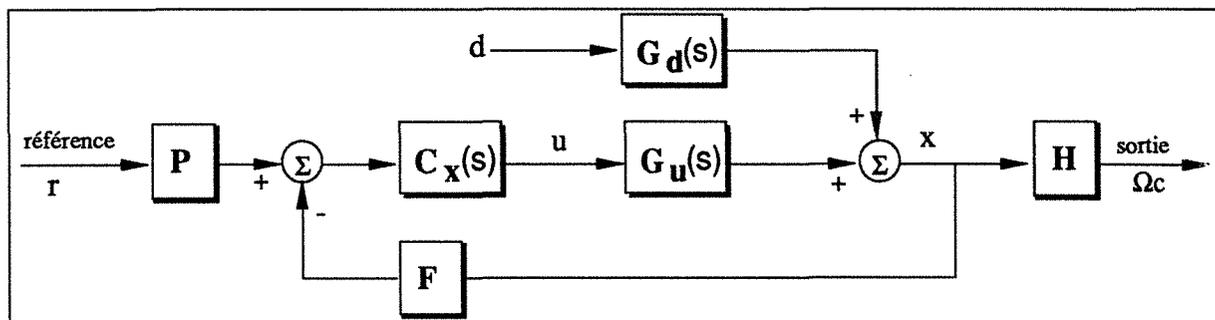


fig.4.2 : Représentation simplifiée du régulateur LQ avec intégrateur

où $\begin{cases} G_u(s) = (s.I - A)^{-1} \cdot B \\ G_d(s) = (s.I - A)^{-1} \cdot D \end{cases}$, et le correcteur LQ : $C_x(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{s} \cdot K_i & K_x \end{bmatrix}$

La commande u est une fonction linéaire de l'état, obtenue par optimisation linéaire quadratique du même critère de performance que précédemment :

$$u = K(s).(P.r - F.X) \quad \text{avec} \quad F = \begin{bmatrix} H \\ I \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad P = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad 4.6$$

soit dans les deux configurations équivalentes présentées, la commande u du procédé :

$$u = \frac{K_i}{s} \cdot (r - \Omega_c) - K_x \cdot X \quad 4.7$$

2.1.2 ANALYSE DE LA ROBUSTESSE DE LA COMMANDE LQ

Soit la fonction de transfert du processus : $H_a(s.I - A_a)^{-1} \cdot B_a$

La diminution de la sensibilité aux perturbations, ainsi qu'aux incertitudes paramétriques est obtenue par la fermeture de la boucle de régulation. Dans le cas monovarié, on dispose de la relation établie par Kalman en 1964 :

$$|1 + L(s)| \geq 1 \quad \text{et} \quad L(s) = K.(s.I - A)^{-1} \cdot H \quad \text{donc} \quad |S| \leq 1 \quad 4.8$$

d'où $\begin{cases} \text{une marge de gain (MG) infinie} \\ \text{une marge de phase (MP) de } \pm 60^\circ \end{cases}$

Dans le cas multivarié, l'inégalité de Kalman peut prendre la forme suivante [47] :

$$(I + L(j\omega))^* \cdot R \cdot (I + L(j\omega)) \geq R \quad \forall \omega \quad 4.9$$

où R représente la pondération sur la commande ($R > 0$)

$G^*(s)$ représente la transposée complexe conjuguée de $G(s)$ ($G^*(s) \neq G^T(-s)$)

si, de plus, R est diagonale, Lehtomaki a montré que $\begin{cases} \text{MG} = \left[\frac{1}{2}; \infty \right[\\ \text{MP} = \left] -60; 60 \right[\end{cases}$

$$\text{Dans l'hypothèse où } R = \rho \cdot I, \quad \sigma_i [I + L(j\omega)] = \sqrt{1 + \frac{1}{\rho} \cdot \sigma_i^2 (H_a(j\omega.I - A_a) \cdot B_a)} \quad 4.10$$

si ρ tend vers zéro, les valeurs singulières de la fonction sensibilité ont tendance à devenir très petites ("Cheap Control"). $\forall \rho > 0$, on a (d'après la formule 4.10) dès lors $\underline{\sigma}(I + L(j\omega)) \geq 1$, d'où $\overline{\sigma}(S(j\omega)) \leq 1$ gage de bonnes performances et de robustesse. De même, on tire de l'équation 5.10 $\underline{\sigma}(I + L(j\omega)^{-1}) \geq \frac{1}{2} \quad \forall \omega$, d'où $(\overline{\sigma}(T(j\omega)))^{-1} \geq \frac{1}{2}$ assurant la stabilité robuste aux incertitudes multiplicatives ($\|\Delta M\|_\infty < \frac{1}{2}$).

2.2 __RÉGULATEUR LQG/LTR

Très souvent, l'accès à certaines variables du système se révèle physiquement ou/et économiquement irréalisable. Cependant les sorties du système directement accessibles à la mesure peuvent généralement s'exprimer sous forme de combinaisons linéaires des variables d'état, rendant possible une reconstruction de l'état. De même, les procédés réels sont affectés par des bruits, notamment de mesures, qu'il convient de filtrer. Les intéressantes propriétés de robustesse d'un régulateur conçu pour un retour d'état optimal peuvent disparaître à l'introduction d'un filtre/observateur, de Kalman par exemple. Par exemple, les correcteurs de types LQG peuvent, de manière arbitraire (Doyle en 1978) [2-11], rétrécir sensiblement la marge de stabilité du système. On conseille généralement, en pareil cas, de sélectionner une dynamique pour l'observateur beaucoup plus rapide que celle du retour d'état. Cette option peut cependant se révéler erronée comme l'ont mis en évidence Doyle et Stein [2-12].

La méthode de synthèse *LQG/LTR* a alors été proposée [2-13] pour que les lois de commande obtenues à partir de sorties mesurées puissent restituer les qualités des correcteurs optimaux linéaires quadratiques (performances et robustesse). Ceci est valable aussi bien avec un observateur d'état complet qu'avec un observateur d'ordre réduit de Luenberger, comme l'ont démontré Sogaard et Andersen en 1987. La méthode *LQG/LTR* consiste à simplifier les zéros du système par la dynamique de l'observateur. Cette méthode peut poser des problèmes de stabilité interne lorsque le système est à non-minimum de phase, en effet, des zéros du système peuvent se trouver simplifiés par certains pôles de l'observateur.

2.2.1 ____RÉGULATEUR LINÉAIRE QUADRATIQUE GAUSSIEN (LQG)

En vertu du principe de séparation stochastique (Anderson et Moore)[2-01], la commande optimale LQG peut être obtenue au moyen d'une commande linéaire quadratique $u = -K \hat{x}$ (les bruits de mesure et de système étant considérés comme Gaussiens), l'estimation \hat{x} de l'état étant obtenue par l'intermédiaire d'un filtre de Kalman. Les modes de la boucle fermée ainsi obtenue seront constitués de l'union des modes issus du retour d'état LQ et de ceux résultant de la présence de l'observateur. Le modèle augmenté (formule 4.1) ne peut générer un filtre de Kalman stable, la paire (A_a, C_a) n'étant pas détectable ($C_a = [C \ 0]$, le mode nul correspondant à l'intégrateur n'est pas observable pour cette paire). C'est pourquoi le schéma de commande retenu (LQG avec intégrateur) correspond au diagramme présenté figure 5.3. Le filtre de Kalman reconstruit l'état X du système, mais pas l'intégration de l'erreur de boucle q .

Afin de déterminer le filtre de Kalman, considérons le modèle nominal dynamique linéaire invariant du processus physique stochastique (en présence de bruits d'évolution et de mesures) sous sa forme d'espace d'état :

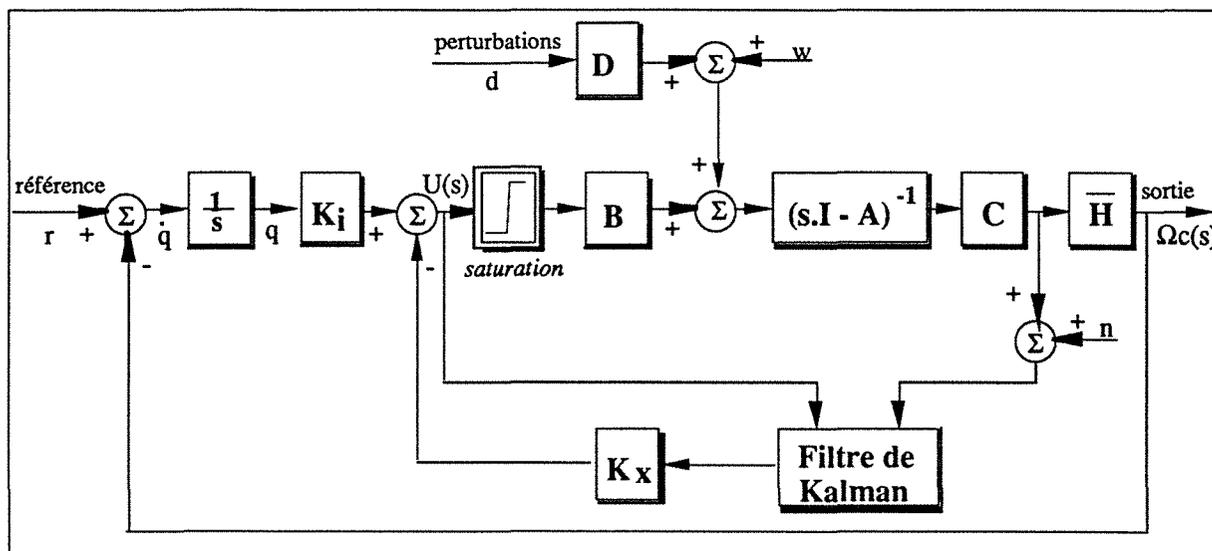


fig.4.3 : Régulateur LQG

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot u + w \\ z = C \cdot X + n = y + n \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \Omega_c = \bar{H} \cdot X \\ \dot{q} = \Omega_c - r \end{cases} \quad 4.11$$

où z est le vecteur des mesures bruitées, w et n étant les bruits d'évolution et de mesures. Ces bruits sont blancs, Gaussiens, à moyennes nulles et mutuellement décorrélés. De plus, ils sont indépendant de l'état initial. Leurs matrices de covariances sont :

$$E(w \cdot w^T) = W \geq 0 \quad \text{et} \quad E(n \cdot n^T) = V > 0$$

Le filtre de Kalman, c'est-à-dire la recherche d'une estimée optimale \hat{X} de l'état X (au sens de la minimisation de l'erreur $\epsilon = X - \hat{X}$), est donnée par l'équation d'état suivante [2-01] [2-20] [2-24] :

$$\dot{\hat{X}} = A \cdot \hat{X} + B \cdot u + K_f (z - C \cdot \hat{X}) \quad 4.12$$

où la matrice de gain du filtre de Kalman K_f est donnée par $K_f = P_f \cdot C^T \cdot V^{-1}$, P_f étant la variance de l'erreur d'estimation :

$$P_f = E((X - \hat{X}) \cdot (X - \hat{X})^T) \quad 4.13$$

et satisfaisant à l'équation de Ricatti algébrique :

$$P_f \cdot A^T + A \cdot P_f - P_f \cdot C^T \cdot V^{-1} \cdot C \cdot P_f + W = 0 \quad 4.14$$

La stabilité du filtre de Kalman est assurée par la détectabilité de la paire (A, C) et par la non-existence de modes non-commandables sur l'axe imaginaire pour la paire (A, \sqrt{W}) . La loi de commande obtenue avec le correcteur LQG devient :

$$u = -K_x \begin{bmatrix} \hat{X} \\ q \end{bmatrix} = -K_x \cdot \hat{X} - K_i \cdot q \quad 4.15$$

En vertu du principe de séparation déterministe, les modes en boucle fermée résultent de l'union entre les modes issus de la commande LQ avec intégrateur (valeurs propres de $A_a - B_a.K_a$) et de ceux donnés par le filtre de Kalman (valeurs propres de $A - K_f.C$). Le correcteur LQG est une matrice de transfert ayant comme entrée la référence r et les sorties mesurées z , la commande u comme sortie. On peut considérer que \hat{X} correspond à la variable d'état du correcteur. Ainsi, en combinant les équations 4.12 et 4.15, on obtient :

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + B.K_x.\hat{X} - \frac{B.K_i}{s}.\Omega_c + \frac{B.K_i}{s}.r - K_f.C.\hat{X} + K_f.z \quad \text{et} \quad \Omega_c = \bar{H}.z \quad 4.16$$

$$\text{d où} \quad \dot{\hat{X}} = (A + B.K_x - K_f.C).\hat{X} + \frac{B.K_i}{s}.r + \left(K_f - \frac{B.K_i.\bar{H}}{s} \right).z \quad 4.17$$

La loi de commande ainsi obtenue adopte la formulation suivante :

$$u = K_x.(s.I - A + B.K_x + K_f.C)^{-1} \left(-K_f.z + \frac{B.K_i.\bar{H}}{s}.z - \frac{B.K_i}{s}.r \right) - \frac{K_i.\bar{H}}{s}.z + \frac{K_i}{s}.r \quad 4.18$$

Afin d'augmenter la lisibilité du correcteur employé par la partie commande et satisfaire, au niveau de la conception, à des critères de faisabilité technique (notamment de temps réel), on adopte la configuration définie par Safonov, Laub et Hartmann [2-28] (figure 4.4).

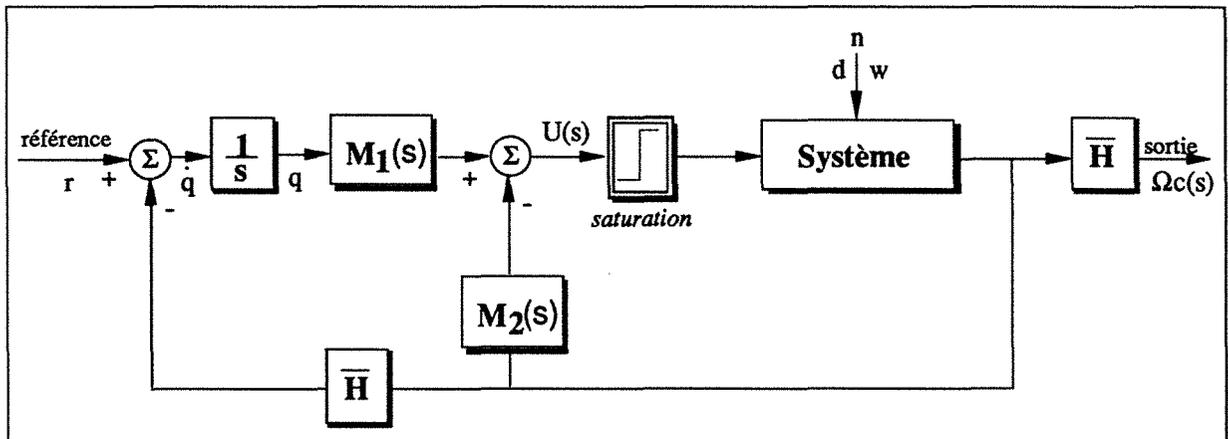


fig.4.4 : Configuration implémentable du correcteur LQG

L'équation 4.18 permet l'obtention des matrices de transfert suivantes :

$$M_1(s) = -K_x.(s.I - A + B.K_x + K_f.C)^{-1}.B.K_i + K_i \quad 4.19$$

$$\text{et} \quad M_2(s) = K_x.(s.I - A + B.K_x + K_f.C)^{-1}.K_f \quad 4.20$$

La loi de commande u relative à la configuration équivalente présentée ci-dessus, physiquement implémentable, devient :

$$u = \begin{bmatrix} \frac{1}{s} M_1(s) & M_2(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot r - \begin{bmatrix} \bar{H} \\ I \end{bmatrix} \cdot z = K_z(s) \cdot (\bar{P} \cdot r - \bar{F} \cdot z) \quad \text{avec} \quad K_z(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{s} M_1(s) & M_2(s) \end{bmatrix} \quad 4.21$$

L'analyse des performances et de la robustesse du système présenté repose sur l'étude des fonctions sensibilités S et sensibilités complémentaires T décrites depuis l'entrée (indice e) ou les sorties (indice s) du système à commander.

$$S_e(s) = (I + L_e(s))^{-1}, \quad S_s(s) = (I + L_s(s))^{-1} \quad 4.22$$

$$\text{et} \quad T_e(s) = L_e(s) \cdot (I + L_e(s))^{-1}, \quad T_s(s) = L_s(s) \cdot (I + L_s(s))^{-1}$$

où $L_e(s) = K_z(s) \cdot \bar{F} \cdot \bar{G}_u(s)$ et $L_s(s) = \bar{G}_u(s) \cdot K_z(s) \cdot \bar{F}$ sont les ratios des différences de retour.

Les matrices $\bar{G}_u(s)$ et $\bar{G}_d(s)$ sont données par :

$$\bar{G}_u(s) = C \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot B = C \cdot G_u(s) \quad \text{et} \quad \bar{G}_d(s) = C \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot D = C \cdot G_d(s) \quad 4.23$$

Ainsi, les équations relatives à la commande et au vecteur de sortie adoptent l'écriture suivante :

$$y = -T_s(s) \cdot n + S_s(s) \cdot \bar{d} + S_s(s) \cdot \bar{G}_u(s) \cdot K_z(s) \cdot \bar{P} \cdot r \quad 4.24$$

$$u = S_e(s) \cdot K_z(s) \cdot \bar{P} \cdot r - K_z(s) \cdot \bar{F} \cdot S_s(s) \cdot (\bar{d} + n) \quad \text{où} \quad \bar{d} = \bar{G}_d(s) \cdot d \quad 4.25$$

Les performances nominales élevées des régulateurs LQG s'obtiennent parfois au détriment de la robustesse (Doyle en 1978) [2-11]. Pour corriger ce néfaste effet, on peut considérer les matrices W et V non pas comme des variances, mais comme des paramètres de synthèse [2-28]. Ainsi, par le choix adéquat de ces matrices, il est possible de retrouver avec la méthode LQG/LTR les propriétés de robustesse et de performances du régulateur LQ énoncé précédemment.

2.2.2 _____ RESTITUTION DU TRANSFERT DE BOUCLE

La littérature propose des approches diverses lors de la présentation de la commande LQG/LTR obtenue à partir d'un filtre de Kalman (Doyle et Stein en 1987) [2-01] [2-13] [2-24] [2-29]. Stein et Athans en 1987 ont établi l'équivalence de la commande LQG/LTR avec la commande H₂ en mettant directement en évidence le compromis performances/robustesse (pondérations des fonctions S et T). Cette dernière approche fait, ci-dessous, l'objet d'une présentation.

2.2.2.1 _____ Analyse de la robustesse et des performances [2-29]

On considère une matrice de transfert M(s) :

$$\bar{\sigma}(M(j\omega))^2 = \lambda_{\max}(M(j\omega) \cdot M(j\omega)^*) \leq \sum \lambda_i(M(j\omega) \cdot M(j\omega)^*) = \text{Tr}(M(j\omega) \cdot M(j\omega)^*) \quad 4.26$$

où λ représente les valeurs propres du système

La norme 2 de cette matrice de transfert est donnée par :

$$\|M(s)\|_2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Tr}(M.M^*) . d\omega \quad 4.27$$

Si on définit $M(s)$ à partir des fonctions $S(s)$ et $T(s)$, il devient possible de prendre en compte le compromis stabilité/performances :

$$\text{on pose : } M = [S(j\omega).\Xi(j\omega) \quad T(j\omega)] \quad 4.28$$

La matrice $\Xi(s)$ jouant le rôle de pondération fréquentielle dans ledit compromis.

La recherche d'un correcteur $K(s)$ réalisant le compromis performances/robustesse pour l'installation $G(s)$ peut être obtenu en minimisant le critère suivant :

$$J = \int_0^{\infty} \left(\text{Tr} \left[S(j\omega).\Xi(j\omega).\Xi^*(j\omega).S^*(j\omega) \right] + \text{Tr} \left[T(j\omega).T^*(j\omega) \right] \right) . d\omega \quad 4.29$$

Vu le lien unissant les équations 4.28 et 4.29, la minimisation du critère J représente, en fait, une optimisation H_2 [2-28]. Afin d'explicitier cette liaison, considérons le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = A.X(t) + B.u(t) + \eta.w(t) \\ z(t) = C.X(t) + \mu.I.n(t) \\ \Omega_c(t) = H.X(t) \end{cases} \quad 4.30$$

où W et V représentent des bruits blancs, Gaussiens, décorrélés et de variances unitaires. Le critère LQG devient :

$$J = E \left\{ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\Omega_c^T . \Omega_c + \rho^2 . u^T . u \right) . dt \right\} \quad 4.31$$

La matrice H correspondant, dans la suite de ce mémoire, à la matrice de sélection des sorties à réguler; η , μ et ρ étant des paramètres de synthèse. L'optimalité ne constituant nullement notre principal objectif, on agira sur ces trois paramètres afin d'obtenir un compromis acceptable entre les fonctions S et T (performances/robustesse).

On définit : $G(s) = C.\Phi(s).B$, avec $\Phi(s) = (s.I - A)^{-1}$, le système 4.30 devient :

$$\begin{bmatrix} z \\ \Omega_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G & C.\Phi(s).\eta & \mu.I \\ H.\Phi(s).B & H.\Phi(s).\eta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ w \\ n \end{bmatrix} \quad 4.32$$

La loi de commande étant $u = -K(s).z$, le système en boucle fermée s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \Omega_c \\ \rho.u \end{bmatrix} = P(s). \begin{bmatrix} w \\ n \end{bmatrix} \tag{4.33}$$

$$\text{avec } P(s) = \begin{bmatrix} H\Phi(s)\eta - H\Phi(s)BK(s).(I+G(s).K(s))^{-1}.C\Phi(s)\eta & -\mu H\Phi(s)BK(s).(I+G(s).K(s))^{-1} \\ -\rho K(s).(I+G(s).K(s))^{-1}.C\Phi(s)\eta & \mu\rho K(s).(I+G(s).K(s))^{-1} \end{bmatrix}$$

En substituant l'expression 4.33 dans 4.31, on obtient :

$$J = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \text{Tr} \left[P(j\omega).P(j\omega)^* \right].d\omega \tag{4.34}$$

Disposant de plus de sorties mesurées (2) que de commande (1), la procédure LTR sera réalisée en entrée. En choisissant : $\Xi(s) = \frac{H.\Phi(s).B}{\rho}$, $\eta = B$ et $\mu \rightarrow 0$, on obtient :

$$P(s) \rightarrow \rho. \begin{bmatrix} \Xi(s).(I + K(s).G(s))^{-1} & 0 \\ -(I + K(s).G(s))^{-1}.K(s).G(s) & 0 \end{bmatrix} \tag{4.35}$$

On obtient de la sorte, dans la matrice $P(s)$, les fonctions sensibilité et sensibilité complémentaire. Ainsi, le critère 4.34 est équivalent au critère 4.29, le paramètre ρ est issu du critère 4.3 (correcteur LQ) tandis que le paramètre μ agira lors du calcul du filtre de Kalman (critère 4.14).

2.2.2.2 Recouvrement du transfert de boucle

Si $\mu \rightarrow 0$, Kwakernaak et Sivan [2-20] ont montré que le gain de Kalman K_f obéit à la relation suivante (formule 4.14):

$$\lim_{\mu \rightarrow 0} \mu.K_f = B.\sqrt{V} \tag{4.36}$$

En utilisant cette relation, Doyle et Stein [2-13] ont établi que le ratio des différences de retour de la boucle LQG/LTR se conforme à la relation :

$$\lim_{\mu \rightarrow 0} K(s).G(s) = K_x.(s.I - A)^{-1}.B \tag{4.37}$$

le terme de droite de cette équation étant le ratio de différence de retour obtenu par la commande linéaire quadratique avec retour d'état. Ainsi, lorsque $\mu \rightarrow 0$, le système bouclé est du même ordre que le système d'état initial; les modes du système bouclé correspondant au filtre de

Kalman peuvent être répartis suivant deux groupes : les zéros du système et les autres, placés à $-\infty$, amenés à disparaître.

Ainsi, la synthèse de la méthode LQG/LTR n'est réalisable qu'en présence d'un système à minimum de phase (zéros stables). Dans le cas où l'hypothèse de minimum de phase n'est pas strictement respectée, à moins que les zéros instables ne se situent en dehors de la bande passante du système bouclé (Zhang et Freudenberg en 1987), l'intérêt de la restauration du transfert de boucle s'estompe. Outre la présence de zéros instables, l'existence de saturations sur la commande limitent le domaine d'application de la commande LQG/LTR avec "cheap control" [2-20]. En effet, au vu des relations liant K_x et K_f aux coefficients ρ et μ respectivement, affecter de trop petites valeurs à ρ et μ augmentera l'influence de la commande et par voie de conséquence la saturer (d'où un risque d'instabilité ($MG =] \frac{1}{2}; +\infty [$ avec une saturation $\rightarrow 0$) et une perte de performance).

2.2.2.3 Synthèse

A partir du modèle nominal stochastique, la procédure de restitution du transfert de boucle s'opère en deux étapes :

- 1- résoudre le problème linéaire quadratique déterministe en jouant sur les coefficients de synthèse ρ et α (formules 4.3 et 4.4).
- 2- réaliser la synthèse du filtre de Kalman : poser $\eta = B$ et faire tendre $\mu \rightarrow 0$. Il suffit pour cela, dans le filtre de Kalman, de résoudre l'équation de Riccati 4.14 en remplaçant W par $W + \frac{B \cdot B^T}{\mu}$.

En pratique, μ est certes petit, mais ne tend pas vers zéro. Le produit $K(s) \cdot G(s)$ obtenu pour le régulateur LQG/LTR conserve par conséquent l'ordre issu de la synthèse LQG. Les diagrammes de Bode en gain du correcteur LQG/LTR recouvrent ceux issus du régulateurs LQ dans une certaines bande de fréquence. En haute fréquence, alors que le correcteur LQ suit une asymptote de pente -20 db/dec et que le régulateur LQG décroît de -40 db/dec, leur homologue LQG/LTR adopte une pente de -20 db/dec avant de décroître de -40 db/dec par la suite. Une "bonne" synthèse garantira une décroissance de -20 db/dec autour du gain unité.

Remarque Sur le logiciel Matlab, la fonction réalisant la procédure LTR sur les entrées se nomme "ltru" et utilise $W + \mu_1 \cdot B \cdot B^T$ (avec $\mu_1 \rightarrow \infty$) en lieu et place de $W + \frac{B \cdot B^T}{\mu}$ avec ($\mu \rightarrow 0$). Ainsi, il suffit de substituer μ par $\frac{1}{\mu_1}$ dans les précédentes équations. La configuration est utilisée dans la suite du présent mémoire est " $W + \mu_1 \cdot B \cdot B^T$ ".

2.3 __RÉGULATEUR LQG/LTR AVEC PONDÉRATIONS FRÉQUENTIELLES

L'emploi de pondérations fréquentielles permet une augmentation sensible des performances du système asservi, notamment face à des perturbations constantes ou sinusoïdales, ainsi que de la robustesse hors de la bande passante. Kwakernaak et Sivan [2-18] ont d'ailleurs démontré l'équivalence entre la recherche d'un rejet de perturbations et la démarche dite de l'état augmenté.

2.3.1 __RÉGULATEUR LQ, INTÉGRATEUR & PONDÉRATIONS FRÉQUENTIELLES

L'augmentation sensible des performances du système asservi face à des perturbations tant constantes que sinusoïdales par des pondérations fréquentielles n'altère pas les caractéristiques de robustesse liées à la synthèse des correcteurs par la méthode LQ.

L'emploi de pondérations fréquentielles à l'entrée du système (R(s)) permet également une augmentation sensible de la robustesse hors de la bande passante. Cet effet est obtenu par une décroissance rapide et forcée de la sensibilité complémentaire relative à l'entrée $T_e(s)$. Il en résulte une pondération accrue de la commande en dehors de la bande passante, induisant une plus grande robustesse vis-à-vis des dynamiques négligées de l'actionneur. Quant aux pondérations sur la sortie (Q(s)), ces dernières permettent l'obtention de meilleures performances aux basses fréquences (à l'intérieur de la bande passante), d'où une bonification prévisible du suivi de consigne, ainsi que du rejet de perturbations. Cet effet est obtenu par une accélération contrainte de la décroissance de la sensibilité relative à l'entrée $S_e(s)$.

Les pondérations sur la sortie Q(s) et sur l'entrée R(s), sont données par :

$$R(s) = R^{T/2}(s) \cdot R^{1/2}(s) \quad \text{et} \quad Q(s) = Q^{T/2}(s) \cdot Q^{1/2}(s) \quad 4.38$$

Comme de coutume, les matrices de pondérations R(s) et Q(s) peuvent être assimilées à des paramètres de synthèse.

Il convient à présent, après avoir porté son choix sur un modèle linéaire de conception, de construire le modèle augmenté. L'importance dont l'augmentation du système est conduite se révèle prépondérante quant aux qualités futures du correcteur (Doyle et Stein, Looze et Freudenberg, De Larminat). La construction du modèle augmenté, permettant la synthèse de la commande optimale linéaire quadratique avec intégrateur et pondérations fréquentielles, repose sur les équations d'état suivantes :

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot u \\ \dot{X}_r = A_r \cdot X_r + B_r \cdot u \\ \dot{X}_q = A_q \cdot X_q + B_q \cdot X \end{cases} \quad , \quad \text{soit} \quad \dot{\bar{X}} = \bar{A} \cdot \bar{X} + \bar{B} \cdot u \quad 4.39$$

$$\text{avec } \bar{X} = \begin{bmatrix} X \\ X_r \\ X_q \end{bmatrix}, \quad \bar{A} = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 \\ 0 & A_r & 0 \\ B_q & 0 & A_q \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ B_r \\ 0 \end{bmatrix}$$

Les filtres pondérateurs des variables à minimiser dans le critère sont définis par :

$$\begin{cases} \dot{X}_r = A_r \cdot X_r + B_r \cdot u \\ u_r = C_r \cdot X_r + D_r \cdot u \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \dot{X}_q = A_q \cdot X_q + B_q \cdot u \cdot d \\ y_q = C_q \cdot X_q + D_q \cdot X \end{cases} \quad 4.40$$

$$\text{avec } R^{1/2} = (A_r, B_r, C_r, D_r) \quad \text{et} \quad Q^{1/2} = (A_q, B_q, C_q, D_q)$$

Le critère linéaire quadratique (généralisé au domaine fréquentiel par Gupta et Safonov dans les années 80) minimisé par la commande u , devient :

$$J = \int_0^{\infty} \left(\bar{X}^T \cdot \bar{Q} \cdot \bar{X} + \alpha \cdot q^2 + u^T \cdot \bar{R} \cdot u + 2 \cdot \bar{X}^T \cdot \bar{N} \cdot u \right) dt = \int_0^{\infty} \left(\bar{X}_a^T \cdot \bar{Q}_a \cdot \bar{X}_a + u^T \cdot \bar{R} \cdot u + 2 \cdot \bar{X}^T \cdot \bar{N} \cdot u \right) dt$$

$$\text{où les matrices } \bar{X}_a = \begin{bmatrix} \bar{X} \\ q \end{bmatrix}, \quad \bar{Q}_a = \begin{bmatrix} \bar{Q} & 0 \\ 0 & \alpha \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \bar{N}_a = \begin{bmatrix} \bar{N} \\ 0 \end{bmatrix} \quad 4.41$$

Le critère J , relatif à la commande LQ sur le modèle augmenté, admet la forme suivante :

$$J = \int_0^{\infty} \left(\bar{X}^T \cdot \bar{Q} \cdot \bar{X} + u^T \cdot \bar{R} \cdot u + 2 \cdot \bar{X}^T \cdot \bar{N} \cdot u + \alpha \cdot q^2 \right) dt = \int_0^{\infty} \left(y_q^T \cdot y_q + \rho \cdot u_r^T \cdot u_r + \alpha \cdot q^2 \right) dt \quad 4.42$$

sous la contrainte :

$$\dot{\bar{X}}_a = \bar{A}_a \cdot \bar{X}_a + \bar{B}_a \cdot u + \bar{D}_a \cdot d + \bar{R}_a \cdot r \quad \text{où} \quad \bar{A}_a = \begin{bmatrix} \bar{A} & 0 \\ \bar{H} & 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_a = \begin{bmatrix} \bar{B} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{D}_a = \begin{bmatrix} \bar{D} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \bar{R}_a = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix}$$

Le calcul du critère J permet de définir les matrices de pondérations \bar{Q} et \bar{R} :

$$y_q^T \cdot y_q + \rho \cdot u_r^T \cdot u_r = \bar{X}_a^T \cdot \begin{bmatrix} D_q^T D_q & 0 & D_q^T C_q & 0 \\ 0 & \rho \cdot C_r^T C_r & 0 & \rho \cdot C_r^T D_r \\ C_q^T D_q & 0 & C_q^T C_q & 0 \\ 0 & \rho \cdot D_r^T C_r & 0 & \rho \cdot D_r^T D_r \end{bmatrix} \cdot \bar{X}_a = \bar{X}_a^T \cdot \begin{bmatrix} \bar{Q} & \bar{N} \\ \bar{N}^T & \bar{R} \end{bmatrix} \cdot \bar{X}_a \quad 4.43$$

où la matrice \bar{R} est constituée de l'élément $\rho \cdot D_r^T D_r$

Le problème d'optimisation est résolu par la loi de commande u qui minimise la fonction coût J pour un correcteur \bar{K}_a linéaire et stationnaire tel que :

$$u = -\bar{K}_a \cdot \bar{X}_a, \text{ avec } \bar{K}_a = \begin{bmatrix} \bar{K} & K_i \end{bmatrix} \text{ et } \bar{K} = \begin{bmatrix} K_x & K_r & K_q \end{bmatrix} \quad 4.44$$

On aboutit au régulateur optimal linéaire quadratique avec intégrateur et pondérations fréquentielles illustré figure 4.6.

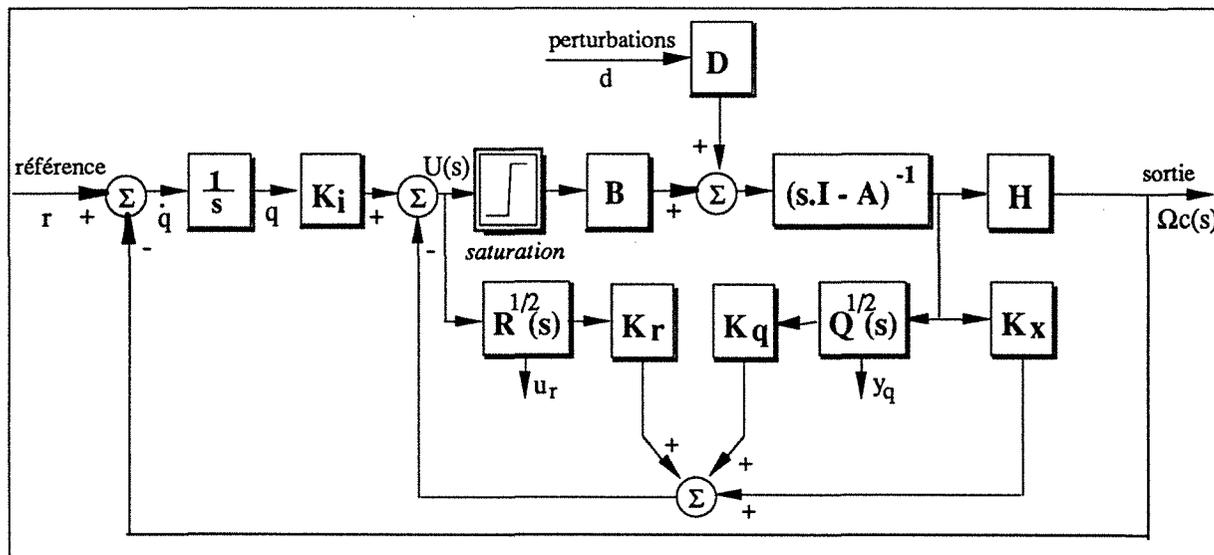


fig.4.6 : Régulateur LQ avec intégrateur et pondérations fréquentielles

2.3.2 _____ RÉGULATEUR LQG/LTR AVEC PONDÉRATIONS FRÉQUENTIELLES

L'état du système n'étant pas intégralement mesurable, au correcteur Linéaire Quadratique simple se substitue un régulateur LQG. Dès lors, un filtre de Kalman est chargé de la reconstruction de l'état de processus. La procédure de restitution du transfert de boucle LTR étant relative à l'état X du système, la reconstruction des états X_r et X_q s'avère inutile, car ils sont internes au correcteur. De plus, cela permet de réduire la dimension de l'équation algébrique de Riccati associée au filtre de Kalman.

Construit à partir du correcteur précédent, le régulateur optimal LQG avec intégrateur et pondérations fréquentielles est présenté à la figure 4.7.

Outre les équations relatives à l'observateur et à l'augmentation du système, une équation supplémentaire définissant l'objectif représente l'intégrale sur l'erreur de poursuite :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A \cdot \hat{X} + B \cdot u + K_f \cdot (z - C \cdot \hat{X}) \\ \dot{X}_r = A_r \cdot X_r + B_r \cdot u \\ \dot{X}_q = A_q \cdot X_q + B_q \cdot \hat{X} \\ \dot{q} = H \cdot z - r \end{cases}$$

4.45

dans ces conditions, la loi de commande u se formule comme énoncé ci-dessous :

$$u = -K_x \cdot \hat{X} - K_r \cdot X_r - K_q \cdot X_q - K_i \cdot q$$

4.46

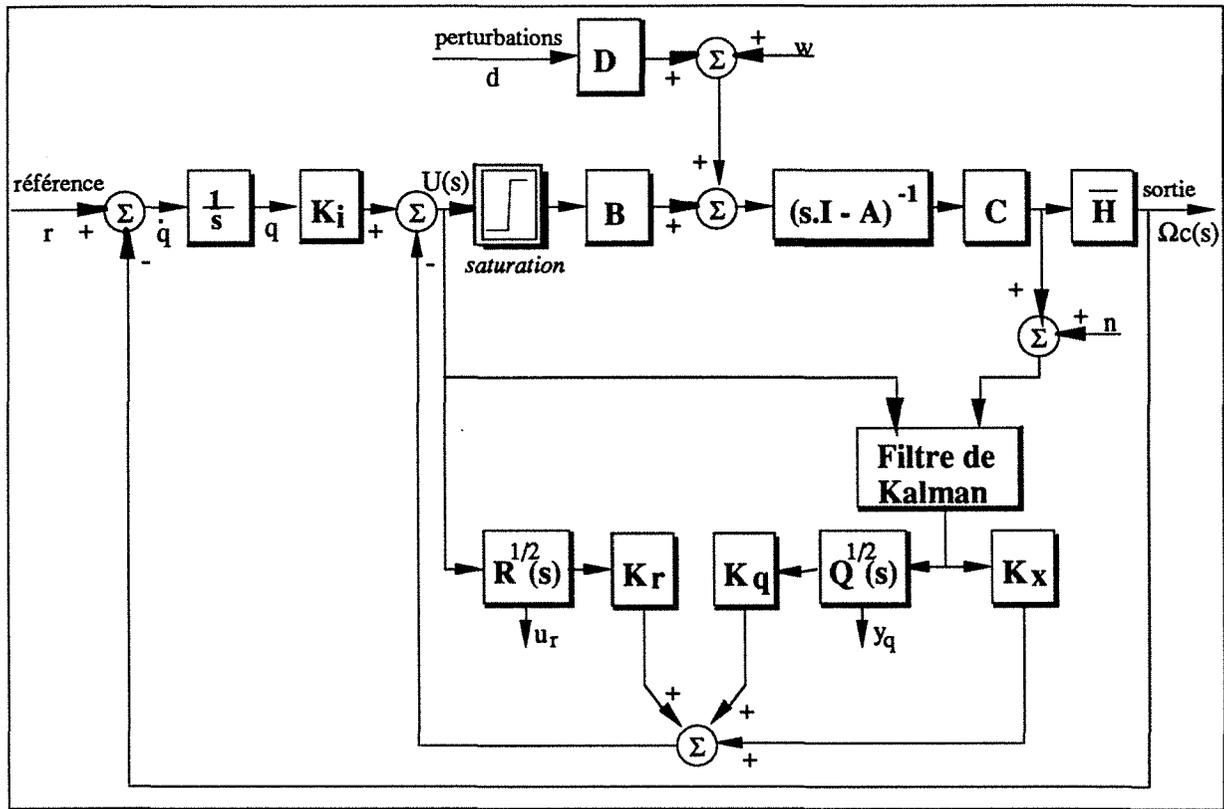


fig.4.7: Régulateur LQG avec intégrateur et pondérations fréquentielles

Le correcteur est construit à partir des cinq équations présentées ci-devant. La loi de commande peut être réécrite comme suit :

$$u = \left(I + K_r \cdot (s.I - A_r)^{-1} \cdot B_r \right)^{-1} \cdot \left(- \left(K_x + K_q \cdot (s.I - A_q)^{-1} \cdot B_q \right) \cdot \hat{X} - \frac{K_i}{s} \cdot (H \cdot z - r) \right)$$

4.47

où l'estimée \hat{X} de l'état X est donnée par :

$$\hat{X} = \left(s.I - (A - K_f \cdot C) + B \cdot \left(I + K_r \cdot (s.I - A_r)^{-1} \cdot B_r \right)^{-1} \cdot \left(K_x + K_q \cdot (s.I - A_q)^{-1} \cdot B_q \right) \right)^{-1} \cdot \left(K_f \cdot z + B \cdot \left(I + K_r \cdot (s.I - A_r)^{-1} \cdot B_r \right)^{-1} \cdot \frac{K_i}{s} \cdot (r - H \cdot z) \right)$$

4.48

On aboutit dans la représentation suivante, où le correcteur est énoncé sous sa forme implémentable définie à la sous-division relative au régulateur LQG. Soit alors la commande :

$$u = \frac{M_1(s)}{s} \cdot (r - H \cdot z) - M_2(s) \cdot z$$

4.49

où $M_1(s) = \left(I + K_r \cdot (s.I - A_r)^{-1} \cdot B_r \right)^{-1} \cdot \left(I - \left(K_x + K_q \cdot (s.I - A_q)^{-1} \cdot B_q \right) \cdot \left(s.I - (A - K_f \cdot C) \right) \right)$

$$+B \left(I + K_r \cdot (s.I - A_r)^{-1} \cdot B_r \right)^{-1} \cdot \left(K_x + K_q \cdot (s.I - A_q)^{-1} \cdot B_q \right) \cdot B \left(I + K_r \cdot (s.I - A_r)^{-1} \cdot B_r \right)^{-1} \cdot K_f$$

et
$$M_2(s) = \left(I + K_r \cdot (s.I - A_r)^{-1} \cdot B_r \right)^{-1} \cdot \left(K_x + K_q \cdot (s.I - A_q)^{-1} \cdot B_q \right) \cdot \left(s.I - (A - K_f \cdot C) + B \cdot \left(I + K_r \cdot (s.I - A_r)^{-1} \cdot B_r \right)^{-1} + \left(K_x + K_q \cdot (s.I - A_q)^{-1} \cdot B_q \right) \right)^{-1} \cdot K_f$$

En appliquant le lemme d'inversion matricielle (dont l'énoncé est rappelé ci-dessous), il devient possible de reformuler plus simplement le correcteur $M_1(s)$.

Lemme
$$(A_1 + A_2 \cdot A_3 \cdot A_4)^{-1} = A_1^{-1} - A_1^{-1} \cdot A_2 \cdot (A_3^{-1} + A_4 \cdot A_1^{-1} \cdot A_2)^{-1} \cdot A_4 \cdot A_1^{-1} \tag{4.50}$$

on pose
$$\begin{cases} A_1 = \left(I + K_r \cdot (s.I - A_r)^{-1} \cdot B_r \right) \\ A_2 = K_x + K_q \cdot (s.I - A_q)^{-1} \cdot B_q \\ A_3 = \left(s.I - (A - K_f \cdot C) \right)^{-1} \\ A_4 = B \end{cases} \tag{4.51}$$

et on obtient :

$$M_1(s) = \left(\left(I + K_r \cdot (s.I - A_r)^{-1} \cdot B_r \right) + \left(K_x + K_q \cdot (s.I - A_q)^{-1} \cdot B_q \right) \cdot \left(s.I - (A - K_f \cdot C) \right)^{-1} \cdot B \right)^{-1} \cdot K_f \tag{4.52}$$

Il est également possible de synthétiser l'écriture du correcteur $M_2(s)$, en effet en utilisant une des nombreuses propriétés matricielles (rappelée ci-dessous) on transforme une inversion matricielle en une inversion scalaire.

Propriété
$$A_1 \cdot (I + A_2 \cdot A_1)^{-1} = (I + A_1 \cdot A_2)^{-1} \cdot A_1 \tag{4.53}$$

soit
$$M_2(s) = \left(I + K_r \cdot (s.I - A_r)^{-1} \cdot B_r \right)^{-1} \cdot \left(K_x + K_q \cdot (s.I - A_q)^{-1} \cdot B_q \right) \cdot \left(I + \left(s.I - (A - K_f \cdot C) \right)^{-1} \cdot B \cdot \left(I + K_r \cdot (s.I - A_r)^{-1} \cdot B_r \right)^{-1} \cdot \left(K_x + K_q \cdot (s.I - A_q)^{-1} \cdot B_q \right) \right)^{-1} \cdot \left(s.I - (A - K_f \cdot C) \right)^{-1} \cdot K_f \tag{4.54}$$

on obtient ainsi le correcteur $M_2(s)$ suivant :

$$M_2(s) = \left(\left(I + K_r \cdot (s.I - A_r)^{-1} \cdot B_r \right) + \left(K_x + K_q \cdot (s.I - A_q)^{-1} \cdot B_q \right) \cdot \left(s.I - (A - K_f \cdot C) \right)^{-1} \cdot B \right)^{-1} \cdot \left(K_x + K_q \cdot (s.I - A_q)^{-1} \cdot B_q \right) \cdot \left(s.I - (A - K_f \cdot C) \right)^{-1} \cdot K_f \tag{4.55}$$

Le système à commander ne disposant que d'une seule entrée, l'inversion du terme interne aux crochets, identique aux équations $M_1(s)$ et $M_2(s)$, se révèle triviale car relative à un scalaire. L'effet LTR découle d'une procédure identique à celle décrite à la sous-division précédente.

3 COMMANDE PAR MODES GLISSANTS

La commande par mode glissant des ensembles électromécaniques se révèle être une voie d'investigation fort prisée actuellement. Le terme système à structure variable (VSS en langue anglaise) apparaît pour la première fois à la fin des années 50 (Emelyanov et consort). Rapidement, les modes glissants dominent les théories afférant à cette classe de systèmes, le concept général de ces algorithmes de régulation pour systèmes à structure variable consiste à contraindre les déplacements dans certains domaines de l'espace d'état. Les convertisseurs de puissance modernes (pour actionneurs électriques) admettant des fréquences de hachage élevées, ils permettent de ce fait l'implémentation pratique de régulateurs par modes glissants.

Comme toutes les stratégies de commande robuste, les modes glissants garantissent la stabilité des systèmes linéaires, en réduisant la sensibilité aux perturbations (couple de charge), aux variations des paramètres de l'installation et aux dynamiques négligées. Une commande par modes glissants se caractérise par la commutation répétitive de deux états, permettant ainsi sa classification parmi les méthodes de réglage non-linéaires. De nombreux auteurs se sont intéressés à ce mode particulier de fonctionnement : citons Bühler [3-03], De Carlo [3-04] et consort, Hashimoto, Sabanovic [3-13], Slotine [3-17], Yeung et Chen,... sans oublier des précurseurs tels Itkis et Utkin [3-20] [3-22]. Ces régulateurs présentent le particularisme d'engendrer une loi de commande (également appelée gains de commutation) modifiée selon la position de l'état du système par rapport à une surface dite de commutation (figure 4.8). La commutation des gains est générée par l'utilisation d'une fonction discontinue de type "signe". En pratique, l'usage d'une fonction saturation est généralisé. La quantification des gains de commutation est déterminée pour la plus grande incertitude, ou perturbation admissible pour le procédé.

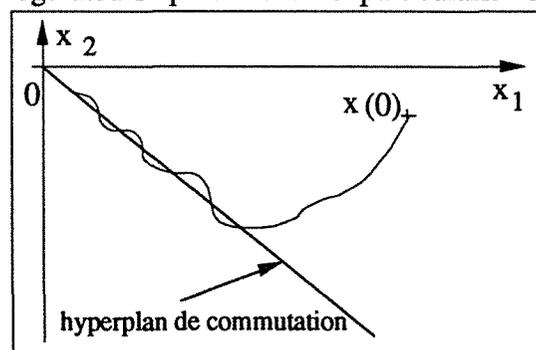


fig.4.8 : hyperplan de commutation

Si la robustesse semble garantie à l'intérieur du domaine de fonctionnement en modes glissants, les dimensions de ce domaine peuvent se révéler des plus réduites (fonction de la dynamique décrite par la loi de commutation). De plus, la moindre variation du couple de

charge, ou autres événements peut provoquer une sortie intempestive du domaine de fonctionnement en modes glissants.

3.1 EFFETS PARASITES

A la mise en application des commandes par modes glissants apparaissent des composantes hautes fréquences, il convient en ce cas d'analyser, soit la robustesse du système en boucle fermée, soit le problème de correspondance entre le mode glissant nominal et le comportement du système réel en présence de dynamiques non-modélisées. Contrairement aux systèmes dotés d'une commande continue (figure 4.9a), les asservissements par modes glissants de par leurs commutations peuvent exciter les dynamiques non-modélisées du système (procédé, capteurs, actionneurs), induisant des oscillations au niveau du vecteur d'état à une fréquence donnée. Ces oscillations parasites aux fréquences élevées sont plus connues sous le vocable anglo-saxon "chattering effect".

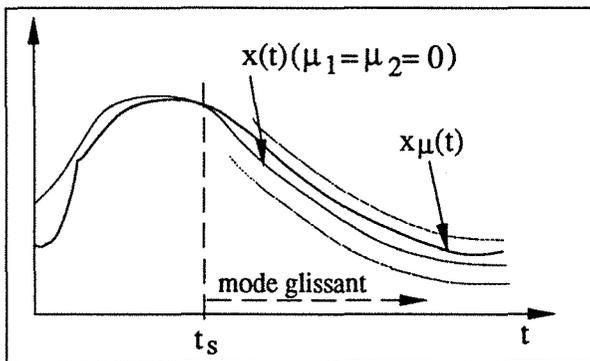


fig.4.9a : Commande continue

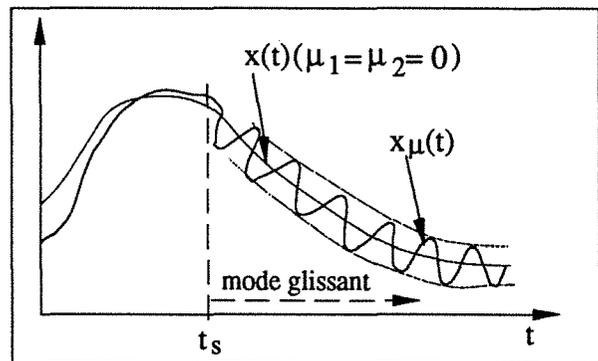


fig.4.9b : Commande discontinue

Le glissement nominal est décrit par une équation différentielle perturbée singulièrement par des solutions ayant des composantes hautes fréquences et proches cependant du système nominal (figure 4.9b). L'approche des perturbations singulières, pour les systèmes singulièrement perturbés et plus généralement les systèmes multi-échelles de temps, permet l'analyse de l'interaction entre modes dynamiques lents et des modes dynamiques rapides. De récentes études (Bondarev) ont montré que ces oscillations indésirables pouvaient être éliminées par l'emploi d'observateurs asymptotiques. En "détournant" les composantes hautes fréquences du procédé, les dynamiques non-modélisées (hautes fréquences) ne peuvent plus être excitées.

L'approximation continue de lois de commande discontinues (Slotine et Sastri en 1983, puis Burton et Zinober) [3-17] peut également constituer l'amorce d'une solution aux problèmes de l'excitation parasite des dynamiques non-modélisées. En effet, une pente trop prononcée lors de la phase de commutation peut engendrer de tels phénomènes et un compromis entre robustesse et précision doit être élaboré. Ce type d'approximation ne reste souvent qu'un concept, car nombre d'applications ne peuvent s'en contenter, notamment

lorsque l'actionneur fonctionne suivant une logique "tout ou rien", à l'exemple des convertisseurs statiques (à transistors, ou à thyristors).

Plus récemment, Sakamoto, Masubuchi et Kawata (1992) ont proposé un algorithme de commande à partir d'un ensemble de points fictifs (Fictious Set Point) devant permettre une réduction sensible de ces oscillations parasites. L'ensemble des points fictifs se déplace sur l'hyperplan de commutation à une vitesse légèrement supérieure à la vitesse de convergence de l'état du système vers l'état désiré. Le contrôle de la déviation n'est plus évalué entre l'état réel du système et l'état désiré sur l'hyperplan de commutation, mais le points fictif (appartenant à l'hyperplan) le plus proche de l'état réel. Les grandeurs en jeu étant moins importantes, les gains de commutation se trouvent réduits et l'excitation des modes négligés devient ainsi moins probable.

Les sous-divisions 3.2 et 3.3 représentent une rapide synthèse des travaux réalisés par H. Razik en 1991.

3.2 ___COMMUTATIONS AU NIVEAU DE L'ORGANE DE PUISSANCE

Les lois de commande opérant directement au niveau de l'organe de puissance sont de facture désormais classique. Sous respect des conditions locales de stabilité, une telle loi obéit, à l'approche de l'hyperplan de commutation, à l'ordonnance suivante :

$$\begin{cases} u = U_{\max} & \text{si } s(x) > 0 \\ u = U_{\min} & \text{si } s(x) \leq 0 \end{cases} \quad \text{et } s(x) \neq 0 \quad 4.56$$

où $s(x)$ est appelée loi de commutation et représente généralement la distance séparant l'état du système de l'hyperplan de commutation

Afin de pouvoir utiliser dans la rétroaction des variables inaccessibles à la mesure, une technique de reconstruction est à envisager. Le rôle du reconstruteur d'état est alors de fournir, à partir des signaux disponibles, une image de ces variables qui soit aussi fidèle que possible. On utilise ici un observateur réduit de Luenberger (1971), permettant la reconstruction de la torsion élastique au niveau du manchon d'accouplement. Figure 4.10 est présenté le diagramme d'une commande par modes glissants avec commutations au niveau de l'organe de puissance. On y distingue un élément non linéaire assurant une limitation sur l'état (limitation de la torsion élastique) et permettant d'éviter toute excitation intempestive des modes oscillatoires de la transmission élastique (Razik) . Le coefficient anticipatif k_w permet l'augmentation de la persistance du fonctionnement en modes glissants lors de variations continues sur la consigne par exemple.

Le modèle nominal dynamique linéaire et stationnaire du processus physique présenté sous sa forme d'espace d'état reste toujours le même. La définition de la loi de commutation

$s(x)$, de même que la relation générale garante du respect de la stabilité asymptotique, sont présentées ci-dessous :

$$s(x) = k_w \cdot r + \frac{k_i}{s} \cdot (r - C \cdot y) - k^T \cdot X = k_w \cdot r + \frac{k_i}{s} \cdot (r - C \cdot y) - \sum_{j=1}^n (k_j \cdot x_j) \tag{4.57}$$

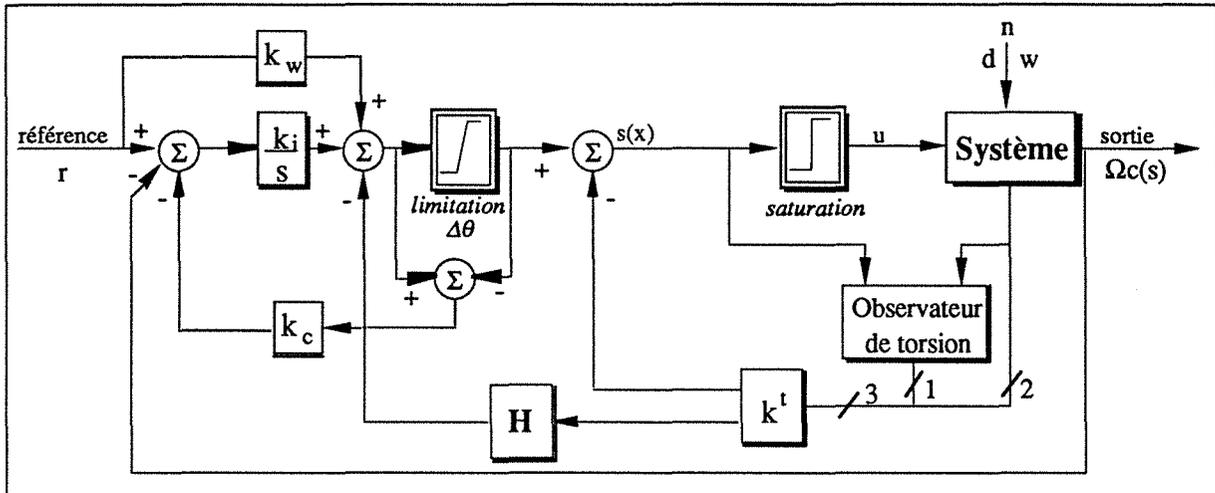


fig.4.10 : Régulateur par modes glissants avec commutation à l'organe de puissance

$$s(x) \cdot \dot{s}(x) = \frac{1}{2} \cdot \frac{d s^2(x)}{dt} \leq 0 \tag{4.58}$$

Le fonctionnement en modes glissants n'apparaissant qu'au voisinage de $s(x)$ nul, on est astreint, afin que la convergence des vecteurs d'état vers l'hyperplan de commutation soit préservée, au respect de la condition :

$$\lim_{s(x) \rightarrow 0} s(x) \cdot \dot{s}(x) \leq 0 \tag{4.59}$$

Suite à divers calculs (Razik) [3-12], on obtient dans le cas d'un système à trois pôles (dont l'un $-\rho$ est réel, les deux autres complexes conjugués $-\rho \pm j \cdot \rho$), les différents gains (relatifs à la figure 4.10) suivants :

$$k^T = \begin{pmatrix} \frac{1}{N \cdot \left(4 \cdot \rho^2 \cdot \frac{J_c}{K_t} - 1 \right)} & \frac{3 \cdot \rho}{\left(4 \cdot \rho^2 \cdot \frac{J_c}{K_t} - 1 \right)} & 1 \end{pmatrix}, \quad k_i = \frac{2 \cdot \rho^3}{\left(4 \cdot \rho^2 \cdot \frac{K_t}{J_c} \right)} \quad \text{et} \quad k_w = \frac{4 \cdot \rho^2}{N \cdot \left(4 \cdot \rho^2 \cdot \frac{K_t}{J_c} \right)}$$

où les différents coefficients J_c, K_t, \dots sont explicités à la partie prochaine.

3.3 COMMUTATIONS SUR LES GAINS DE RETOUR D'ÉTAT

Si le changement de structure par commutations au niveau de l'organe de puissance est couramment traité, plus rare est la littérature abordant la commutation au niveau des grandeurs de contre-réaction d'état. Quelques articles, tel celui de Panicker [3-11] paru en 1988, s'y consacrent cependant.

Le diagramme présentant un régulateur par modes glissants avec commutations sur les gains de retour d'état est donné figure 4.11. La saturation à l'entrée du système ne fait pas partie de la stratégie de commande, mais permet de limiter les pointes de courant au niveau de l'organe de commutation.

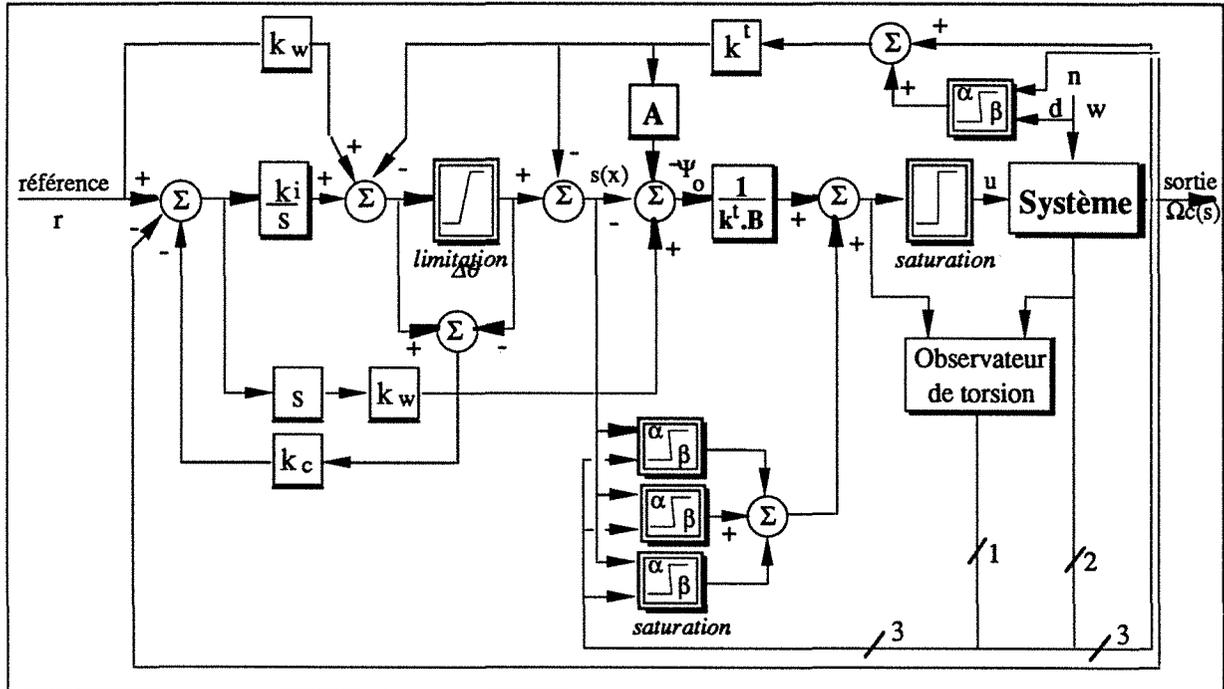


fig.4.11 : Régulateur par modes glissants avec commutation sur les gains de contre-réaction

Si la définition de l'hyperplan de commutation demeure inchangée, de même que la relation générale garante du respect de la stabilité asymptotique, la loi de commutation pressentie arbore une structure différente :

$$u = \Psi_0 + \Psi^T \cdot X = \Psi_0 + \sum_{i=1}^n (\Psi_i \cdot x_i) \tag{4.60}$$

Cette commande peut se décomposer en deux parties :

- { Ψ_0 : loi de commande linéaire émanant du système nominal en modes glissants
- { Ψ_i : loi de commande non linéaire compensant les incertitudes

Afin de s'assurer de la convergence des trajectoires d'états au voisinage de l'hyperplan de commutation, la loi de commande du système hors incertitudes présentée ci-dessous est issue du critère de stabilité :

$$\Psi_0 = \frac{k_w \dot{r}}{k^T \cdot B} + \frac{k_i (r - C \cdot y)}{s \cdot k^T \cdot B} - \frac{k^T}{k^T \cdot B} \cdot (A \cdot X - \Psi_d) \tag{4.61}$$

La définition des composantes du vecteur des gains de commutation, en fonctionnement en modes glissants, découle de l'équation assurant la condition de stabilité asymptotique suivante :

$$s(x) \cdot \dot{s}(x) = -[k^T \cdot D + k^T \cdot \Psi_d] \cdot s(x) - k^T \cdot \sum_{i=1}^n [(\Delta a_i + B \cdot \Psi_i) \cdot x_i] \cdot s(x) \quad 4.62$$

où les Δa_i représentent les incertitudes de la $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice d'évolution du système.

De l'expression du critère de stabilité, on soutire les conditions de fonctionnement suivantes :

$$\begin{cases} s(x) \cdot x_i > 0 \implies \Psi_i > 0 \\ s(x) \cdot x_i < 0 \implies \Psi_i < 0 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} s(x) > 0 \implies \Psi_d \geq \left(\frac{F_{\text{sec}}}{J_c}\right)_b \cdot \text{signe}(\Omega_c) \\ s(x) < 0 \implies \Psi_d \leq \left(\frac{F_{\text{sec}}}{J_c}\right)_b \cdot \text{signe}(\Omega_c) \end{cases} \quad 4.63$$

où $\left(\frac{F_{\text{sec}}}{J_c}\right)_b$: représente la valeur maximale bornée du frottement sec côté charge, correspondant au vecteur de perturbation d.

Après intégration des incertitudes sur le modèle, les conditions de commutation relatives aux perturbations, ainsi que la formulation de la commande équivalente, demeurent identiques. Seules les composantes du vecteur des gains de commutation affichent une évolution :

$$\begin{cases} s(x) \cdot x_i > 0 \implies \Psi_i = \alpha_i > \max\left(\frac{k^t \cdot \Delta a_i}{k^t \cdot B}\right) \\ s(x) \cdot x_i < 0 \implies \Psi_i = \beta_i < \min\left(\frac{k^t \cdot \Delta a_i}{k^t \cdot B}\right) \end{cases} \quad 4.64$$

4 ____RÉGULATEUR À RETARD/AVANCE DE PHASE

L'augmentation de la performance des systèmes par introduction d'un correcteur à retard/avance de phase (ou par action intégrale/dérivée) est connue et reconnue, de longue date. L'insertion de filtres passe-bas et passe-haut dans la chaîne de régulation est certes bénéfique (le retard de phase augmente le gain aux basses fréquences, tandis que l'avance de phase accroît la fréquence de résonance du système asservi), mais tant la diminution résultante de la phase au voisinage de la fréquence de coupure, que l'augmentation du gain aux fréquences élevées peuvent tendre à déstabiliser le système.

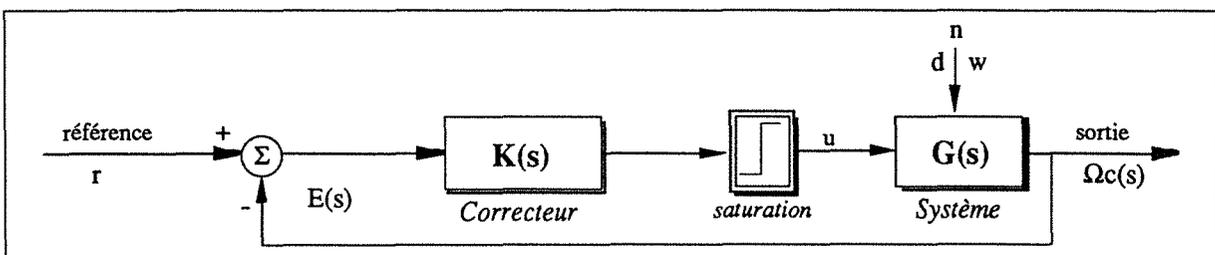
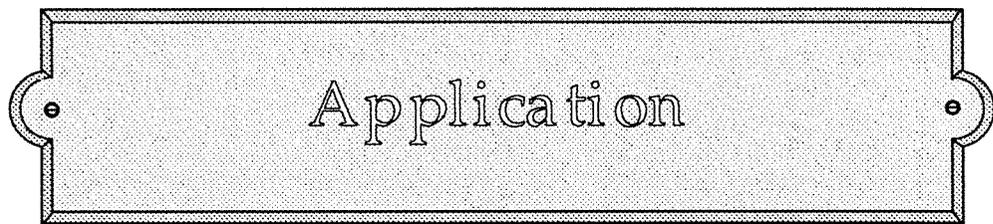


fig.4.12 : Régulateur à retard/avance de phase en cascade

Le correcteur recherché, de facture conventionnelle, sera placé en cascade dans la chaîne directe comme illustré figure 4.12.

On se propose d'utiliser une méthode de conception analytique proposée par Phillips et Harbor [4-02]. Cette méthode se révèle exacte pour les systèmes du second ordre, approchée (voire erronée) au-delà. La tentation est forte de saisir ici l'occasion d'apprécier "in vivo" ces qualités.



Application

APPLICATION

La succession naturelle des précédents chapitres ne pouvait s'envisager sans engager la véracité des précédents propos. L'application d'études théoriques quant à la conception de "régulateurs robustes", adaptés des théories sur les systèmes linéaires, à un procédé hybride (électromécanique) incluant des non linéarités mécaniques et à la modélisation incertaine, constitue un vaste thème d'investigation. Le comportement qualitatif des régulateurs ainsi conçus fait ici l'objet d'une description agrémentée de courbes expérimentales, avant comparatif circonstancié.

1 INTRODUCTION

Susceptibles d'applications concrètes, les théories précédemment élaborées affichent d'intéressantes prétentions (sauf dans l'hypothèse d'un correcteur LQG) dans l'établissement du compromis stabilité/performances. Le passage à la commande d'un procédé non-plus virtuel, mais réel, constitue objectivement l'aboutissement d'une synthèse de commande. Quelle que soit la complexité des parangons utilisés, ceux-ci ne peuvent constituer qu'une approximation synthétique de la réalité. Outre le découplage des divers phénomènes et leur localisation tatillonne sur le prototype, il demeure toujours difficile de reproduire exactement le comportement d'un système complexe.

Les ambitions initialement affichées, d'apparences modestes, se révèlent pourtant délicates à respecter lors de la mise en œuvre. Un temps de réponse limité à une, voire une seconde et demie paraît raisonnable dans le cas d'un servo-mécanisme aussi complexe et fortement perturbé. Contenir le dépassement sur la vitesse charge (sortie régulée) en deçà des 30 % est acceptable, le régime transitoire dépendant de la position axiale (par rapport au défaut d'homocinétisme) lors du changement de consigne, on se retrouve en fait face à un procédé ambivalent en cette phase de fonctionnement. Il conviendra de veiller également à minimiser la sensibilité de la commande aux bruits de mesures, ainsi qu'au rejet des diverses perturbations, notamment celle relative au défaut de perpendicularité de concentricité.

Une des principales contraintes réside en la limitation du courant impulsif, en amplitude et en durée, afin de ne pas induire de disjonction au niveau de la boucle de courant analogique présente sur la carte RTR (voir annexe 1). Cet état de fait impose une modération de la dynamique du système régulé, capitale lorsqu'une variation de consigne a lieu en "sortie de point dur".

2 PRÉMISSSES À L'APPLICATION

Il peut se révéler intéressant de dresser la liste, et ce pour chacun des régulateurs basés sur l'approche linéaire quadratique et évalués dans la suite de notre propos, des pôles et zéros des correcteurs, de certains transferts de boucle, ainsi que de la fonction de transfert du système régulé (tableau 5.1).

régulateurs						
	LQG		LQG/LTR		LQG/LTR avec pondérations fréquentielles	
Correcteurs	pôles	zéros	pôles	zéros	pôles	zéros
M2	-20,63±40,16i -90,37		-4,31±25,18i -381,32		-1,20±21,41i -100 -519,5 -2982,8 -2984,3	
C	0 -20,63±40,16i -90,37		0 -4,31±25,18i -381,32		0 -1,20±21,41i -100 -519,5 -2982,8 -2984,3	
Transferts de boucle	pôles	zéros	pôles	zéros	pôles	zéros
M2 * G	-2,89±28,24i -7,56 -20,63±40,16i -90,37	-0,23±21,33i -27,98±32,66i	-2,89±28,24i -4,31±25,18i -7,56 -381,32	-1,02±21,39i -27,25±31,67i	-2,89±28,24i -7,56 -519,5 -2982,8	-10,70±22,12i -5000
C * F * G	0 -2,89±28,24i -7,56 -20,63±40,16i -90,37	-0,23±22,06i -3,96 -26,45±33,66i	0 -2,89±28,24i -4,31±25,18i -7,56 -381,32	-0,99±21,42i -3,30 -25,64±30,64i	0 -2,89±28,24i -7,56 -519,5 -2982,8	-3 -9,21±21,50i -5000
Boucles fermées	pôles	zéros	pôles	zéros	pôles	zéros
M2 et G	-4,16±23,33i -24,38±51,87i -36,19 -51,68	-20,63±40,16i -90,37	-1,36±21,45i -24,38±51,87i -51,68 -300,10	-4,31±25,18i -381,32	-7,11±31,02i -17,31 -500 -2984,3	-519,5 -2982,8
C, F et G	-3,16 -4,16±23,33i -24,31±50,41i -36,19 -48,66	0 -2,89±28,24i -7,56 -90,37	-1,36±21,45i -24,31±50,41i -3,16 -48,66 -300,10	0 -2,89±28,24i -7,56 -381,32	-2,00 -7,02±30,51i -15,31 -500 -2984,3	0 -2,91±28,22i -7,64 -519,5
Régulation	pôles	zéros	pôles	zéros	pôles	zéros
système corrigé	-3,16 -24,31±50,41i -48,66		-3,16 -24,31±50,41i -48,66		-2,01 -7,02±30,51i -15,34 -500	-5000

Tableau 5.1 : Pôles et zéros

Afin de resituer les divers correcteurs, il est toujours possible de se référer aux figures 4.2 et 4.4, ainsi qu'à la formule donnée à l'alinéa 4.5. Les transferts de boucle $M_2 * G$ et $C * F * G$ (G représentant le système) sont ceux obtenus à l'entrée du système, la procédure de restitution LTR y étant elle-même appliquée. On entend, au tableau 5.1, par "système corrigé" le transfert liant la sortie régulée à la consigne de référence.

On constate de manière certainement commune que les zéros de la boucle fermée intéressant le système en association avec le correcteur M_2 (ou C et F) ne sont qu'autres que l'union des pôles du système et du correcteur concerné [2-19]. De même, on retrouve, dans les zéros des transfert de boucle, les pôles des correcteurs usités. Selon le principe de séparation énoncé par Kwakernaak et Sivan, il est ainsi possible retrouver, pour chacun des pôles, la dépendance de ce dernier à l'un des paramètres de la régulation. Ainsi, l'influence du paramètre ρ est avérée sur les pôles $-24,38 \pm 54,87i$ et $-48,66$ du transfert de boucle $C * F * G$. De même, l'observateur de Kalman a introduit les pôles $-4,16 \pm 23,33i$ et $-36,19$ sur lesquels l'action du paramètres μ est patente. L'effet LTR, saisissant dans le déport d'un des pôles du correcteur aux alentours de -300 (effet malgré tout limité pour d'évidentes raisons de saturations pouvant affecter la commande), est sensible au niveau de la régulation globale, mais n'influence en aucune manière la fonction de transfert liant la sortie régulée Ω_c à la consigne réf. Cette action sélective générant d'un point de vue externe une équivalence entre les boucles fermées LQG et LQG/LTR est manifeste tant sur le tableau 5.1, que sur les diagrammes de Bode présentés figure 5.3. De plus, l'ensemble des pôles et des zéros présentés dans ce tableau sont stables.

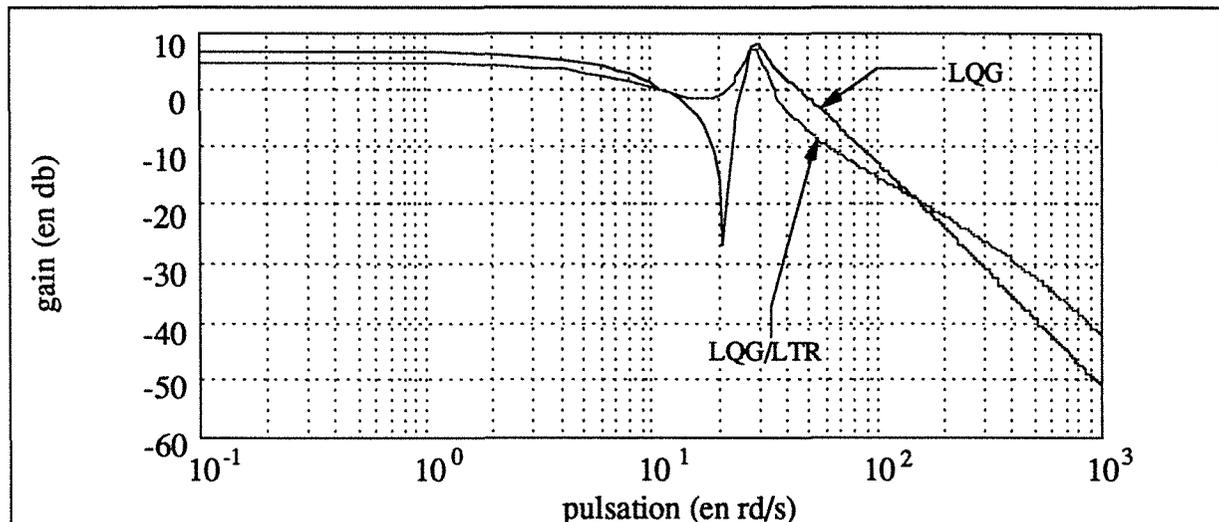


Fig. 5.1 : Bode en gain des transferts de boucle en entrée $M_2 * G$

L'essentiel de la différence départageant les courbes présentées sur les figures libellées 5.1 et 5.2 réside en la prise en compte de l'intégrateur dans le correcteur C . Avec M_1 et l'intégrateur, la pente au gain unité s'est adoucie à -20 db/dec (amélioration de la stabilité dans la zone d'influence du recouvrement fonction du paramètre μ) dans le cas du correcteur LQG/LTR, avant d'augmenter à nouveau à -40 db/dec, garantissant ainsi une bonne robustesse.

Cette remarque est conforme à l'alinéa 2.2.2.3 de la partie précédente. L'augmentation de la bande passante est la plus spectaculaire dans le cas du régulateur LQG. Cependant, la diminution de la bande passante observée dans le cas du correcteur LQG/LTR apparaît comme un moyen efficace de minimisation des saturations sur le signal de commande (voir figures 5.7, 5.12 et 5.17). On ne constate pas d'amélioration sensible en ce qui concerne le régulateur LQG/LTR avec pondérations fréquentielles. Bien que le choix des pondérations puisse sembler erroné, il ne s'agit pas du plus mauvais des compromis. et ce, malgré les apparences. Quantités d'essais mettant en œuvre diverses valeurs de pondérations ont été testées, le choix retenu fait parti de ceux ayant généré des résultats expérimentaux les moins médiocres.

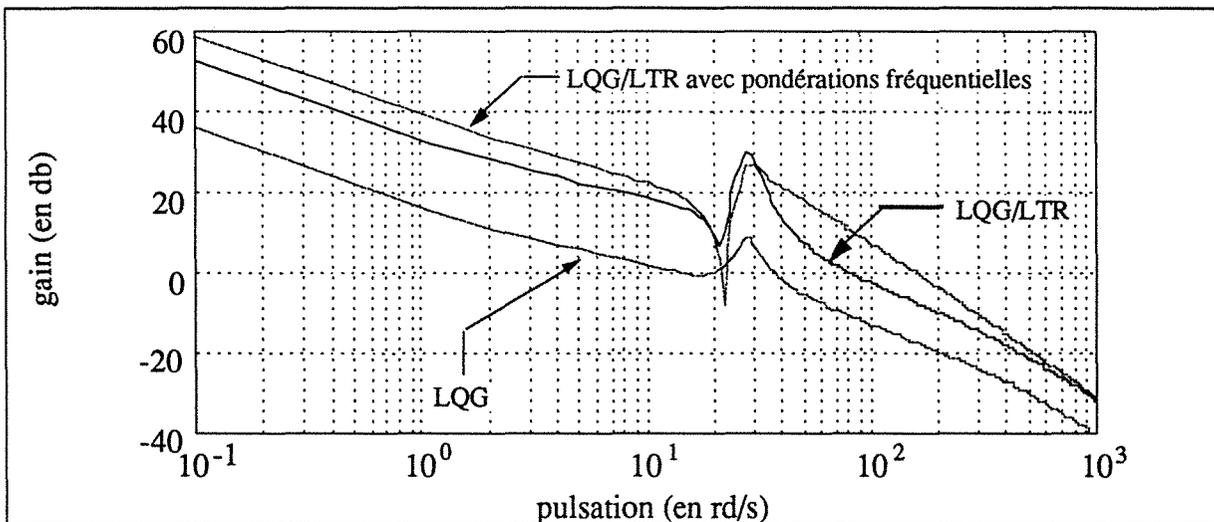


Fig. 5.2 : Bode en gain des transfert de boucle en entrée C * G

Avec un gain élevé en basses fréquences, une décroissance limitée à -20 db/dec au gain unité et une atténuation plus prononcée aux hautes fréquences, le régulateur LQG/LTR apparaît comme le plus apte à assurer la meilleure robustesse de la commande.

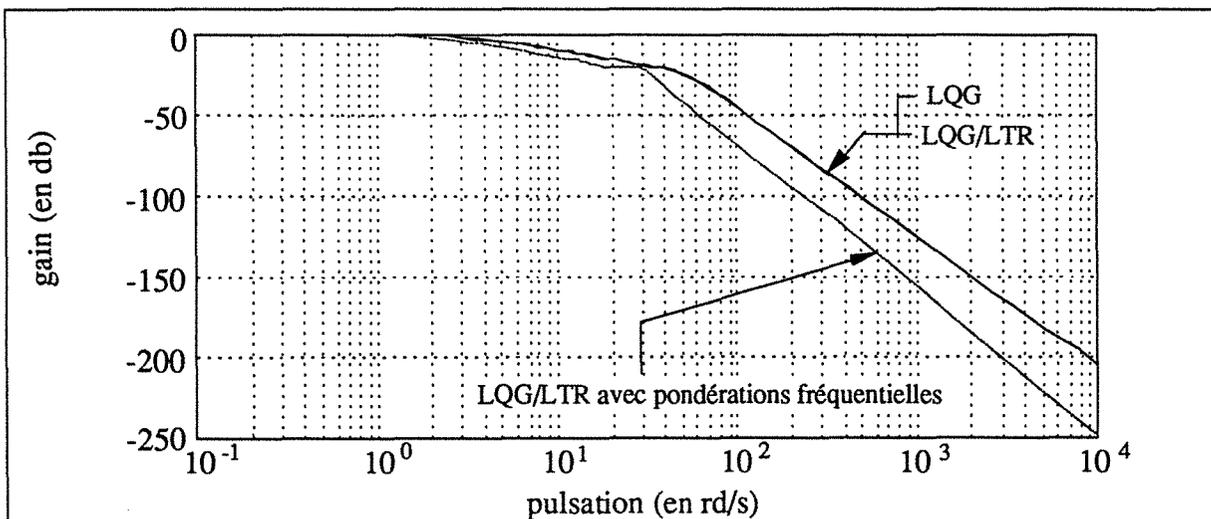


Fig. 5.3 : Bode en gain du système corrigé en boucle fermée

Tant en gain (figure 5.3), qu'en phase (figure 5.4), le diagramme de Bode de la fonction

de transfert complète des régulateurs LQG et LQG/LTR sont parfaitement confondues. Conformément aux résultats présentés au tableau 5.1, la pente à l'infini est de -80 dB par décade. Idem en ce qui concerne le régulateur LQG/LTR avec pondérations fréquentielles dont la pente à l'infini atteint -80 dB par décade, après un passage à -100 dB par décade.

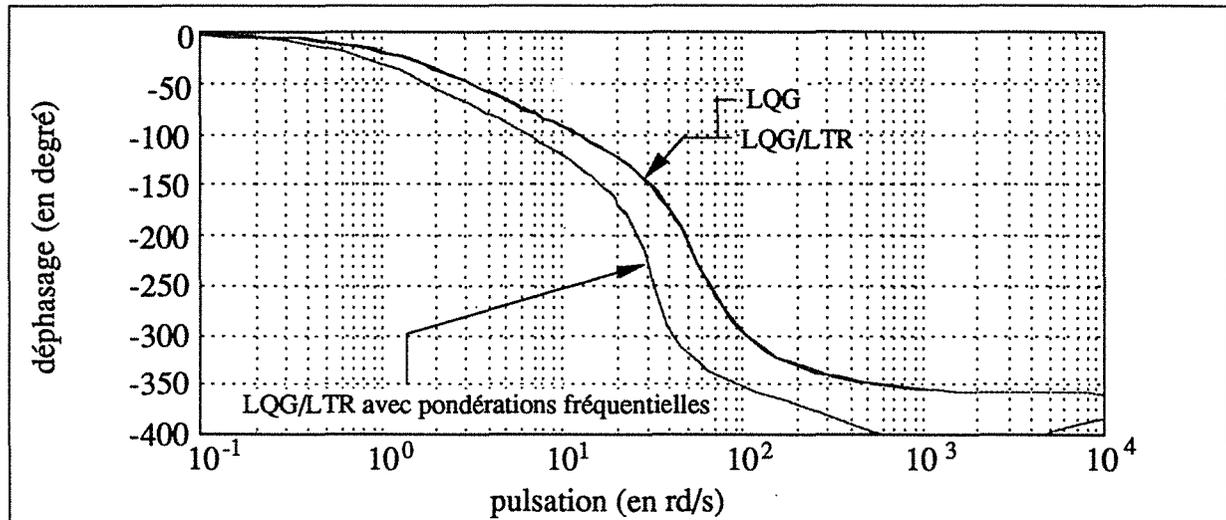


Fig. 5.4 : Bode en phase du système corrigé en boucle fermée

Quelque soit le régulateur utilisé, le dépassement observable sur les fonctions sensibilité (figure 5.5) reste acceptable. Le meilleur rejet de perturbation est réalisé par le régulateur LQG/LTR, suivent les régulateurs LQG et LQG/LTR avec pondérations fréquentielles. Sur la seconde figure (figure 5.6), on constate sur la courbe relative à la fonction sensibilité complémentaire, correspondant au régulateur LQG/LTR, un dépassement relativement important propice à l'obtention de temps de réponse plus court. Cette même courbe présente une atténuation moins prononcée au début de sa décroissance (-40 dB/dec.), d'où certainement une plus grande sensibilité aux bruits de mesure que dans le cas du régulateur LQG disposant, lui, d'une meilleure sensibilité robuste. De par ses piètres performances, le correcteur LQG/LTR avec pondérations fréquentielles devrait se révéler le moins sensible aux bruits de mesure.

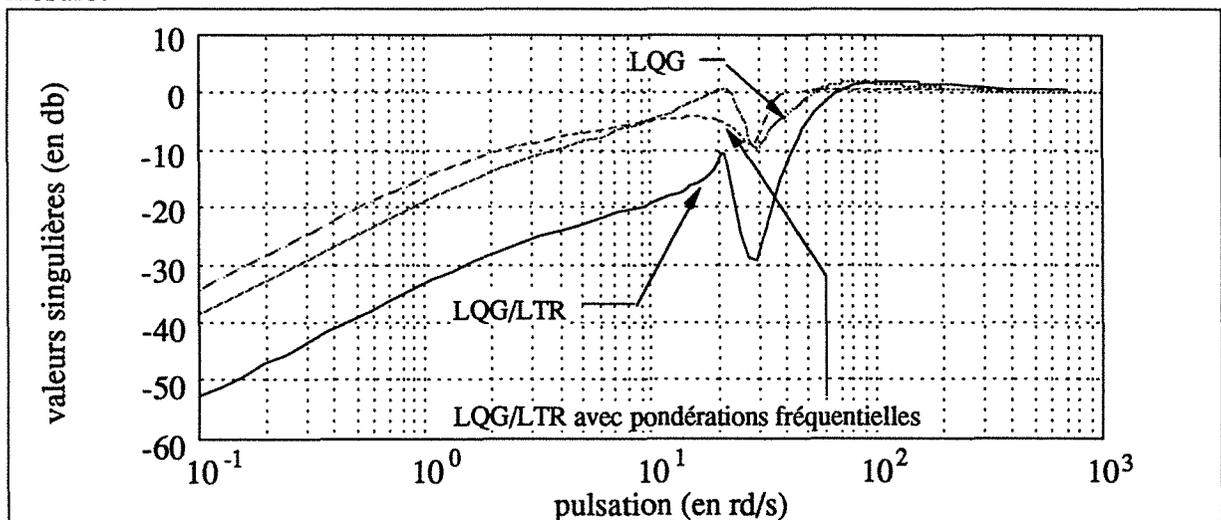


Fig. 5.5 : Fonctions sensibilité

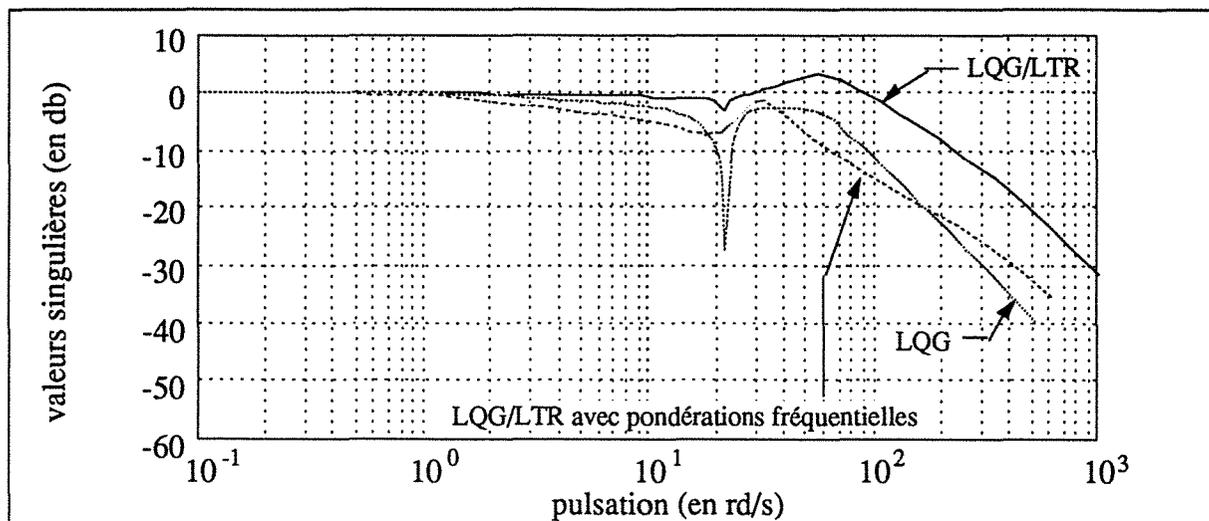


Fig. 5.6 : Fonctions sensibilité complémentaire

3 ___COMMANDES LINÉAIRES QUADRATIQUES

Le régulateur LQ constitue, dans le cas présent, un idéal théorique garant d'un compromis stabilité-performances optimum. L'emploi d'éléments indispensables au filtrage des bruits, à la reconstruction d'une des variables d'état (la valeur relative à la torsion élastique au niveau du manchon d'accouplement n'étant pas directement disponible) rendent impossible l'application de ce type de correcteur. On a recours, dès lors, à d'autres types de régulateurs... La période d'échantillonnage T retenue est ici fixée 2 milli-secondes.

3.1 ___RÉGULATEUR LQG

La détermination des matrices de pondération du régulateur LQ, fruit d'un empirisme certain, conduit à affecter aux scalaires r de pondération sur la commande (la matrice de pondération sur les sorties Q étant présentée au chapitre 5) et a d'intégration sur l'erreur, les valeurs respectives 0,01 et 10. En se conformant aux gouvernes livresques déduites strictement des équations mathématiques, le coefficient de synthèse r devrait tendre plus sensiblement vers zéro tandis qu'à l'inverse, le coefficient a devrait afficher une valeur plus ambitieuse. Cependant, ces valeurs d'apparence modeste sont susceptibles de se prémunir des phénomènes de saturation pouvant affecter le système réel, tout en ménageant suffisamment de marge à la réalisation de la procédure LTR de restitution de transfert de boucle afin d'assurer une meilleure réjection de perturbations (notamment du défaut d'homocinétisme). Les matrices V (de variance des bruits de mesures) et W (de variance des bruits de système) propres au régulateur LQG sont régulièrement assimilées, en commande, à des paramètres de synthèse. La procédure LTR utilisée par la suite augmentant la sensibilité de la commande aux bruits de mesures, la variance correspondant au bruit sur la mesure de la vitesse moteur est cotée à 500 (mesure la plus

bruitée), tandis que celle relative au bruit présent sur la vitesse charge est affectée d'un coefficient 5. Quant à l'estimation de la variance réelle des bruits de système, chimérique de par la présence de non linéarités, l'adoption d'un profil neutre a abouti à une matrice de type identité.

A titre indicatif, les matrices d'état du correcteur LQG sont fournies ci-après, les matrices A_{M1} , B_{M1} , C_{M1} , D_{M1} correspondent au bloc $\frac{M_1}{s}$ de la figure 4.4, les matrices A_{M2} , B_{M2} , C_{M2} , D_{M2} correspondant quant à elles au bloc désigné par M_2 :

$$A_{M1} = \begin{bmatrix} -46,38 & -392,15 & 1636,28 & 109135,57 \\ 0,95 & 26,93 & -114,00 & -2359,52 \\ 0 & 10,15 & -42,26 & -84,01 \\ 0 & 0 & 4,15 & -69,91 \end{bmatrix}, \quad B_{M1} = \begin{bmatrix} 0,009 \\ 0,46 \\ -0,86 \\ 0,21 \end{bmatrix}$$

$$C_{M1} = [152,23 \quad 0 \quad 0 \quad 0], \quad D_{M1} = 0$$

et

$$A_{M2} = \begin{bmatrix} -38,35 & 428,97 & 107118,34 \\ -0,44 & -24,14 & -165,312 \\ 0 & 2,01 & -69,13 \end{bmatrix}, \quad B_{M2} = \begin{bmatrix} -30,74 & -0,005 \\ -0,08 & -0,43 \\ 0,02 & 0,02 \end{bmatrix}$$

$$C_{M2} = [0 \quad 0 \quad 148,91], \quad D_{M2} = [0 \quad 0]$$

Afin d'évaluer la robustesse de ce type de régulateur soumis à l'influence des variations des différents paramètres du procédé, on se propose en premier lieu d'étudier les effets d'une modification d'inertie du côté charge.

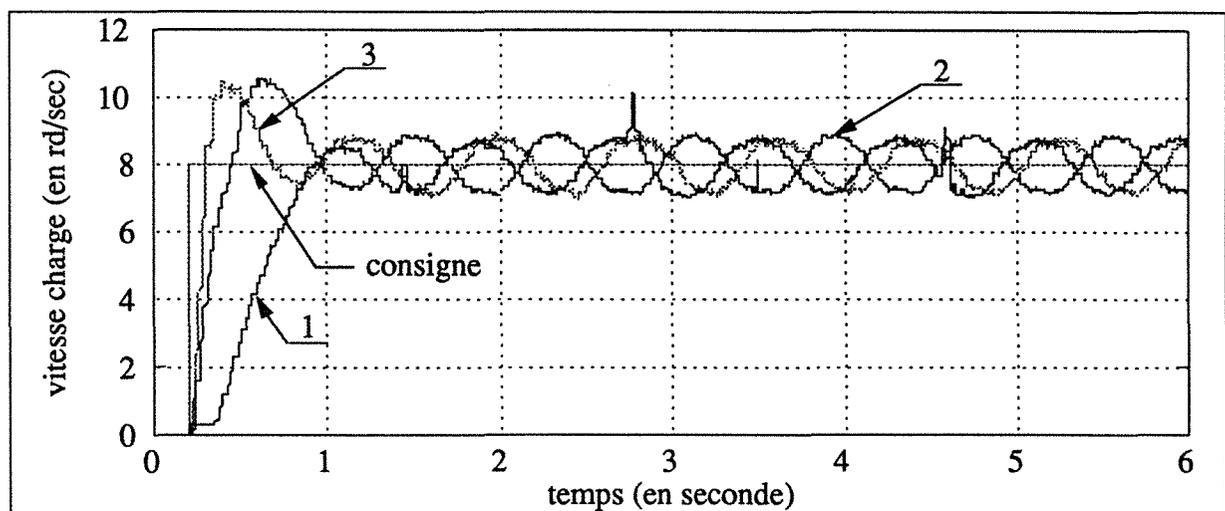


Fig. 5.6 : Vitesses charges avec inerties différentes

- Légende :
- 1 système nominal
 - 2 système nominal augmenté de 25 % d'inertie
 - 3 système nominal diminué de 25 % d'inertie

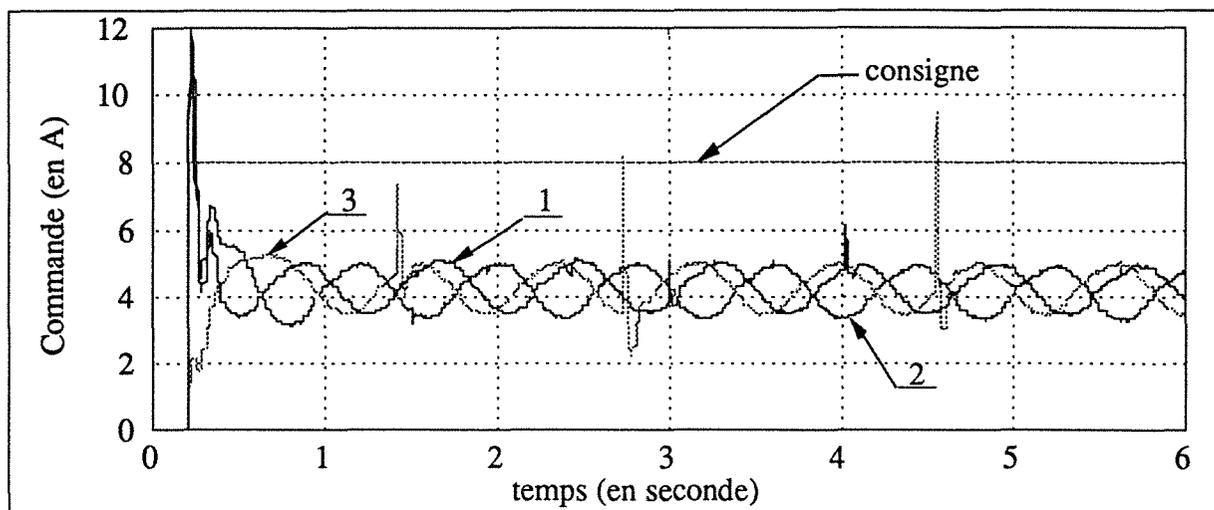


Fig. 5.7 : Commandes

Sur les courbes (figure 5.6) représentant les réponses indicielles de la vitesse charge du système régulé, on constate sur les courbes 2 et 3 une diminution du temps de réponse parallèlement aux diminutions de la charge inertielle (variation de l'inertie du côté charge par palier de 25 %). La fréquence des oscillations résiduelles observées sur les réponses indicielles (défaut d'homocinétisme) sont de la vitesse de rotation de la charge. La courbe 1 démontre à quel point la dynamique du système est ralentie lorsque le changement de consigne intervient en "entrée du point dur". Figure 5.7, on remarque les stigmates, révélés courbe 1, de bruits de mesures visibles sur la courbe représentative de la vitesse moteur pour le système nominal (figure 5.8).

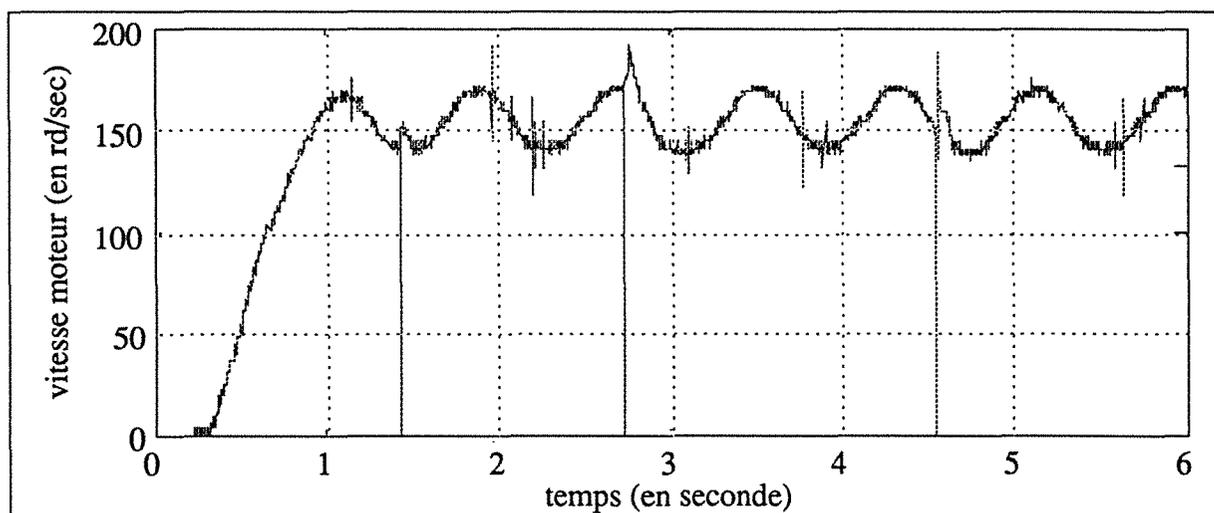


Fig. 5.8 : Vitesse moteur en configuration nominale

On remarque que les commandes (figure 5.7), même si elle réagissent vigoureusement, ne sont pas trop perturbées par la présence de "bruits de mesure" observables sur la courbe relative à la vitesse moteur (figure 5.8). Ces "bruits" proviennent d'une erreur d'interprétation du sens de rotation généré par un signal erroné en provenance du capteur monté côté moteur (codeur absolu), fortement sollicité par de nombreuses vibrations.

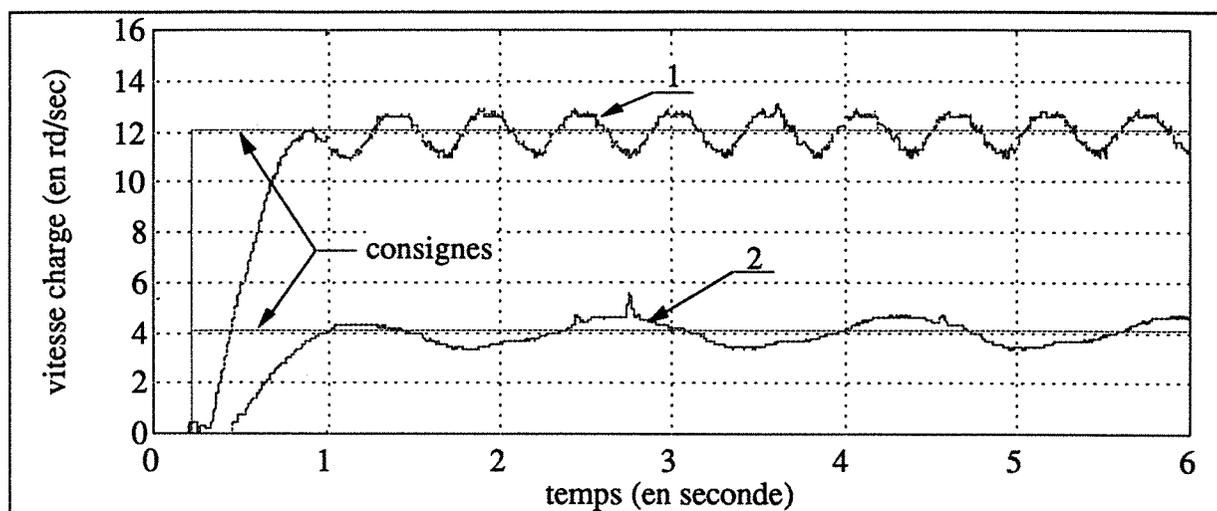


Fig. 5.9 : Vitesses charges avec consignes différentes

Figure 5.9 et 5.10, sont consignées les réponses indicielles relatives à la vitesse charge pour deux consignes différentes (4 et 12 rd/sec), ainsi que leurs commandes respectives. Conformément aux équations énoncées au troisième chapitre, la célérité de la réaction aux variations de consigne est fonction de l'éloignement à l'objectif. La fréquence des oscillations résiduelles du défaut d'homocinétisme est fonction de la vitesse de la charge.

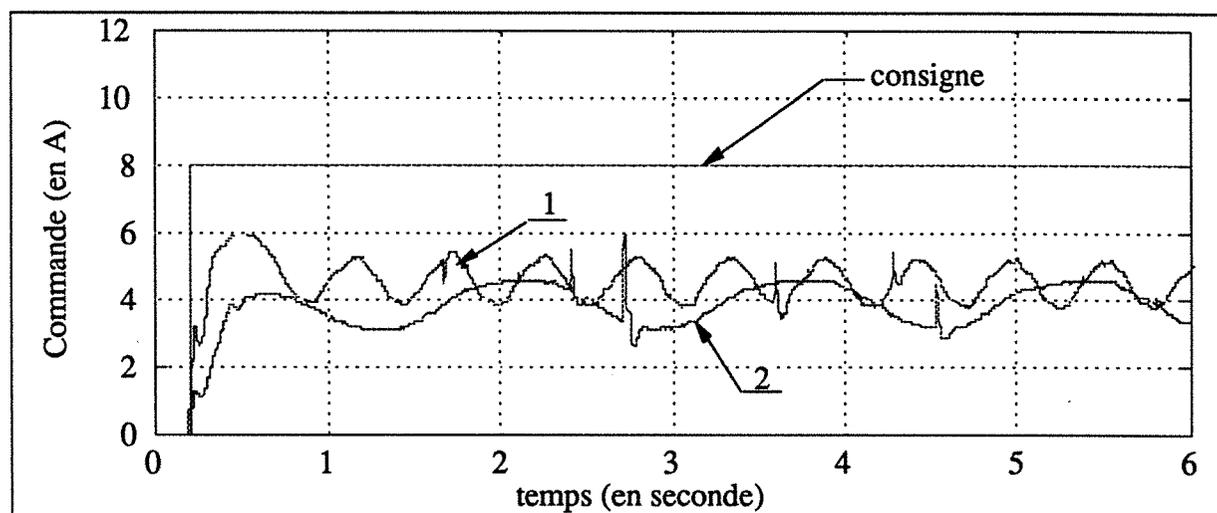


Fig. 5.10 : Commandes

Le tableau 5.2 ci-dessous présente, de manière numérique, les informations relatives aux courbes contenues dans les différents encarts sus-donnés. Si l'on oscille bien autour de la consigne, l'amplitude des oscillations résiduelles du défaut d'homocinétisme demeurent notables.

consigne (en rd/sec)	12		8		4
système	nominal	nominal + 25% d'inertie	nominal	nominal - 25% d'inertie	nominal

vitesse moyenne charge (rd/sec)	12,0	8,0	8,0	8,0	4,0
amplitude moy. des oscillations (%)	±6,6	±10,0	±9,4	±7,5	±16,2
courant moy. (A)	4,5	4,3	4,2	4,0	4,0
amplitude moy. des oscillations (%)	±15,5	±18,6	±16,6	±17,5	±17,5

Tableau 5.2 : Synthèse du régulateur LQG

Ce régulateur de qualité très moyenne aurait pu bénéficier de propriétés légèrement plus avantageuses : la quantification des pondérations relatives au régulateur LQ initial ayant été volontairement exagérée afin de préserver une capacité de restitution de transfert de boucle raisonnable (procédure LTR). Ladite procédure augmentant également la sensibilité de la commande aux divers bruits, les pondérations relative au filtre de Kalman ont fait l'objet d'un même traitement. Ces précautions devant permettre d'éviter les saturations intempestives sur la commande lors des variations de consigne et ainsi de parer à d'éventuelles disjonctions. En fait, même doté de pondérations moins "généreuses", de par ses performances typiquement réduites, cette stratégie de régulation n'aurait pas permis une amélioration sensible du rejet de la perturbation induite du défaut d'homocinétisme, d'où l'attrait de la procédure employée ci-dessous.

3.2 RÈGULATEUR LQG/LTR

A partir du régulateur précédent (les coefficients de synthèse conservant leurs valeurs antécédantes), on tente de restituer le plus parfaitement possible le transfert de boucle $M_2 * G$ à l'entrée du système. Pour ce faire, on dispose du paramètre de synthèse μ (représentant un bruit fictif) qui devrait, conformément à la théorie, adopter une valeur proche de l'infini. Le risque de générer des saturations sur le signal de commande est alors très élevé. Ces saturations pouvant même engendrer un phénomène oscillatoire propre à rendre le système régulé instable, l'expérience impose d'opter pour une valeur bien plus modérée. Le choix s'est donc arrêté sur une valeur (100) susceptible de garantir un compromis acceptable étant donné l'ambivalence du système au moment des changement de consigne (position relative du système par rapport au point dur à ce moment précis), assurant tout de même une réjection de perturbations satisfaisante (notamment du défaut d'homocinétisme).

A titre indicatif, les matrices d'état du correcteur LQG/LTR sont fournies ci-après, les matrices A_{M1} , B_{M1} , C_{M1} , D_{M1} correspondent au bloc $\frac{M_1}{s}$ de la figure 4.4, les matrices A_{M2} , B_{M2} , C_{M2} , D_{M2} correspondant quant à elles au bloc désigné par M_2 :

$$A_{M1} = \begin{bmatrix} 85,80 & 327,64 & 974,07 & 61570,23 \\ -101,46 & -455,41 & -1284,46 & -8,99 \\ 0 & 24,87 & 49,58 & 6246,69 \\ 0 & 0 & 4,19 & -69,91 \end{bmatrix}, \quad B_{M1} = \begin{bmatrix} -0,37 \\ -0,31 \\ -0,85 \\ 0,21 \end{bmatrix}$$

$$C_{M1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 152,23 \end{bmatrix}, \quad D_{M1} = 0$$

et

$$A_{M2} = \begin{bmatrix} -341,24 & 390,83 & 106393,32 \\ -38,54 & 20,44 & 12444,92 \\ 0 & 2,12 & -69,14 \end{bmatrix}, \quad B_{M2} = \begin{bmatrix} -285,34 & 0,18 \\ -34,62 & -2,04 \\ 0,28 & 0,12 \end{bmatrix}$$

$$C_{M2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 148,91 \end{bmatrix}, \quad D_{M2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}$$

A l'exemple du paragraphe précédent, le test porte en premier lieu sur le comportement du présent régulateur soumis à des variations de l'inertie côté charge. Sur le figure 5.11, on peut constater la qualité du rejet de perturbations obtenue. La présence de parasites sur la mesure de la vitesse moteur ne perturbe pas de manière significative la sortie régulée (voir les courbes correspondant au système nominal augmenté de 25 % d'inertie, aux alentours de 460 milli-secondes). En observant les commandes ayant générées les réponses illustrées figure 5.11 (voir figure 5.12) et en les comparant aux commandes présentées figure 5.7, on remarque effectivement une plus grande sensibilité aux bruits de mesures. Au changement de consigne, les expérimentations débutant toutes trois en "sortie de point dur", on réalise l'importance quant au choix des pondérations appliquées aux régulateurs précédent.

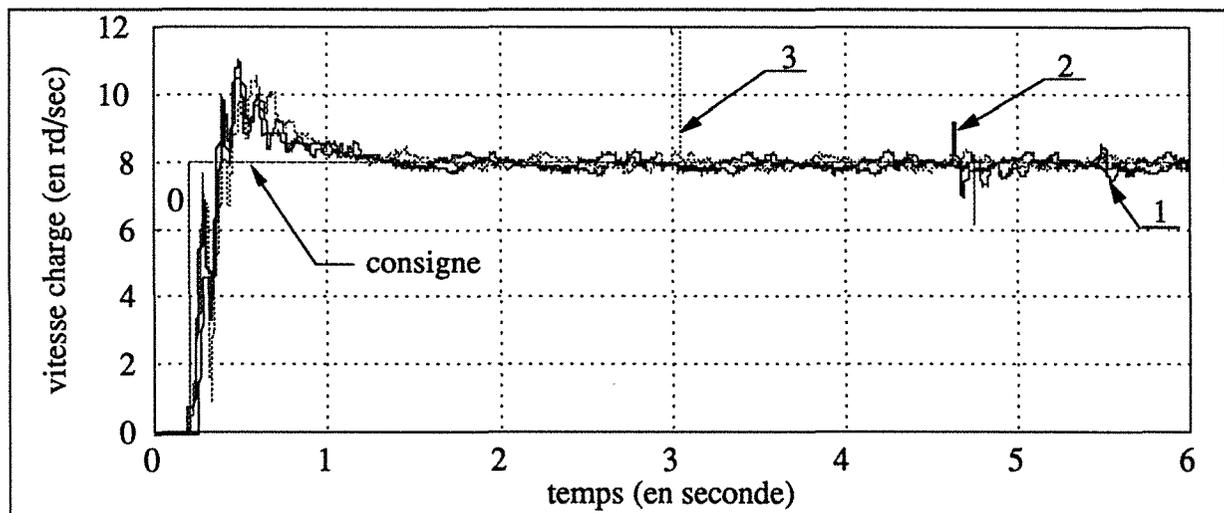


Fig. 5.11 : Vitesses charges avec inerties différentes

- Légende :
- | | |
|---|--|
| 1 | système nominal |
| 2 | système nominal augmenté de 25 % d'inertie |
| 3 | système nominal diminué de 25 % d'inertie |

Figure 5.12, on mesure l'importance de la limitation dans le choix du paramètre de synthèse μ , le signal de commande saturant à plusieurs reprises. En pratique, il convient donc de limiter l'effet LTR afin de minimiser l'apparition de saturations. Ces saturations demeurant dans des limites temporelles raisonnables, leurs amplitudes étant bornées artificiellement, les risques de mise en défaut du pré-actionneur demeurent restreints.

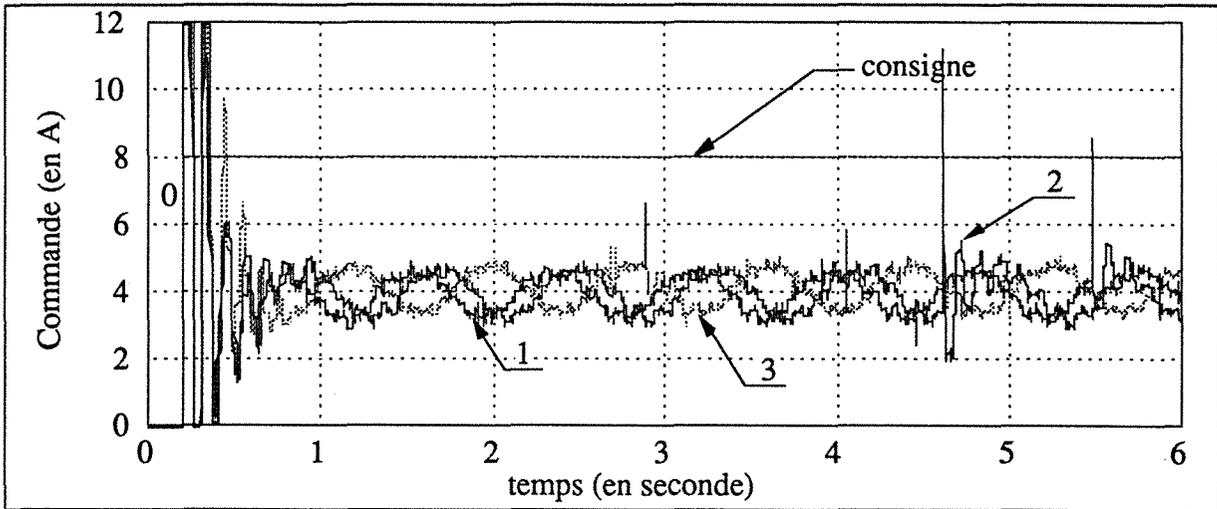


Fig. 5.12 : Commandes

Confronté à présent à des variations de consignes, le régulateur LQG/LTR affirme la qualité de son rejet de perturbations. La qualité de régulation constatée sur la courbe 2 (voir figure 5.13), correspondant à des consignes de 4 et 12 rd/sec, est remarquable.

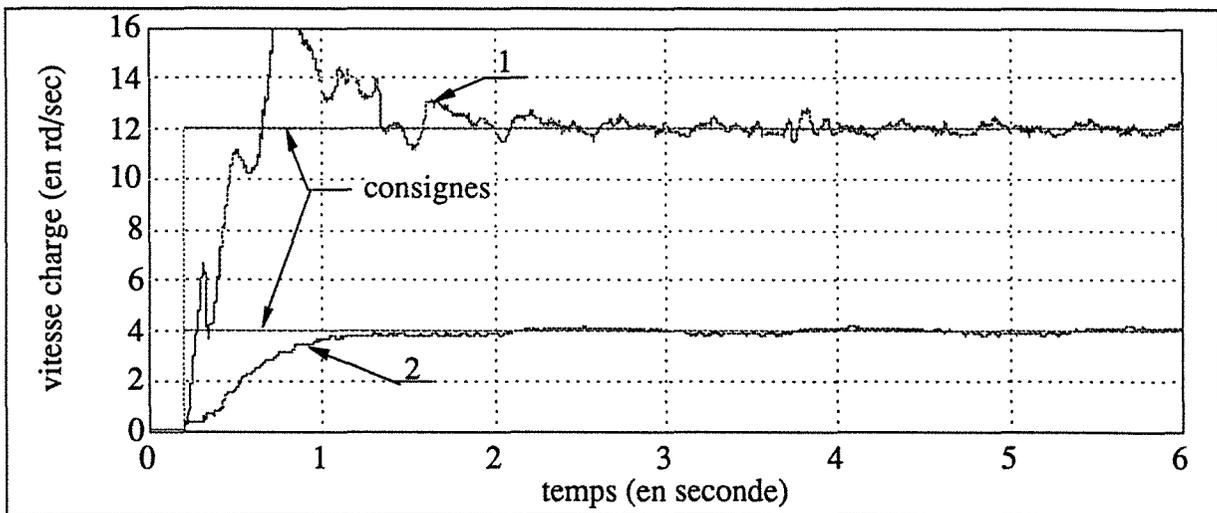


Fig. 5.13 : Vitesses charges avec consignes différentes

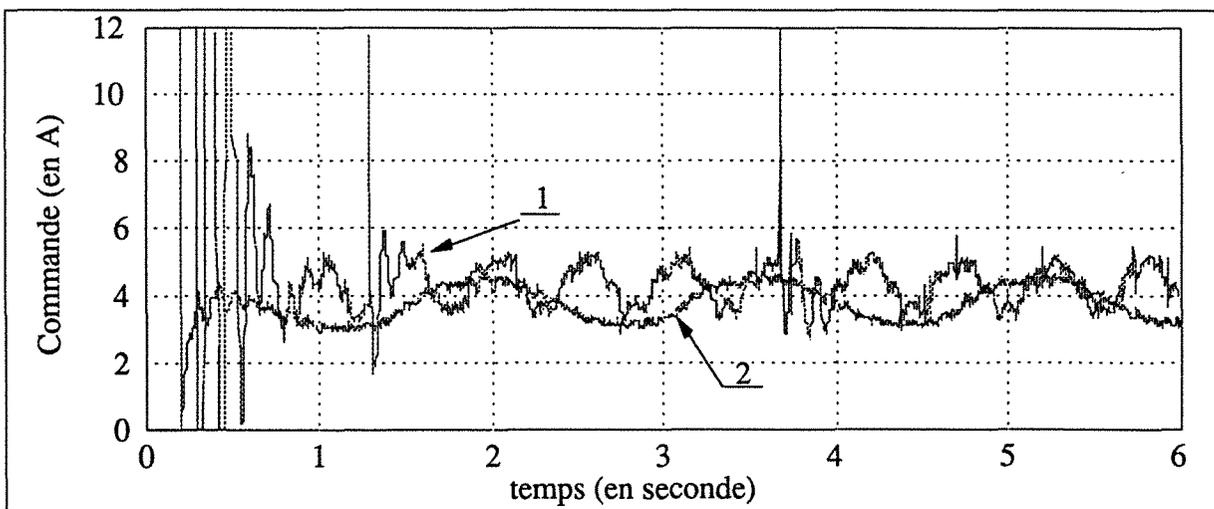


Fig. 5.14 : Commandes

Hors la phase de changement de consigne, malgré l'importance du bruit apparu, aux alentours des 360 milli-secondes, sur la donnée "vitesse moteur" en provenance du capteur, la commande réagit certes promptement, mais surtout efficacement en limitant l'effet de cette perturbation sur la réponse indicielle présentée courbe 1.

Le tableau ci-dessous présenté (tableau 5.3) confirme la qualité des résultats obtenus. Le défaut d'homocinétisme est ici pratiquement intégralement compensé. Il en résulte une très légère décroissance du courant moyen absorbé laissant présager un rapprochement de la solution optimale.

consigne (en rd/sec)	12	8			4
système	nominal	nominal + 25% d'inertie	nominal	nominal - 25% d'inertie	nominal
vitesse moyenne charge (rd/sec)	12,0	8,0	8,0	8,0	4,0
amplitude moy. des oscillations (%)	$\pm 2,5$	$\pm 2,5$	$\pm 2,5$	$\pm 1,8$	$\pm 3,7$
courant moy. (A)	4,4	4,3	4,3	3,9	4,0
amplitude moy. des oscillations (%)	$\pm 15,9$	$\pm 15,1$	$\pm 15,1$	$\pm 15,3$	$\pm 16,2$

Tableau 5.3 : Synthèse du régulateur LQG/LTR

Ce type de régulateur répond de manière satisfaisante à nos attentes. Le rejet de perturbations est efficace. Le compromis arrêté semble satisfaisant. Seule l'augmentation de la sensibilité du signal de commande aux bruits de mesures demande à être améliorée. A priori, il apparaît possible de réduire sensiblement la sensibilité de la commande aux divers bruits par l'introduction de pondérations fréquentielles.

3.3 __RÉGULATEUR LQG/LTR AVEC PONDÉRATIONS FRÉQUENTIELLES

L'introduction de pondérations fréquentielles en entrée et en sortie de système fait à présent l'objet d'un essai. A la base, on retrouve le même correcteur qu'aux paragraphes précédents. L'ordre du système (donc de la commande) est certes augmenté par les pondérations fréquentielles, mais comme précisé en partie trois, la reconstruction de l'état du système n'est réalisée que sur le vecteur $X(s)$. De fait, les paramètres de synthèse ρ et α conservent leur valeur antérieure. Il en va de même en ce qui concerne les matrices de variance des bruits de mesures (V) et des bruits de système (W). La pondération fréquentielle ($R(s)$) placée en entrée de système permettant une réduction sensible du signal de commande aux bruits de mesures, le paramètre de synthèse μ peut dès lors être augmenté. Sa valeur fixée à 1000, réalise un compromis apparemment acceptable entre la recherche de performances meilleures et les problèmes de saturations pouvant affecter le signal de commande.

Reprenant l'exemple de Khalil, puis Lunze, la pondération en entrée $R(s)$ prend la forme d'un filtre "passe-haut" comme illustré à la figure 5.15.

$$\text{avec } R^{1/2}(s) = \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot \left(\frac{s + \omega_1}{s + \omega_2} \right) \quad 5.1$$

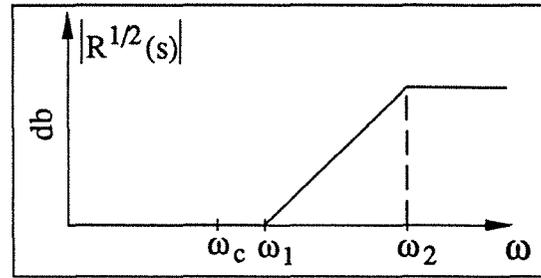


fig.5.15 : Pondérations sur la commande

Les matrices de pondérations fréquentielles sur la sortie et sur l'entrée deviennent :

$$Q^{1/2}(s) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{\omega_3}{\omega_4} \cdot \left(\frac{s + \omega_4}{s + \omega_3} \right) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad R^{1/2}(s) = \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot \left(\frac{s + \omega_1}{s + \omega_2} \right) \quad 5.2$$

Les valeurs affectées à ces matrices de pondérations sont pour $R(s)$: $\omega_1 = 100$, $\omega_2 = 1000$ et $\omega_3 = 500$, $\omega_4 = 5000$ pour $Q(s)$.

A l'image des paragraphes précédents, les matrices d'état du correcteur LQG/LTR avec pondérations fréquentielles sont fournies ci-après, les matrices A_{M1} , B_{M1} , C_{M1} , D_{M1} correspondent au bloc $\frac{M_1}{s}$ de la figure 4.4, les matrices A_{M2} , B_{M2} , C_{M2} , D_{M2} correspondant quant à elles au bloc désigné par M_2 :

$$A_{M1} = \begin{bmatrix} -102,68 & 81,21 & 31,36 & 0,79 & 6,46 & 0 \\ -3,22 & -382,59 & 931,81 & -259,69 & -3540,68 & 0 \\ 0 & 1047,53 & -2601,32 & 639,51 & 8825,33 & 0 \\ 0 & 0 & 35,47 & -4953,85 & -52923,49 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 415,32 & 4435,71 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1,19 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_{M1} = \begin{bmatrix} -0,12 \\ -78,07 \\ 270,90 \\ -8965,13 \\ 751,51 \\ 0,2 \end{bmatrix}, \quad C_{M1} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1], \quad D_{M1} = 0$$

et

$$A_{M2} = \begin{bmatrix} -2984,2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -2982,8 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -519,1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -100 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1,2 & 21,4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -21,4 & -1,2 \end{bmatrix}, \quad B_{M2} = \begin{bmatrix} -4220,9 & -0,052 \\ -2992,4 & -0,028 \\ -144,05 & 4,83 \\ 0,15 & -1,46 \\ 0,52 & 1,28 \\ 0,66 & -1,01 \end{bmatrix}$$

$$C_{M2} = [0 \quad 0,0022 \quad -0,099 \quad 0,0066 \quad 0 \quad 0], \quad D_{M2} = [0 \quad 0]$$

Sur les courbes présentées figure 5.16 et correspondant aux trois configurations de charge inertielle (toujours par paliers de 25 %), on ne peut que constater la mollesse du rejet de perturbations obtenu. Malgré la non-saturation de sa commande, le système semble avoir du mal à atteindre son régime permanent. Ce dernier reste d'ailleurs de qualité médiocre de par ce mode oscillatoire dégradé, où la réponse indicielle semble vouloir "accrocher" par moment la consigne (voir également figure 5.18).

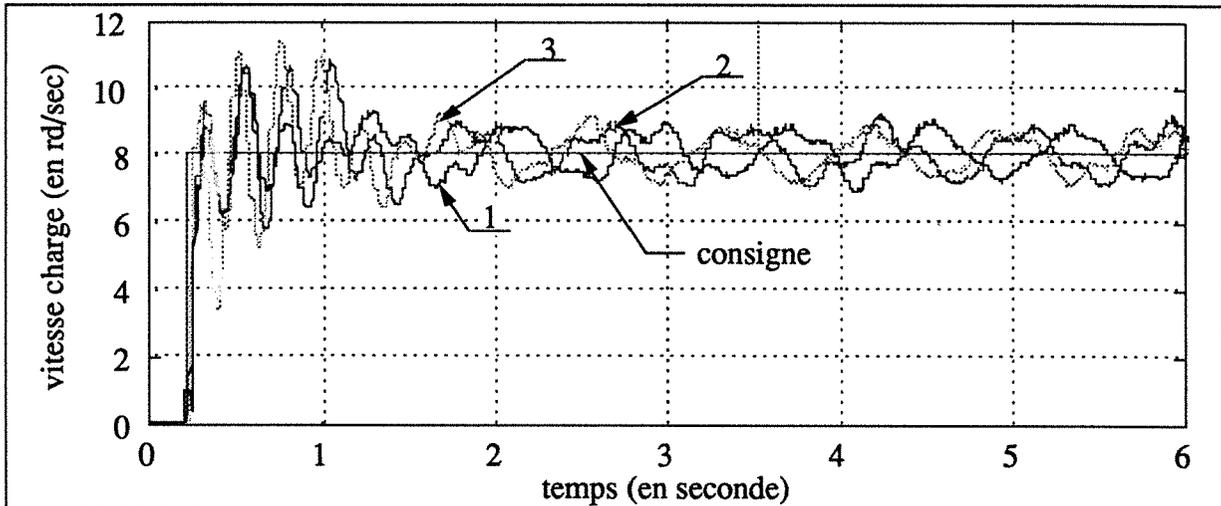


Fig. 5.16 : Vitesses charges avec inerties différentes

- Légende :
- 1 système nominal
 - 2 système nominal augmenté de 25 % d'inertie
 - 3 système nominal diminué de 25 % d'inertie

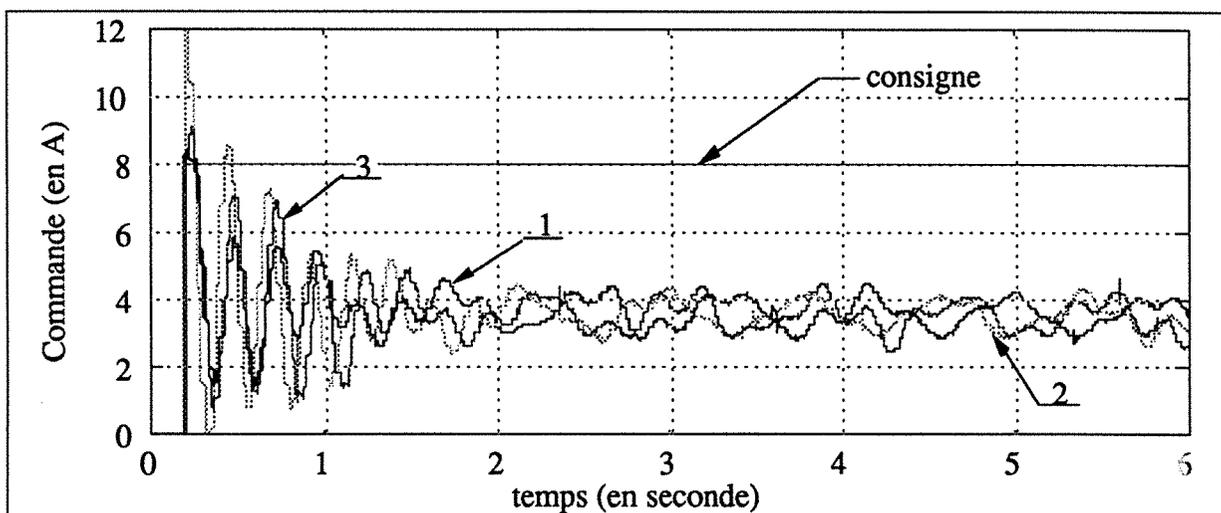


Fig. 5.17 : Commandes

Le signal de commande est très agité durant le régime transitoire et pourrait rapidement saturer si les valeurs affectées aux divers paramètres de synthèse n'étaient pas tempérées. Ce signal semble réellement moins sensible aux bruits de mesure que son alter ego LQG/LTR.

L'impression laissée figure 5.17 se confirme, le courant moyen consommé a tendance à être encore plus faible qu'en LQG/LTR (figure 5.11).

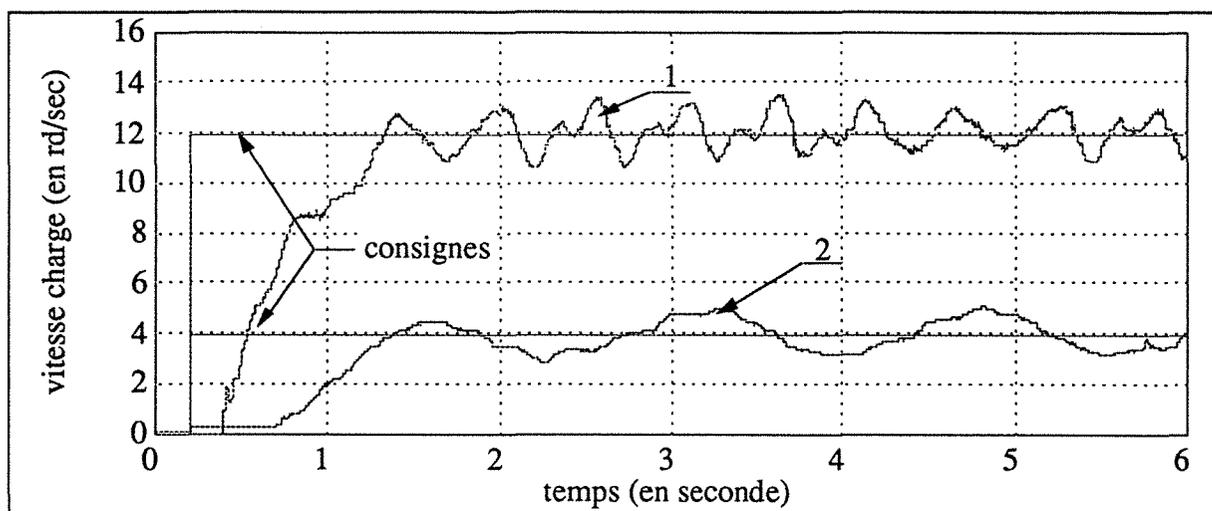


Fig. 5.18 : Vitesses charges avec consignes différentes

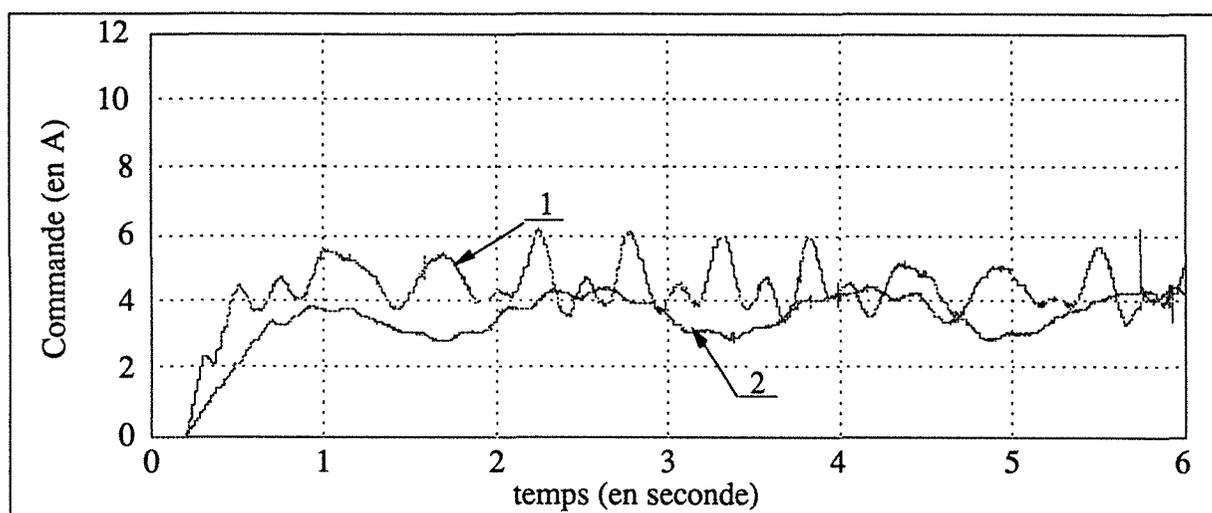


Fig. 5.19 : Commandes

Le tableau suivant (tableau 5.4) offre une synthèse numérique approximative des caractéristiques principales des courbes sus-présentées. Ses données numériques sont bien évidemment à l'image des courbes précédemment présentées.

consigne (en rd/sec)	12		8		4
système	nominal	nominal + 25% d'inertie	nominal	nominal - 25% d'inertie	nominal
vitesse moyenne charge (rd/sec)	12,0	8,0	8,0	8,0	4,0
amplitude moy. des oscillations (%)	±9,8	±7,4	±7,4	±7,0	±21,2
courant moy. (A)	3,74	3,52	3,42	3,41	3,40
amplitude moy. des oscillations (%)	±15,5	±15,7	±14,3	±14,3	±17,5

Tableau 5.4 : Synthèse du régulateur LQG/LTR avec pondérations fréquentielles

Le choix des pondérations est heuristique. De nombreuses expérimentations intégrant diverses valeurs de pondérations n'ont pas permis l'obtention de meilleurs résultats. L'ajout de

modes supplémentaires dus à l'augmentation du système accroît les risques d'excitation de certaines dynamiques mal maîtrisées. Le mauvais conditionnement du système (modification sensible des caractéristiques du système aux alentours de 21 rd/sec (courbe 5.2)) n'est pas étrangé à ces résultats mitigés qui ne doivent pourtant pas être généralisés. D'autres types de filtres doivent être essayés et leur action analysée.

4 __COMMANDES EN MODES GLISSANTS

Les asservissements à structure variable, et notamment ceux de type modes glissants, constituent une classe de régulateurs fort spécifiques. De par la répétition et l'amplitude des commutations engendrées par ce type de régulateur, cette technique se révèle usante pour les composants de puissance du préactionneur. Nous avons d'ailleurs pu vérifier la véracité de ce propos, après seulement quelques centaines d'heures de fonctionnement cumulées, le pont puissance de la carte RTR rendait l'âme.

4.1 __COMMUTATIONS À L'ORGANE DE PUISSANCE

Cet essai a été réalisé avec une période d'échantillonnage T réduite à 1 milli-seconde. L'imposition des pôles retenue affecte à ρ la valeur 20 (voir paragraphe 3.2, quatrième partie). Les gains de contre-réaction obtenus sont contenus dans le vecteur $k^T = [0,013 \quad 16,52 \quad 1]$, le coefficient d'intégration k_i (correction de l'erreur statique) adopte la valeur 12,75, tandis que le coefficient d'anticipation k_w (accélération du transitoire) est affecté de la valeur 1,27. En plaçant ρ , l'ensemble des gains du correcteur (k^T , k_i , k_w) se trouvent arrêtés. Il en résulte une réduction sensible du nombre de degrés de liberté (réduit en ce cas à l'unité) de réglage. Dans de telles conditions, la mise en œuvre de ce type de correcteur se révèle plus délicate, voire plus laborieuse que sur les correcteurs précédents.

La figure 5.20 présente, pour les trois même paliers de variation d'inertie qu'antérieurement, les réponses indicielles relatives à la vitesse charge. Le fort dépassement observable courbe 2 résulte de la conjonction de deux phénomènes : le changement de consigne intervenant avant la "sortie complète du point dur" et l'augmentation de la charge inertielle (système nominal + 25 %) ralentissent la convergence du critère retenu vers la surface de commutation, retardant d'autant le début de la phase de régulation. Cette période critique où le régulateur est inopérant se nomme "phase de ralliement". Celle-ci est surtout visible sur les courbes relatives à la commande appliquée au système (courbes 6.21, 6.24,...).

Légende :	1	système nominal
	2	système nominal augmenté de 25 % d'inertie
	3	système nominal diminué de 25 % d'inertie

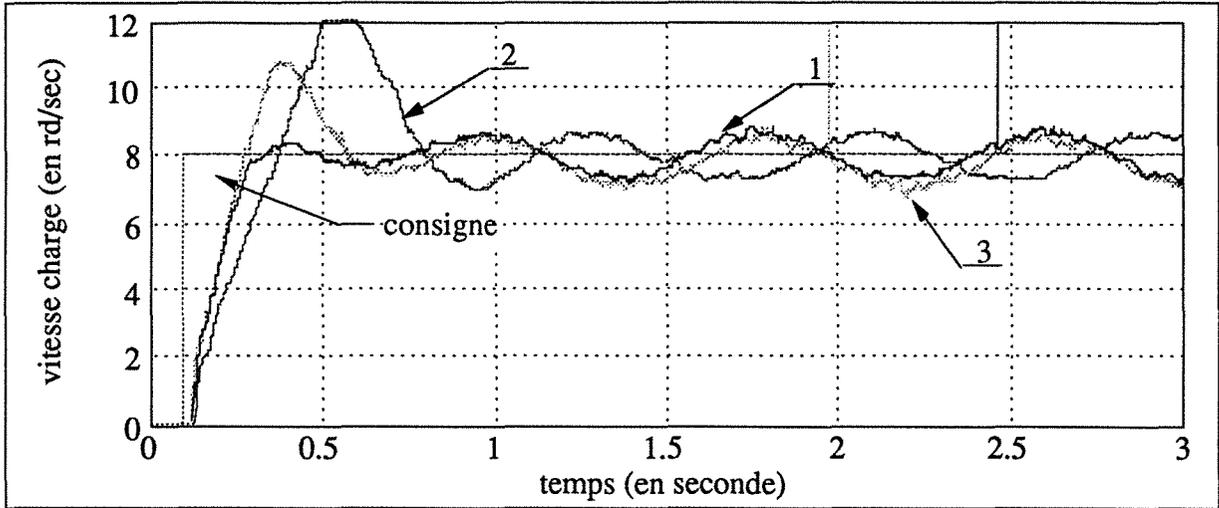


Fig. 5.20 : Vitesses charges avec inerties différentes

La commande présentée figure 5.21, relative à l'asservissement du système en configuration nominale, permet de constater l'importance du nombre des commutations subies par l'étage de puissance du convertisseur.

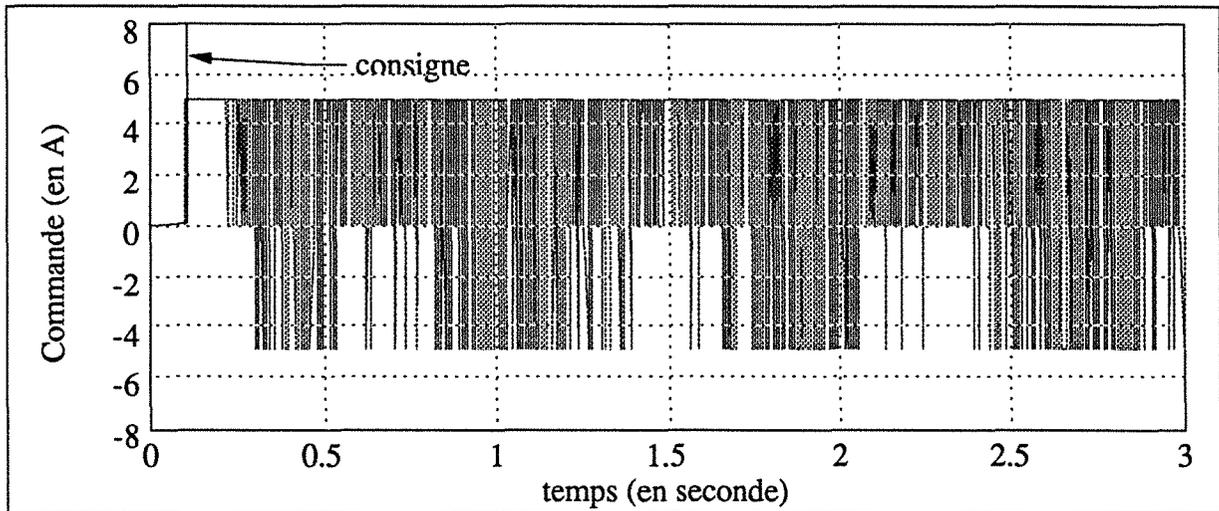


Fig. 5.21 : Commande en configuration nominale

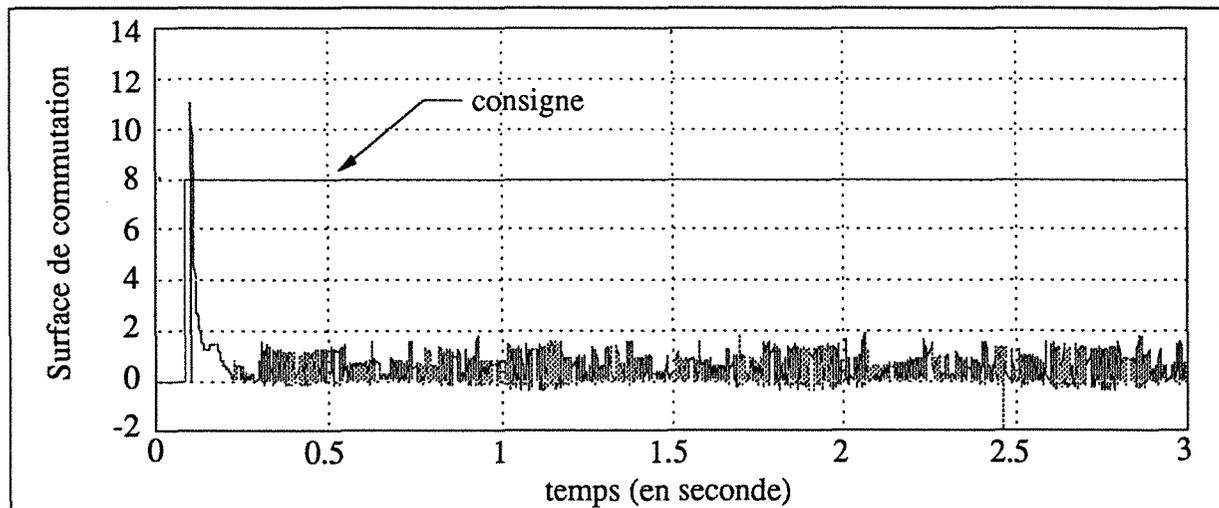


Fig. 5.22 : Surface de commutation en configuration nominale

L'allure de la surface de commutation (figure 5.22), relative au système dans une configuration identique à la précédente, montre l'influence non négligeable des bruits de système et de mesures lors du calcul du critère.

En comparant la courbe 1 de la figure 5.20 à la courbe représentant la vitesse moteur du système nominal (figure 5.23), on constate le peu d'effet des bruits parasites important sur la vitesse de la charge. En fait, l'effet néfaste des bruits de mesure est surtout sensible au niveau du calcul de la surface de commutation (figure 5.22), engendrant une information erronée quant à la distance séparant l'état du système à ladite surface.

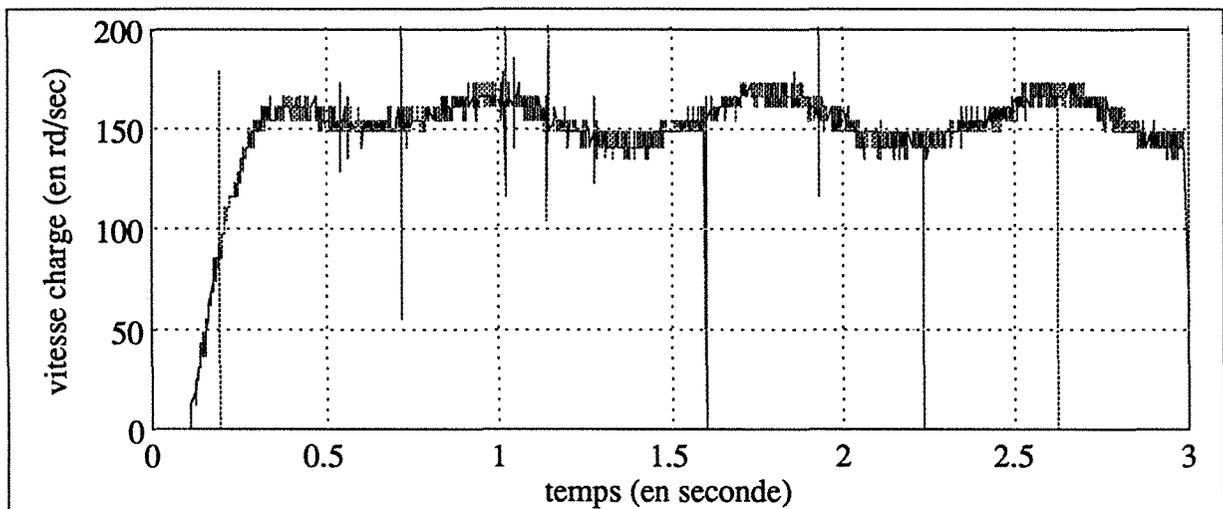


Fig. 5.23 : Vitesse moteur en configuration nominale

Les figures 5.24 et 5.25 représentent respectivement l'allure de la commande correspondant au système nominal augmenté de 25 %, diminué de 25 %.

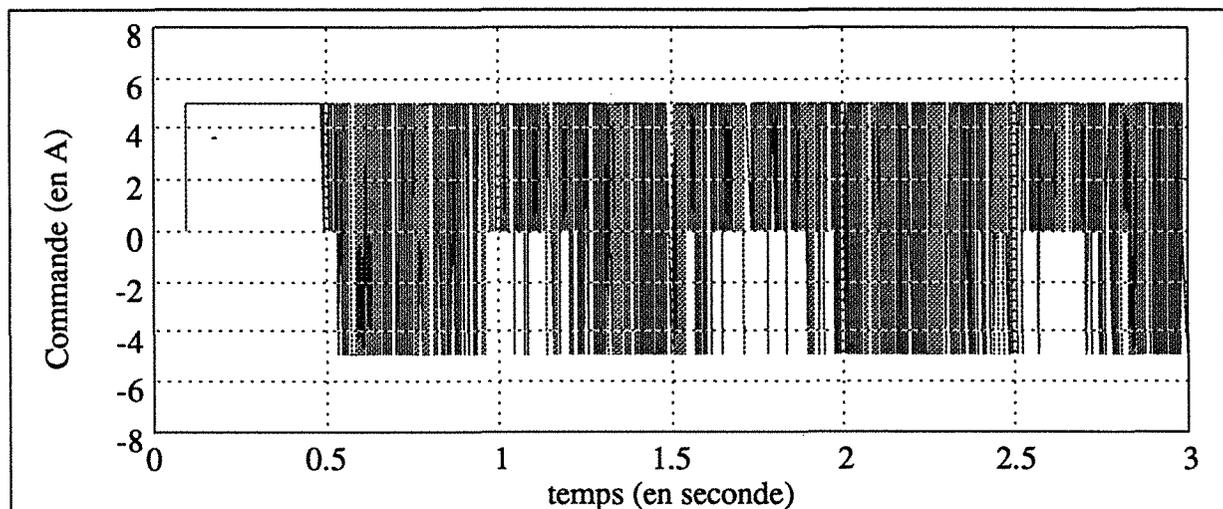


Fig. 5.24 : Commande pour une charge inertielle augmentée de 25 %

On remarque, au vu de la figure 5.25, une tendance du système à "sortir" du domaine de fonctionnement en modes glissants. Cette tendance se confirme figure 5.28, mais surtout figure 5.27, où le fonctionnement en modes glissants n'existe plus que par moments fugitifs. Il

est toutefois possible de prolonger les effets du régulateur en augmentant l'amplitude des commutations, au risque d'excitation de dynamiques négligées.

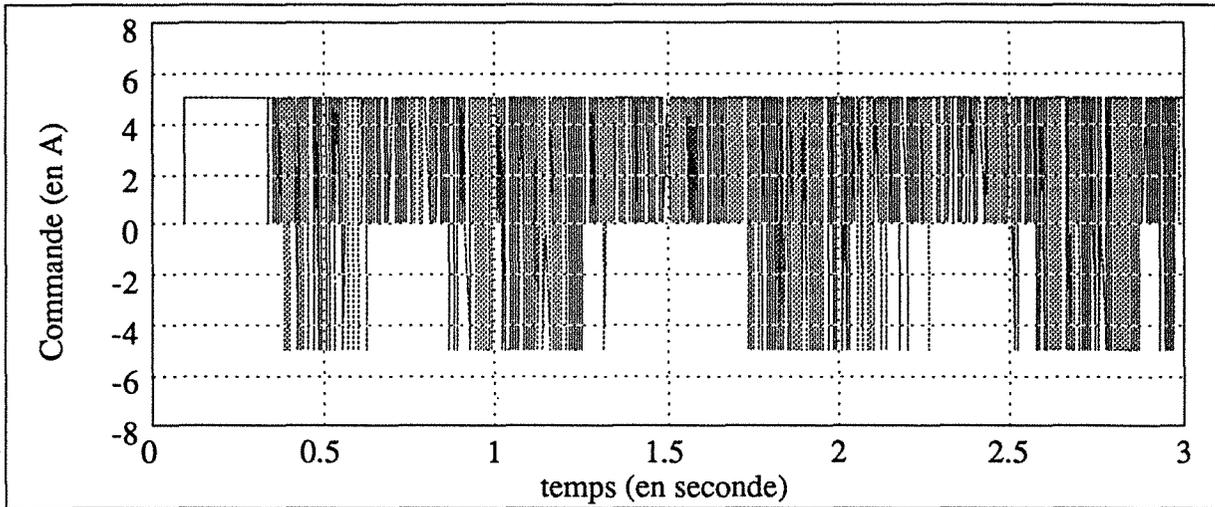


Fig. 5.25 : Commande pour une charge inertielle diminuée de 25 %

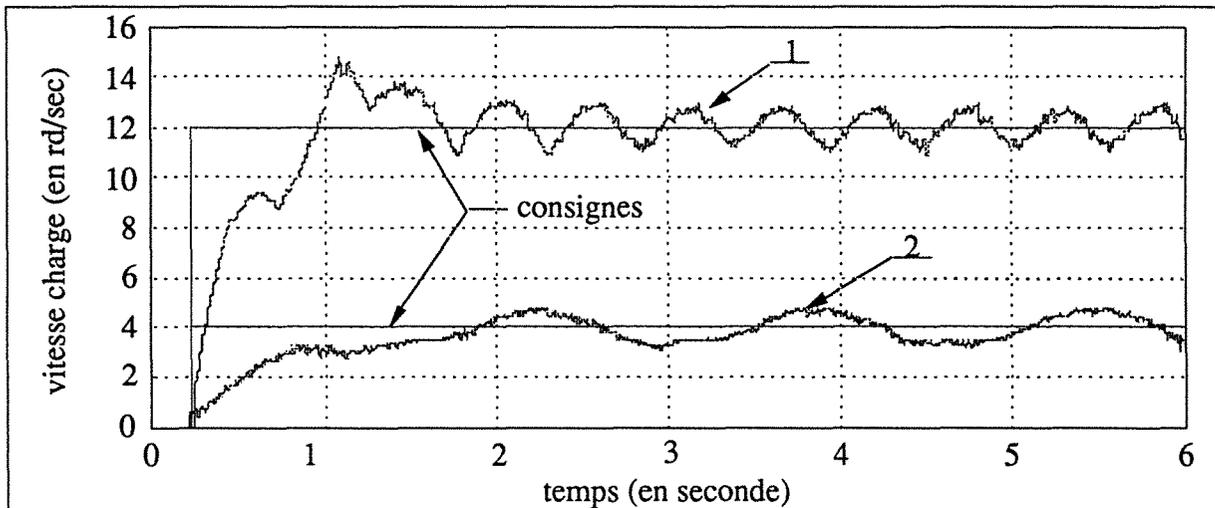


Fig. 5.26 : Vitesses charges avec consignes différentes

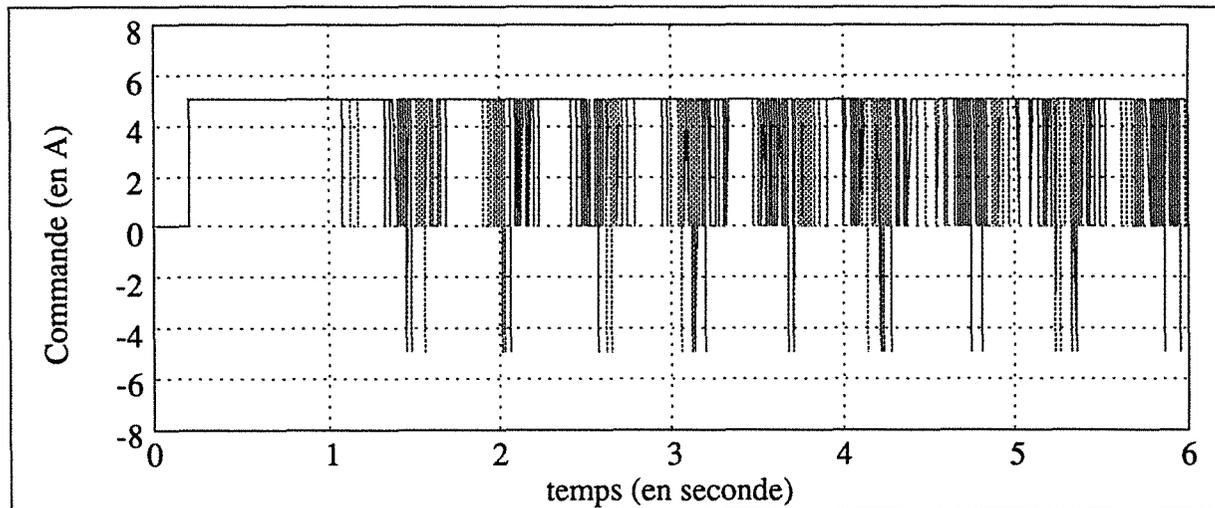


Fig. 5.27 : Commande avec consigne de 12 rd/sec

Lorsque l'on compare les réponses indicielles présentées figure 5.26 avec les courbes

correspondantes à leurs signaux de commande respectifs (figure 5.27 et 5.28), on constate à quel point une consigne de 12 rd/sec éloigne l'état du système de la surface de commutation nominale. Il en résulte une phase de ralliement au fonctionnement en modes glissants exagérément allongée. Cependant, la sortie régulée se maintient toujours aux alentours de la consigne.

Les courbes exposées figure 5.20 et 5.26 se rapprochent des résultats obtenus par l'emploi de la méthode LQG. Cette impression se confirme au vu des valeurs (se référer au tableau 5.5) correspondantes au label donnant l'amplitude moyenne des oscillations résiduelles sur la sortie régulée.

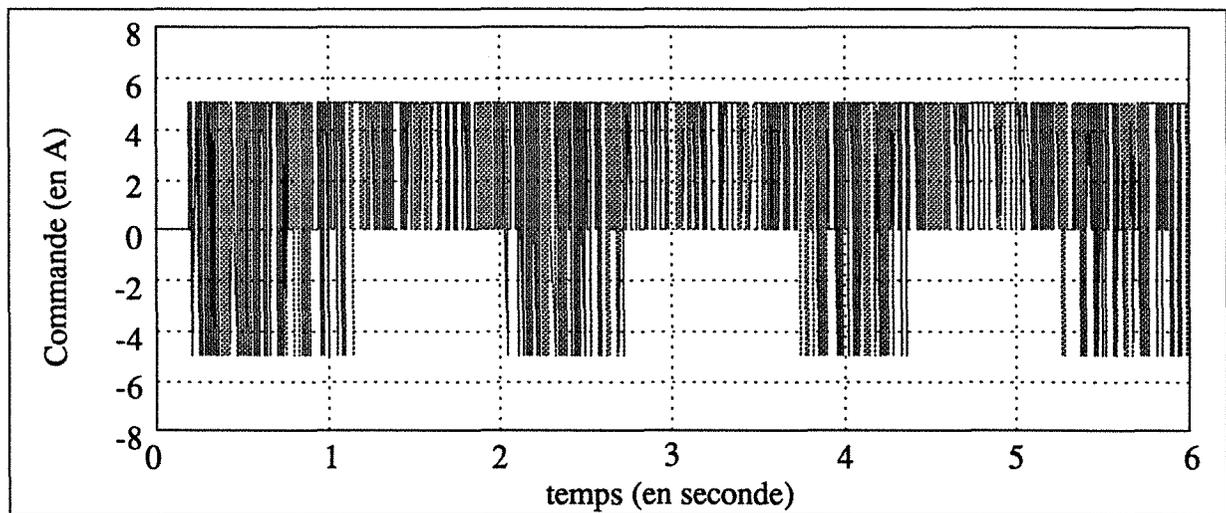


Fig. 5.28 : Commande avec consigne de 4 rd/sec

consigne (en rd/sec)	12		8		4
système	nominal	nominal + 25% d'inertie	nominal	nominal - 25% d'inertie	nominal
vitesse moyenne charge (rd/sec)	12,0	8,0	8,0	8,0	4,0
amplitude moy. des oscillations (%)	$\pm 6,1$	$\pm 7,3$	$\pm 8,1$	$\pm 8,1$	$\pm 14,0$

Tableau 5.5 : Synthèse du régulateur par modes glissants avec commutations à l'organe de puissance

De performances très moyennes, ce correcteur rappelle de par ses caractéristiques les réponses indicelles obtenues avec le régulateur LQG. On note toutefois une accélération des temps de montée, ainsi que des dépassements plus importants. On peut supposer qu'un meilleur rejet de perturbation permettrait d'assurer la pérennisation du régime de fonctionnement en modes glissants. Cependant, l'essentiel du problème réside dans l'élaboration d'une stratégie de commande d'après un modèle linéaire, pouvant laisser apparaître de graves déficiences lors des expérimentations (présence de non linéarités). Un nombre réduit de degrés de liberté de réglage se révèle plutôt être un handicap.

4.2 COMMUTATIONS SUR LES GAINS DE RETOUR D'ÉTAT

A présent, la période d'échantillonnage T retrouve sa valeur initiale égale à 2 milli-secondes. Le correcteur présenté ici est calqué sur son prédécesseur, mêmes gains de contre-réaction, mêmes coefficients d'intégration et d'anticipation. Les couples de valeurs constituant ψ sont :

$$\begin{array}{lll} \alpha_1 = -0,0021 & \alpha_2 = -13,8 & \alpha_3 = 0 \\ \beta_1 = 0,0021 & \beta_2 = 13,8 & \beta_3 = 0 \end{array}$$

Egalement présentée au chapitre 4, cette seconde stratégie de commande par structure variable se positionne comme une alternative à la méthode précédente. Sur les essais ayant rapport aux variations de la charge inertielle (figure 5.29), l'ampleur des oscillations résiduelles paraît importante.

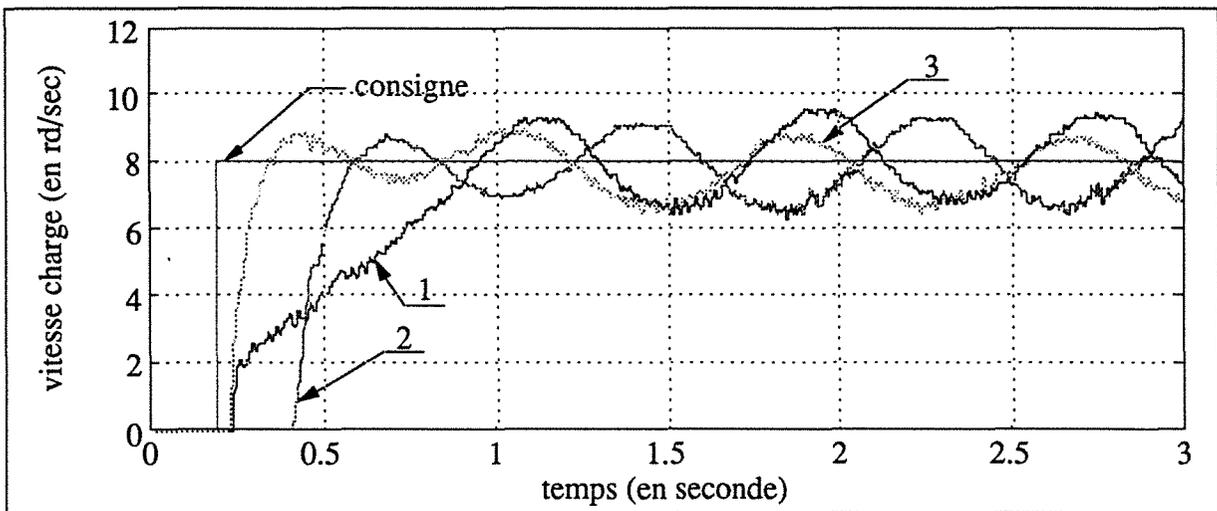


Fig. 5.29 : Vitesses charges avec inerties différentes

- Légende :
- 1 système nominal
 - 2 système nominal augmenté de 25 % d'inertie
 - 3 système nominal diminué de 25 % d'inertie

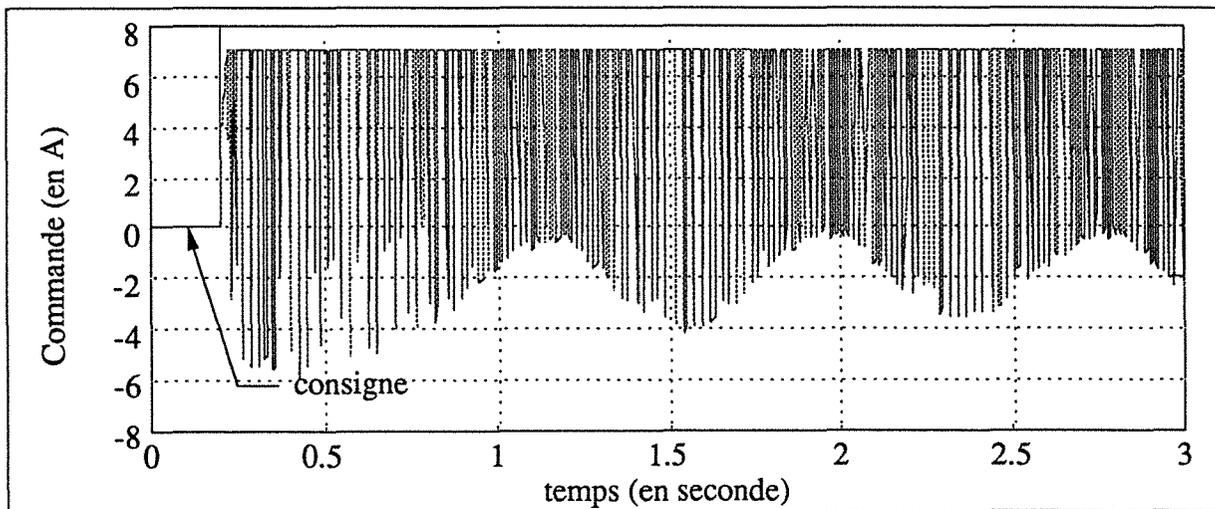


Fig. 5.30 : Commande en configuration nominale

Figure 5.30, on constate, sur la courbe relative à la commande du système dans sa configuration nominale, une diminution du nombre des commutations correspondant aux zones où le défaut d'homocinétisme est proche de son paroxysme. On retrouve ces mêmes zones figure 5.31 lorsque le critère de commutation s'éloigne de sa surface. La saturation de la commande à sept ampères peut paraître pénalisante, cependant le choix d'une valeur de saturation plus élevée n'améliore pas de manière significative les résultats, tout en augmentant fâcheusement l'amplitude des commutations (sans compter le risque, en pareil cas, de voir la commande exciter certains modes hautes fréquences négligés).

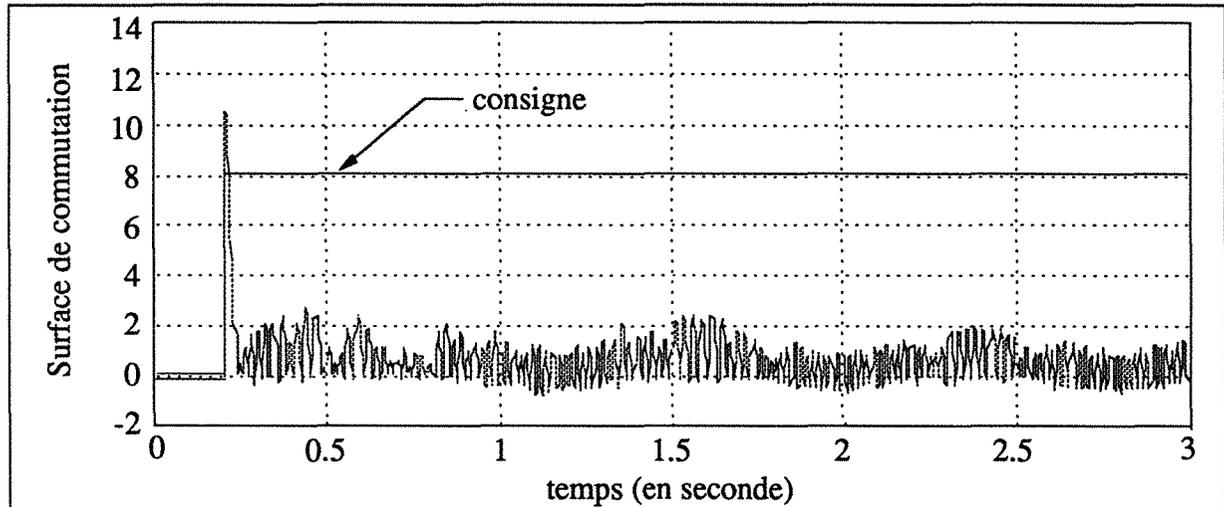


Fig. 5.31 : Surface de commutation en configuration nominale

En comparant les figures 5.24 et 5.31, on constate que la surface de commutation demeure toujours très bruitée. Cet état de fait se révèle bien sûr fort pénalisant sur le plan qualitatif en ce qui concerne la régulation obtenue. Filtrer efficacement les mesures en provenance des capteurs ne pourrait cependant que réduire les performances, déjà très moyennes, du système asservi.

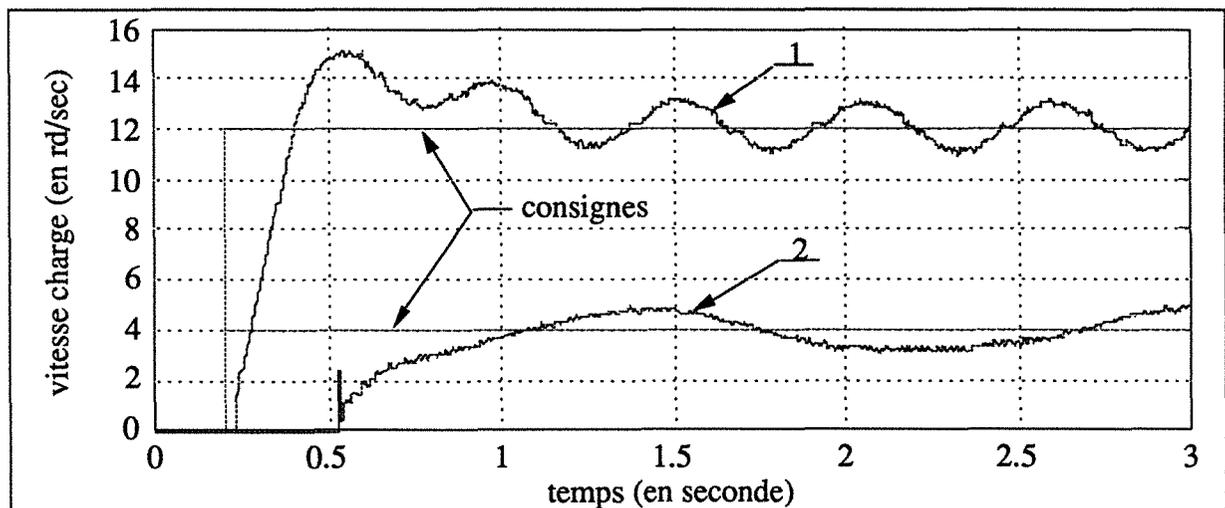


Fig. 5.32 : Vitesses charges avec consignes différentes

La faiblesse du rejet de perturbation constaté figure 5.29 n'augmente pas en fonction des

variations de consigne, comme il est possible de le constater figure 5.32. L'amplitude des commutations paraît plus importante figure 5.34 qu'à la figure précédente. En fait, l'accroissement du courant moyen consommé "tire" les valeurs de commutation vers le haut et seule la saturation artificielle présente sur le signal de commande génère cet effet. Cette saturation explique en partie la distance subsistant entre l'état du système et la surface dite de commutation (figures 5.22 et 5.31), se traduisant par une valeur moyenne de ladite surface non nulle.

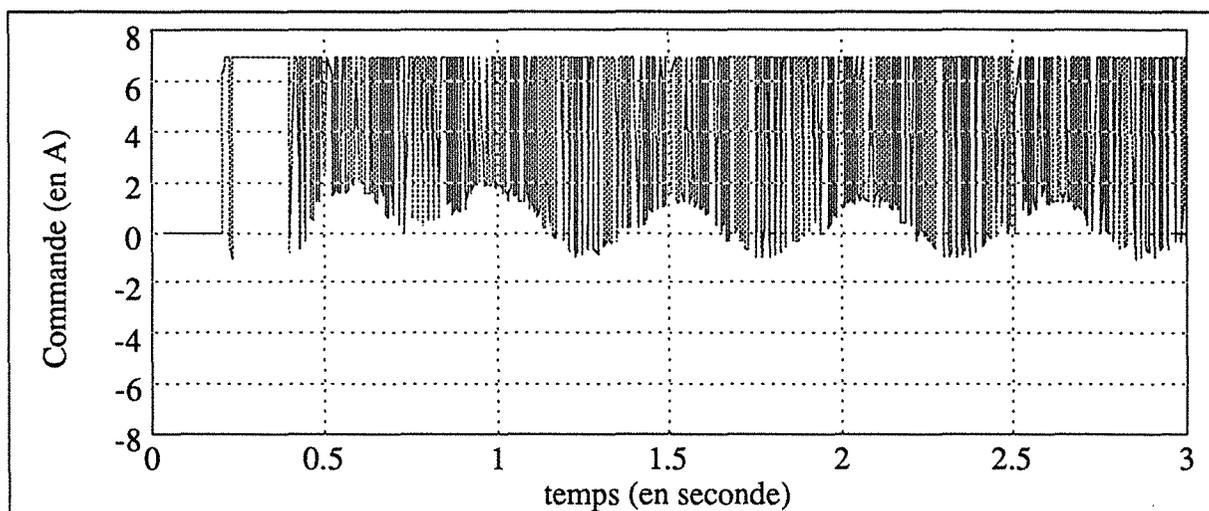


Fig. 5.33 : Commande pour une consigne augmentée de 50 %

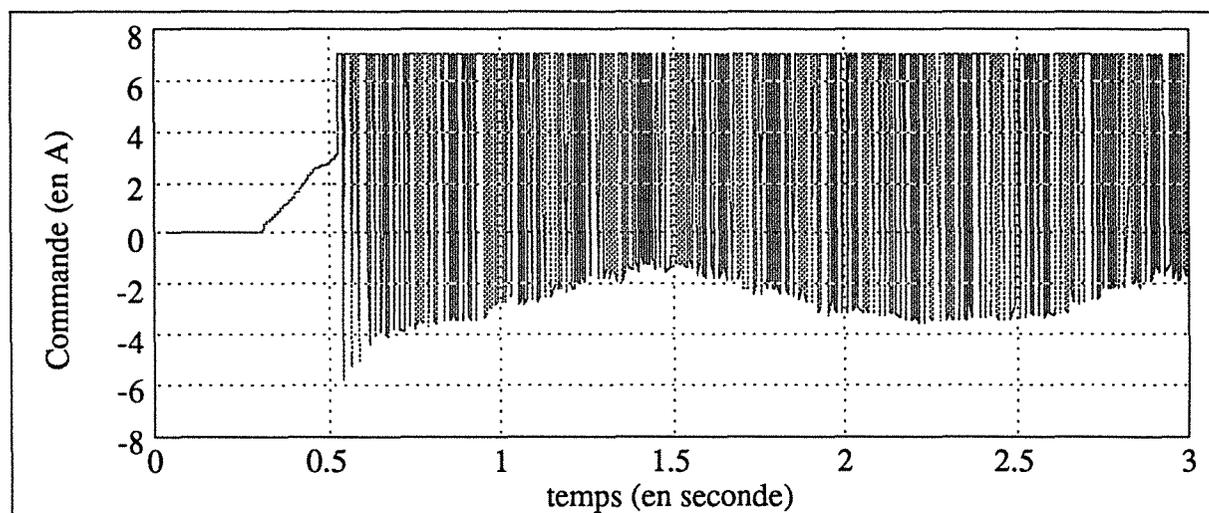


Fig. 5.34 : Commande pour une consigne diminuée de 50 %

Les résultats présentés figures 5.29 et 5.32 sont du même acabit. En qualité, ce régulateur se révèle légèrement inférieur au précédent comme le résume le tableau (5.6) ci-dessous.

Les résultats expérimentaux obtenus par ce type de correcteur, ne diffèrent guère des précédents. Les réponses indicielles obtenues sont de qualité très moyenne, notamment sur le plan du rejet de perturbation. Tout un travail devrait être réaliser sur l'insensibilisation de la surface de commutation aux bruits de mesure. Le nombre de commutations en serait probablement réduit, mais deumererait tout de même important. Ce dernier problème pénalise

lourdement les régulateurs de type modes glissants.

consigne (en rd/sec)	12	8			4
système	nominal	nominal + 25% d'inertie	nominal	nominal - 25% d'inertie	nominal
vitesse moyenne charge (rd/sec)	12,0	8,0	8,0	8,0	4,0
amplitude moy. des oscillations (rd/sec)	± 8	$\pm 15,2$	$\pm 15,5$	$\pm 11,7$	± 19

Tableau 5.6 : Synthèse du régulateur par modes glissants avec commutations sur les gains de contre-réaction

L'une des principales raisons de la limitation des performances obtenues avec ce type de régulateur tient probablement de la saturation existant sur la commande.

5 RÈGULATEUR A RETARD/AVANCE DE PHASE

Essayé à titre indicatif, l'application de ce type de correcteur ne présente qu'un intérêt limité. En effet, ce modèle de régulateur "travaille" à partir de l'erreur subsistant entre la consigne de référence et la sortie régulée : la vitesse charge. Torsion élastique et jeu au niveau du manchon d'accouplement engendrant un retard variable entre ladite sortie et la vitesse moteur sur laquelle s'exerce la commande, l'objectif de régulation s'en révèle délicat à tenir.

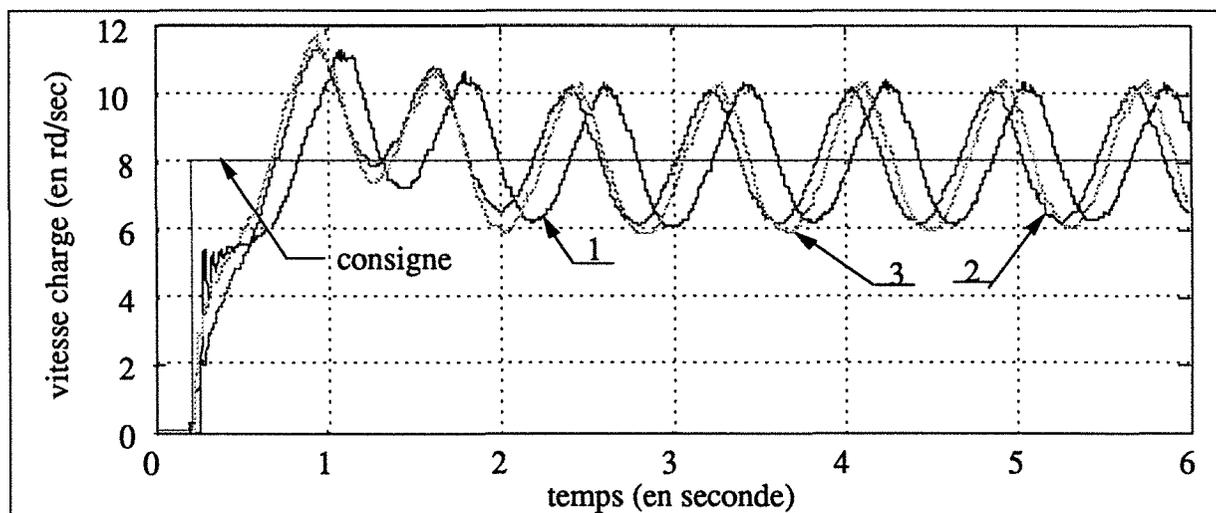


Fig. 5.35 : Vitesses charges avec inerties différentes

- Légende :
- 1 système nominal
 - 2 système nominal augmenté de 25 % d'inertie
 - 3 système nominal diminué de 25 % d'inertie

Au vu des réponses indicelles présentées figure 5.35 (à rapprocher de celles illustrant la figure 2.4), on constate que s'il apparaît exacte que les oscillations ont bien lieu autour de la consigne, l'amplitude de leurs oscillations reste très proche de celles du système seul en boucle ouverte. Les commandes générées visibles figures 5.36 et 5.38 sont, de fait, relativement "plates".

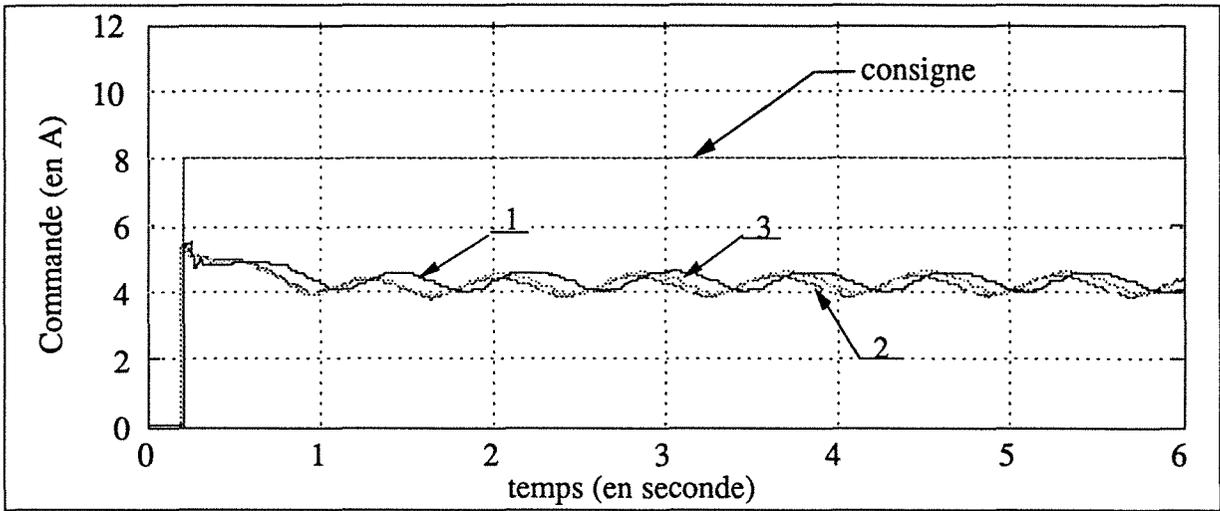


Fig. 5.36 : Commandes

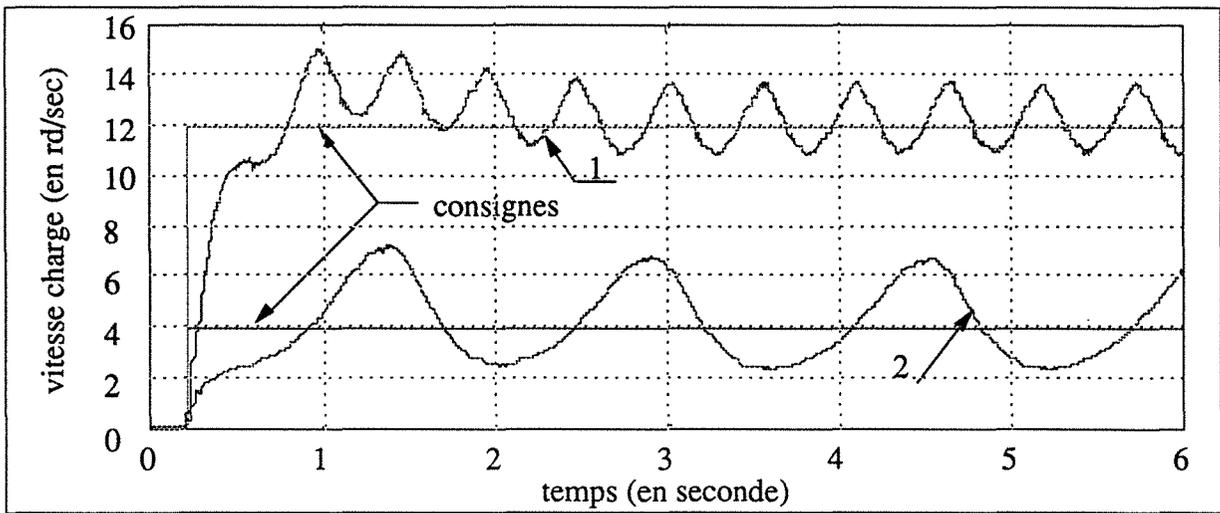


Fig. 5.37 : Vitesses charges avec consignes différentes

Comme l'amplitude de la perturbation générée par le défaut d'homocinétisme est relativement constant, la qualité du régulateur aux faibles consignes (courbe 2, figure 5.37) se révèle proprement catastrophique.

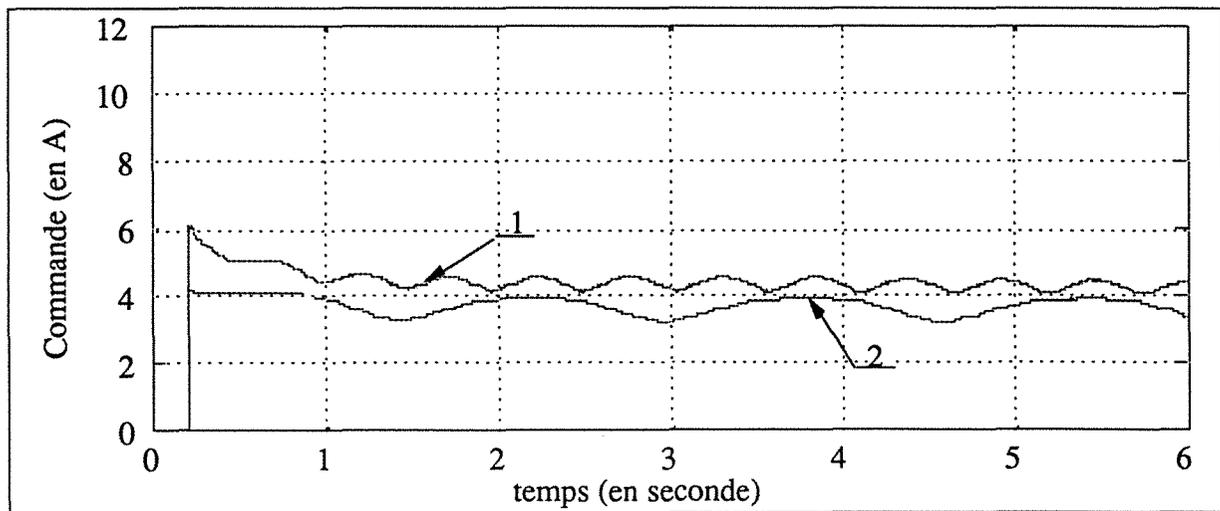


Fig. 5.38 : Commandes

Une synthèse numérique des principales caractéristiques des courbes ci-dessus présentées est maintenant fournie (tableau 5.7). Les valeurs retenues ne constituent qu'une approximation de la réalité destinée à comparer des ordres de grandeurs.

consigne (en rd/sec)	12	8		4	
système	nominal	nominal + 25% d'inertie	nominal	nominal - 25% d'inertie	nominal
vitesse moyenne charge (rd/sec)	12,0	8,0	8,1	8,0	4,0
amplitude moy. des oscillations (%)	$\pm 12,5$	± 25	± 25	± 25	$\pm 48,1$
courant moy. (A)	4,3	4,2	4,3	4,2	3,7
amplitude moy. des oscillations (%)	$\pm 6,5$	$\pm 6,9$	± 7	$\pm 6,9$	$\pm 9,1$

Tableau 5.7 : Synthèse du régulateur "conventionnel"

Avec ce type de correcteur, il se révèle impossible d'obtenir un rejet de perturbation acceptable. L'essai ici présenté, s'il paraît modeste sur le plan des performances, possède l'avantage certain d'éviter tout risque de déstabilisation pouvant engendrer une mise en défaut du préactionneur.

6 BILAN

Afin de resituer les performances respectives des différents régulateurs mis à l'épreuve au cours de ces essais, un rapide coup d'œil figure 5.39 permet de quantifier la capacité de chacun au rejet de perturbation.

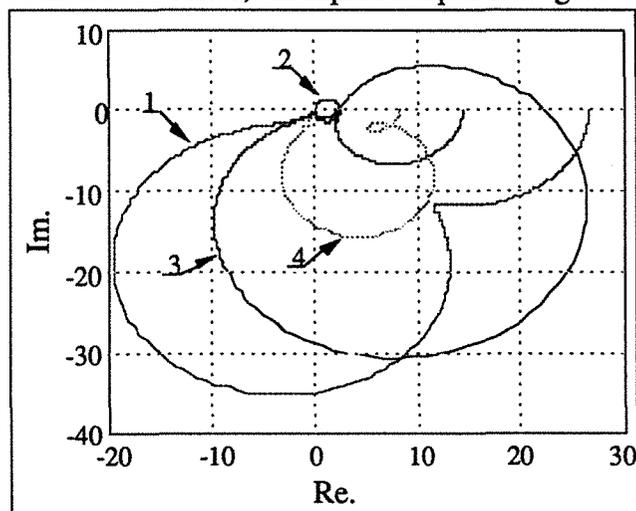


Fig. 5.39 : Diagrammes de Nyquist

Légende : 1 régulateur LQ
2 régulateur LQG
3 régulateur LQG/LTR
4 régulateur modes glissants hors obsv.

D'après les observations effectuées aux abords du point $-1 \pm 0j$, les divers transferts de boucle (réalisés à partir du système linéarisé) ne souffrent d'aucun risque d'instabilité.

En ce qui concerne les régulateurs issus des techniques dites linéaires quadratiques, sujet principal de cette étude, les premières constatations ne peuvent que confirmer la pertinence des critères tels la fonction sensibilité et sensibilité complémentaire (figure 5.5). L'essentiel des caractéristiques visibles a posteriori sur les réponses indicielles obtenues, avec notamment la

hiérarchisation qualitative des correcteurs expérimentés, étaient énoncées dès le premier paragraphe du présent chapitre. Le tableau 5.8 regroupe, à titre indicatif, les diverses marges de stabilité généralisées aux cas multivariables (voir paragraphe 4.4.4, partie intitulée "Notions de robustesse"). En entrée, l'augmentation de la marge de gain dans le cas du régulateur LQG/LTR est remarquable, malgré un léger affaiblissement de la marge de phase correspondante.

	régulateurs		
	LQG	LQG/LTR	LQG/LTR avec pondérations fréq.
Marge de gain en entrée]0 ; 2,0[]0,31 ; 5,60[]0,03 ; 2,0[
Marge de phase en entrée] -60,01° ; +60,01°[] -48,50° ; +48,50°[] -60,04° ; +60,04°[
Marge de gain en sortie]0,95 ; 1,05[]0,95 ; 1,05[]0,95 ; 1,05[
Marge de phase en sortie] -2,86° ; +2,86°[] -2,86° ; +2,86°[] -2,86° ; +2,86°[

Tableau 5.8 : Marges de stabilité multivariable

Si le régulateur linéaire quadratique (courbe 1) semble sans équivalent, la nécessité de reconstruction d'un des états du système empêche toute application dans le cadre de notre banc d'essais. On réalise très rapidement que les régulateurs de types modes glissants (courbe 4) ne pourront rivaliser, en termes de performances, avec leur concurrent LQG/LTR (courbe 3). Une image réaliste de la qualité du rejet de perturbations, notamment de celle relevant du défaut d'homocinétisme (défaut de concentricité et de perpendicularité) s'élabore à la lecture du tableau indicé 5.9.

consigne (en rd/sec)	12	8	4
système		nominal	
	Amplitude des oscillations (en %)		
LQG	±6,6	±9,4	±16,2
LQG/LTR	±2,5	±2,5	±3,7
LQG/LTR avec pondérations fréq.	±9,8	±7,4	±21,2
Modes glissants type 1	±6,1	±8,1	±14,0
Modes glissants type 2	±8	±15,5	±19
Retard/avance de phase	±12,5	±25	±48,1

Tableau 5.9 : Bilan des oscillations sur la sortie régulée

Si on tente d'établir une rapide synthèse des résultats présentés tout au long de ce chapitre, on est frappé par la qualité du rejet de perturbation obtenu avec un régulateur de type LQG/LTR et... déçu par les piètres résultats obtenus par son concurrent à pondérations fréquentielles. Les régulateurs de types modes glissants conçus par nos soins restent, de par leurs performances, de qualité relativement moyenne (faiblesses dans le rejet de perturbations, notamment du défaut d'homocinétisme). Performances d'ailleurs fort proches de celles obtenues avec le correcteur LQG.

D'expérience, les paramètres de synthèse ρ et α relatifs au correcteur LQ doivent être maintenus dans des proportions modestes afin de préserver suffisamment de marge à la procédure de restitution du transfert de boucle. A l'inverse, la matrice de pondération relative aux bruits de mesure, comprise dans ce type d'application comme une matrice de synthèse, doit par anticipation aux effets de la procédure LTR être maximisée. Le régulateur LQG/LTR étant par nature plus sensible aux bruits. Même dotée de "meilleurs" coefficients, la régulation LQG n'aurait pas rejetée de manière plus significative la perturbation découlant du défaut d'homocinétisme. Sur un système soumis à ce type de perturbation, la difficulté essentielle réside dans le choix d'un paramètre μ (LTR) engendrant une amélioration sensible des performances du système asservi, tout en veillant à ne pas trop saturer le signal de commande. La tâche est rendue délicate de par l'ambivalence du procédé lors phases de changement de consigne. Avec l'introduction de pondérations fréquentielles, l'augmentation du système accroît les risques d'excitation de dynamiques mal maîtrisées. Le choix éclairé du type de pondération à mettre en œuvre semble fondamental.

Les asservissements de type modes glissants ne se révèlent pas très efficaces sur le plan du rejet d'éventuelles perturbations. Bien que disposant d'une marge de stabilité très importante, la figure 5.39 nous dissuade d'espérer égaler les performances obtenues avec le régulateur LQG/LTR. De plus, l'importance et la répétitivité des commutations supportées par l'organe de puissance portent un préjudice appréciable à la durée de vie du pré-actionneur. Quant au dernier régulateur (retard/avance de phase), comme indiqué au cinquième paragraphe, il se révèle bien évidemment incapable à gérer le déphasage (jeu, élasticité) s'immiscant entre la sortie régulée et l'actionneur.

Conclusion

CONCLUSION

Dernière étape de ce mémoire, la conclusion est ce lieu privilégié où l'on mêle allègrement bilan du travail accompli et perspectives de développements. Après 112 pages passées ensemble et avant une dernière synthèse générale, je souhaite, au travers ce rapport, avoir apporté un éclairage original quant au comportement expérimental de techniques de régulation réputées robustes. Vous avoir sensibilisé quant à l'intérêt revêtu par notre banc d'essais. Un aéroplane d'équipes s'est d'ores et déjà penché sur le problème et travaille sur des domaines tels la commande, les observateurs ou encore l'identification de procédés non linéaires.

Les mécanismes entraînés (l'asservissement d'un moteur seul ne présente que peu d'intérêt) intègrent de manière structurelle d'innombrables sollicitations tant linéaires (élasticité des arbres de transmission, ou des manchons d'accouplement, inertie), que non linéaires (frottements secs, jeux, défauts d'homocinétismes). Assurer la commande de ces mécanismes, en respectant moult indications quant aux performances cinématiques et dynamiques, compte tenu des perturbations dues aux variations de charge, aux sources d'énergie, à l'environnement (parfois non linéaires),... semble relever de la gageure. Surtout lorsque l'œuvre théorique utilisée repose sur l'élaboration et de la synthèse de régulateurs à partir de modèles linéaires. Heureusement, les théories relatives à la robustesse de la commande permettent d'espérer asservir efficacement, et sûrement, un grand nombre de systèmes perturbés, même de façon non linéaire.

Appliquer de telles méthodes à une unité d'essais expérimentale et en démontrer la pertinence étaient nos ambitions. A partir d'un modèle de connaissance linéarisé, nous avons élaboré et testé deux grandes familles de régulateurs. Après avoir "décliné" les correcteurs de type linéaire quadratique dans trois de leurs formes les plus usitées, la confrontation avec des correcteurs fonctionnant par modes glissants s'est révélée à leur avantage. Par curiosité, un régulateur à retard/avance de phase fit l'objet d'un essai. Incapable de surmonter le déphasage généré par le jeu et l'élasticité de la transmission entre la sortie régulée et l'actionneur, ce type de correcteur se révèle inapte au rejet de la perturbation issue du défaut d'homocinétisme. Si le régulateur par modes glissants avec commutations au niveau de l'organe de puissance assure un rejet de perturbation assez moyen, son petit frère doté de commutations au niveau des gains de retour d'état est incapable d'assurer de meilleures performances. Pire, les nécessaires saturations limitant le signal de commande rendent son réglage plus délicat. De par ses incessantes commutations, ce type de régulateur se révèle extrêmement néfaste pour le système

de commande, hypothéquant gravement la durée de vie des composants de puissance du pré-actionneur.

Avant d'aborder la synthèse express des essais relatifs aux commandes issues de régulateurs linéaires quadratiques, il convient de préciser que la position axiale, par rapport au défaut d'homocinétisme, au moment de la mise en application du changement de consigne joue un rôle majeur en régime transitoire. On se retrouve en fait face à un procédé ambivalent en cette phase de fonctionnement. Une autre contrainte réside en la limitation (tant temporelle, que quantitative) du courant impulsif, afin de ne pas induire de disjonction au niveau de la boucle de courant analogique présente sur le pré-actionneur. Il résulte, de ce contexte, une limitation des performances (et par voie de conséquence, du rejet de perturbations) maximales admissibles. De forme LQG (l'état du système n'étant pas entièrement mesurable), le premier des régulateurs de la famille "linéaire quadratique" ne permet pas l'obtention de résultats supérieurs en qualité à ceux du premier groupe, l'observateur de Kalman associé au régulateur rendant ce dernier complètement asthénique. La recherche d'un compromis conduisant à un rejet de perturbations satisfaisant n'est plus, dans de telles conditions, envisageable. A partir de ce correcteur, une procédure de restitution du transfert de boucle (régulateur LQG/LTR) permet de se rapprocher des propriétés intrinsèques d'un correcteur LQ. Malgré une tendance somme toute acceptable au dépassement lors des régimes transitoires, notamment lors d'un changement de consigne en sortie de "point dur", la qualité de la réjection de perturbation est remarquable. Ce type de correcteur demeure, pour l'instant, le mieux adapté à nos besoins et nos exigences (meilleur rejet de la perturbation relevant du défaut d'homocinétisme, facilité de mise en œuvre et de réglage). Troisième de ladite famille à faire l'objet d'un essai : le régulateur LQG/LTR doté de pondérations fréquentielles sur la commande et la sortie. Les effets des pondérations sur la zone relative au mauvais conditionnement du système (zone d'action du zéro double imaginaire relatif à la fonction de transfert liant la commande en courant à la vitesse moteur, mal maîtrisée, que l'empirisme recommande d'éviter d'estomper trop sensiblement) ne permettent pas d'envisager un rejet de perturbations aussi satisfaisant que précédemment. Les possibilités de réglages s'en trouvent conséquemment réduites.

Les résultats expérimentaux obtenus démontrent que l'emploi de modèles linéaires à temps invariant, dans le cas de processus électromécaniques fortement perturbés, aux non-linéarités et contraintes (sur l'état et la commande) multiples, ne confine pas du paralogisme. Si les techniques du type "modes glissants" se révèlent laborieuses aux réglages, les méthodes linéaires quadratiques basée sur le "cheap control" se montrent fort plaisantes à mettre en œuvre (nombre restreint des paramètres de synthèse, actions dissociées). Excepté l'emploi de pondérations fréquentielles qui fige trop précocement le compromis stabilité/performances, ces dernières méthodes permettent l'obtention de correcteurs (LQG/LTR) aux performances plus qu'honorables.

Historiquement dédié à l'étude des nombreux problèmes inhérent à l'asservissement d'une tourelle équipant divers matériels d'origine militaire, le procédé susvisé (de par le dimensionnement des perturbations l'affectant) est propre à représenter une quelconque "caricature" d'actionneur électromécanique industriel. A une époque où nombre d'équipes cherchent à valoriser leurs travaux au travers d'applications les plus diverses, l'élaboration d'un banc d'essais est une initiative intéressante. Et lorsque le prototype en question reflète une réalité industrielle, sans toutefois pâtir des sujétions propres aux installations productives, l'intérêt n'en est que plus grand. Dans un tel contexte, si le procédé se doit de soutenir une forte coloration industrielle, l'environnement de développement doit, quant à lui, allier convivialité, transparence et compatibilité. Afin de répondre positivement à cette triple exigence, nous ne nous sommes pas contentés d'élaborer un ensemble électromécanique doté d'un système de commande industriel, mais avons développé tout un contexte de travail propre à satisfaire le plus grand nombre. A convivialité et compatibilité, nous avons répondu par l'utilisation d'un environnement informatique des plus répandus : Unix sous X-Window, le langage C pour l'écriture de la routine de régulation, la réalisation d'un guide utilisateur à présent rodé. A convivialité et transparence, nous avons créé les outils et sous-programmes permettant à l'utilisateur d'économiser son temps : les logiciels (également créés par nos soins) permettant le transfert bilatéral entre le système de développement et l'équipement industriel sont accessibles depuis un menu, tandis que seule reste à la charge du chercheur l'écriture de son régulateur et du choix de sa séquence d'expérimentation.

Traditionnellement, nous sommes arrivés à ce point du mémoire où il est apprécié de parler prospectives et perspectives de recherches. Parallèlement à l'étude quant à l'influence de diverses formes de pondérations fréquentielles sur la zone de mauvais conditionnement du système (aux alentours de 21 rd/sec), s'élabore (en collaboration avec un chercheur appartenant à une autre équipe du CRAN) un régulateur de type H_{∞} . D'autre part, l'étude théorique quant à l'application, dans le cadre d'un régulateur fonctionnant en modes glissants, d'une procédure de type restitution du transfert de boucle semble une perspective de recherche intéressante. Outre l'établissement d'un modèle interne, l'étude des défauts de conditionnement sont envisagés. Il est également prévu de s'intéresser aux correcteurs intégrant, dès leur élaboration, les diverses contraintes (tant sur la commande, que sur l'état du système) permettant ainsi une détermination a priori efficace des paramètres de synthèse de la commande. En projet également, la réalisation de l'asservissement d'une plate-forme de robotique mobile dotée d'une motorisation double. Pour l'heure, nous nous préparons à l'accueil de chercheurs désirant venir mettre à l'épreuve leurs travaux.



Annexes

Annexe 1 :
Architecture du Système

ARCHITECTURE DU SYSTÈME DE COMMANDE

L'adoption d'une unité d'essais répond à une double aspiration. Outre l'intérêt légitime de disposer d'un système concret (un tel équipement impose pragmatisme et réalisme face à diverses problématiques telles la modélisation, l'influence réelle des perturbations sur les performances d'asservissements,...), ce banc d'essais permet d'évaluer et de comparer des méthodologies de commande sous des conditions expérimentales similaires. Cependant, assurer la pérennité (au sein de l'équipe de recherche) et l'accessibilité aux intervenants extérieurs d'un tel système impose le respect de gouvernes préservant simplicité et convivialité d'utilisation.

1 INTRODUCTION

Une des opérations les plus délicate à gérer, après réalisation de l'ensemble électromécanique, réside en la conception d'une interface homme-machine transparente et conviviale, garantissant aux intervenants potentiels une prise en main rapide et agréable. La présente section souhaite contribuer à l'accomplissement de ces deux derniers aspects. Cinq subdivisions permettent une approche graduelle dans l'appréhension des procédures de mise en œuvre et des détails architecturaux. Certaines subdivisions ont un caractère optionnel, pour qui désire essentiellement utiliser l'unité d'essais. C'est le cas notamment des chapitres indexés 3 ("Cahier des charges"), 4 ("Structuration des programmes"), 6 ("Architecture détaillée") et de l'annexe. Le chapitre 2 ("Présentation fonctionnelle") expose l'agencement global de la structure du système. Il aide ainsi à une bonne compréhension des liens unissant les différentes parties du système de commande. Au chapitre 5 ("Guide utilisateur"), l'utilisateur est invité à une prise en main didactique du système. Tout au long de l'alinéa 5.1 ("Sessions de travail") l'intervenant se verra conseiller et guider, de l'insertion de sa fonction de régulation écrite en langage "C", à l'exploitation des résultats obtenus.

Les détails fonctionnels et matériels quant à l'organisation des échanges d'informations sont décrits au chapitre 2 ("Cahier des charges"). La contexture des programmes que l'intervenant sera amené à employer, sciemment ou de manière transparente, est présentée chapitre 4 ("Structuration des programmes"). Le chapitre 6 ("Architecture détaillée") est réservé, a priori, à un public plus limité. Le détail matériel des diverses parties constitutives du système de commande intéresse essentiellement de futurs développeurs. La sous-division 6.3

(“Métrologie”) permet une présentation succincte de la carte d’acquisition des données des capteurs et des vitesses. En annexe, quelques généralités sur le compilateur croisé C- assembleur M68020 sont fournies, ainsi que divers renseignements pratiques destinés aux intervenants extérieurs à l’ENSEM.

2 PRÉSENTATION FONCTIONNELLE

L’architecture du système de commande pour l’ensemble électromécanique développé sur le site du CRAN-ENSEM est composée de quatre sous-ensembles bien distincts. Présentés succinctement partie 2 (“Le procédé électromécanique”), ces modules sont à présent synthétisés sous forme de pavés dans la figure 3.1. Il est flagrant de constater l’importance des liens associant l’opérateur à la partie développement. Les quatre sous-ensembles suscités sont :

- 1 partie développement (terminal X).
- 1 partie commande (système Gespac et sa console associée).
- 1 partie opérative (unité “puissance”).
- 1 processus (système électromécanique).

La partie développement ne participe pas directement au processus de régulation. Sa standardisation (environnement Unix) constitue une première contribution pour une convivialité acceptable. Une synthèse des diverses fonctionnalités à assurer entre les modules est présentée figure A1.1 :

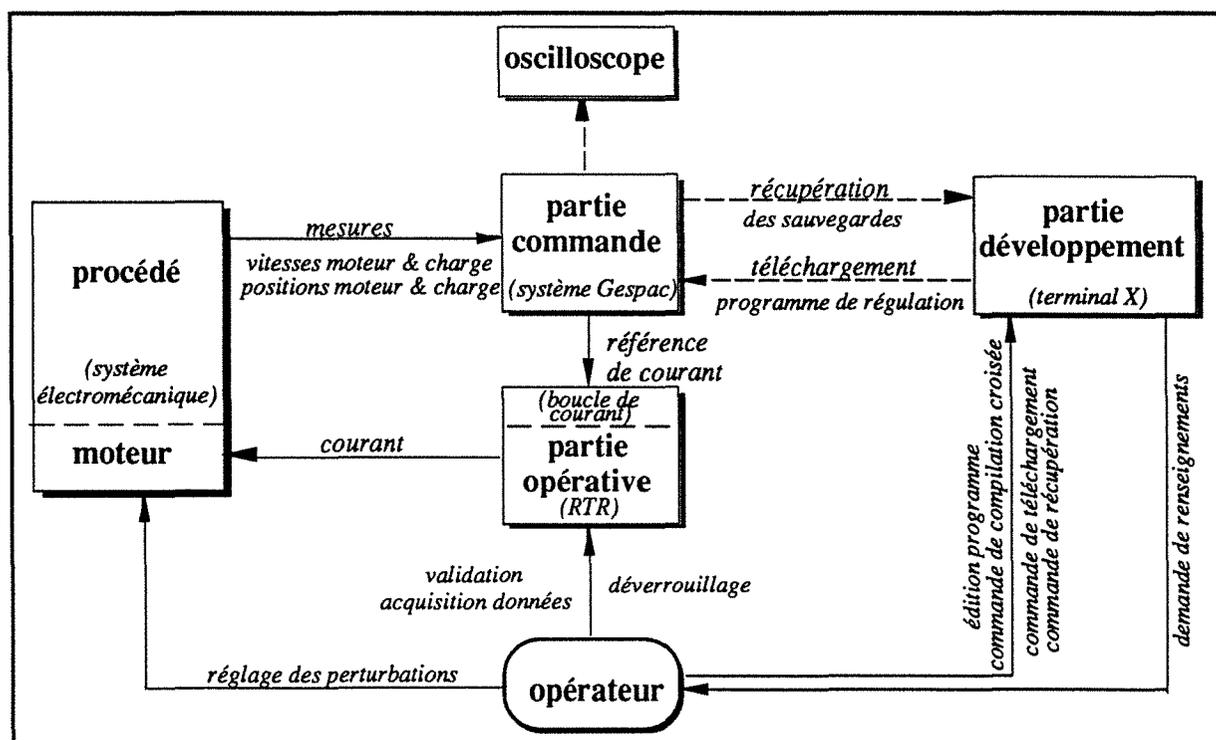


fig. A1.1 : Présentation fonctionnelle du système de commande

Le mode opératoire envisagé, en tenant compte des contraintes précédemment fixées, impose la réalisation de divers programmes destinés à simplifier l'usage de l'unité d'essais. Le détail de ces fonctionnalités est présenté chapitre 3. L'examen de la figure ci-dessus permet de recenser les multiples opérations relevant du manipulateur :

- Edition du programme de régulation (contenant divers utilitaires, écrit en langage C).
- Insertion de la routine de régulation à l'emplacement prévu dans le programme précédent, à écrire en langage C.
- Lancement de la compilation croisée à l'aide d'un fichier de commande.
- Téléchargement sur la machine cible du programme ainsi compilé.
- Récupération des données mémorisées sur la machine cible.
- Exploitation des résultats (à priori sous le logiciel de CAO automatique "Matlab").

Ces interventions s'effectuent toutes depuis la partie développement. Il reste cependant quelques opérations indispensables à réaliser depuis les autres parties constitutives du système :

- Initialisation du système Gespac (depuis la console associée au système de commande).
- Déverrouillage du variateur (interrupteur en façade de la partie opérative).
- Déclenchement de la fonction de mémorisation des données de la régulation (interrupteur en façade de la partie opérative).
- Ajustage des perturbations sur le procédé (variation d'inertie, serrage de la vis de frein,...).

3 CAHIER DES CHARGES

La réalisation matérielle de l'architecture du système présentée précédemment, en tenant compte de la viabilité économique du projet, doit intégrer prioritairement des composants matériels et des logiciels existant sur le site. L'ensemble électromécanique doit trouver place en un lieu autre qu'une salle informatique, pour ne pas mobiliser une station de travail, d'où l'emploi d'un terminal X-Window. Une architecture informatique réalisée sur la base de terminaux X utilisés comme postes de travail constitue un système ouvert par excellence : en effet, un utilisateur d'un terminal X-Window peut accéder à n'importe quelle application sur n'importe quel hôte raccordé au réseau, à partir du moment où ce dernier supporte X-Window. Cette proposition reste vraie quel que soit le matériel ou l'architecture du système d'exploitation (SUN, DEC, DG, HP, MIPS, CRAY). De plus, par le biais d'options de connexions Telnet ou LAT, certains terminaux X peuvent accéder à des hôtes ne supportant pas X-Window. En déchargeant le serveur de l'affichage des applications, le terminal X réduit largement le coût qu'implique la présence d'une interface graphique sur chaque écran. De plus, l'avènement du

terminal X a élargi le concept de réseau en apportant à l'utilisateur une souplesse bien plus grande dans le choix des ressources adéquates à une application particulière.

Par défaut, la machine hôte raccordée par réseau (Ethernet) au terminal X se nomme *dupont* (SUN 4). Diverses ressources nécessaires à l'application envisagée sont rattachées à d'autres machines. C'est notamment le cas du compilateur croisé C-assembleur M68020 (système de CAO informatique HP64000) résidant sur la station de travail *pacome* (HP 9000-300), ou encore du logiciel Matlab résidant sur la station *tintin* (SUN 3). La figure A1.2 illustre ce propos.

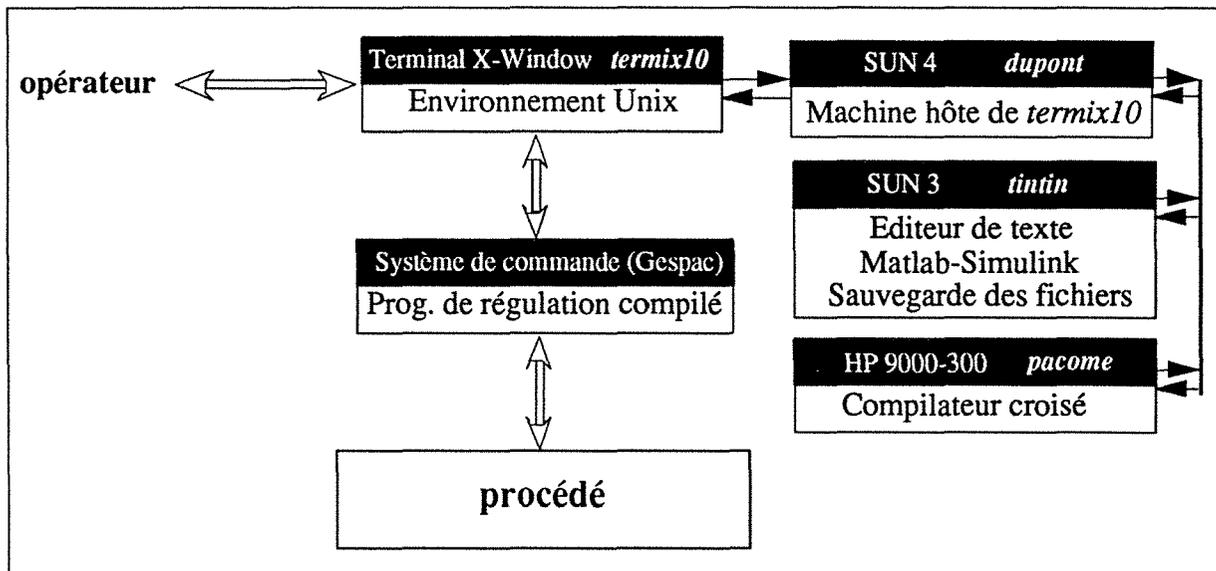


fig. A1.2 : Localisation des ressources

La liaison physique réalisant l'interconnexion entre le terminal X et les différentes stations de travail a la forme d'un réseau Ethernet nommé *brimbelle*. La partie commande (système Gespac) est reliée par l'intermédiaire de sa carte GESMFI-1 au terminal X via une liaison série RS-232.

Le détail des fonctionnalités évoquées au chapitre précédent permet un rapide bilan des fonctions logicielles à concrétiser :

- Edition du programme de régulation : l'opérateur à accès depuis le terminal X à un menu lui proposant un éditeur de texte.
- Insertion de la routine de régulation : un fichier nommé *regulation.c* contient toutes les fonctionnalités nécessaires à l'implantation du régulateur sur la machine cible (système Gespac). L'intervenant n'a plus qu'à insérer, à l'emplacement prévu dans le fichier (fonction *regulation*), son propre correcteur écrit en langage C.
- Lancement de la compilation croisée : un fichier de commande (nom : *asm*) permet,

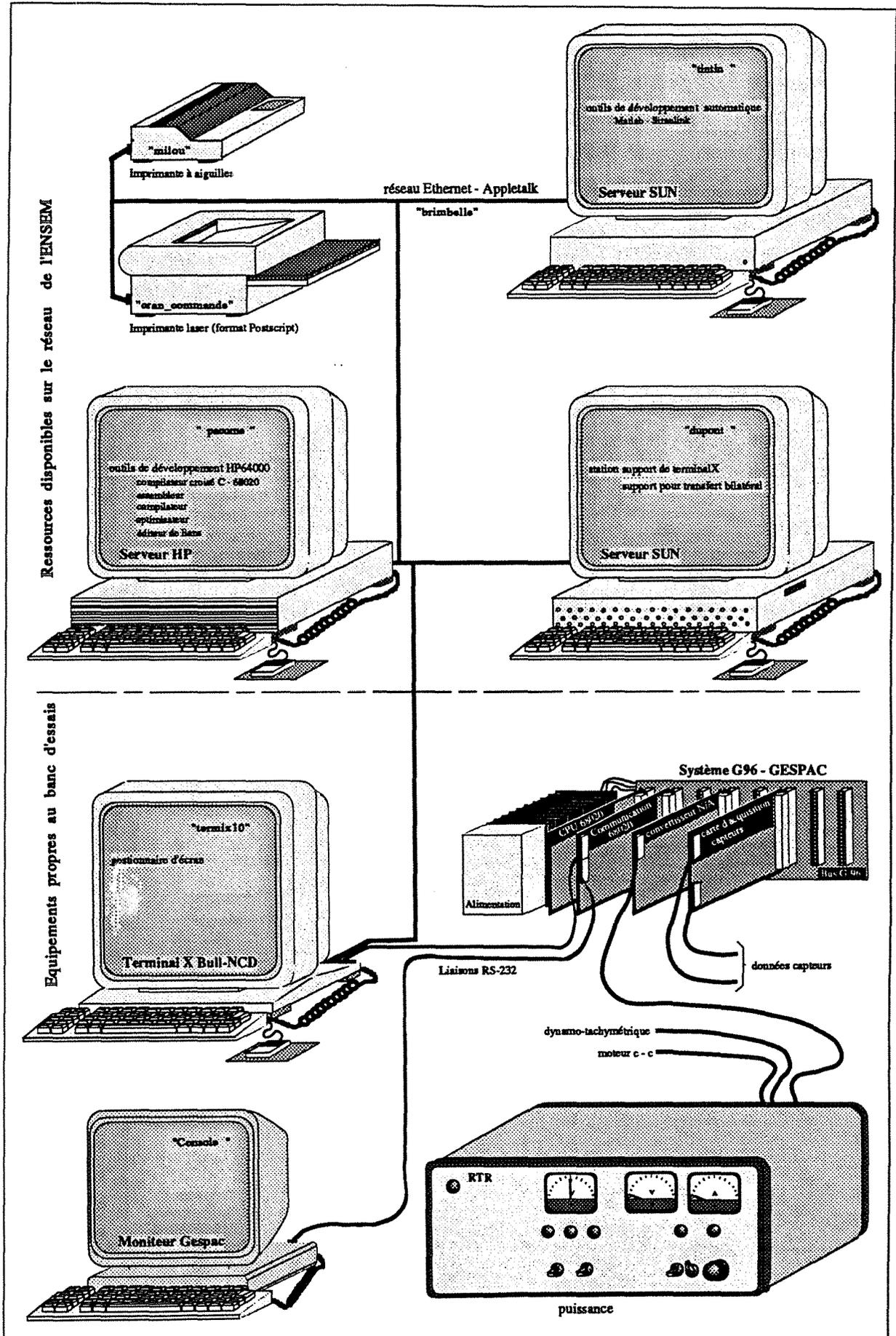


fig. A1.3 : Architecture globale du système

l'édition soit d'une liste contenant les mnémoniques de l'assembleur M68020 (option *h*), soit d'une liste contenant le code téléchargeable au format S de Motorola (option *s*). Son utilisation nécessite toutefois l'ouverture d'une session de travail sur la station *pacome*.

- Téléchargement sur la machine cible : un programme nommé *ges2termx* propose au menu trois possibilités. La première est le téléchargement du programme assemblé en direction du système Gespac, la seconde est explicitée à l'alinéa suivant, la troisième permet de quitter l'application.
- Récupération des données mémorisées sur la machine cible : cette option est proposée au menu (menu 2) du programme précédent. Elle est rendue possible par l'inclusion dans le fichier *regulation.c* du fichier *utilitaires.c* contenant la fonction *regulation*.
- Exploitation des résultats : l'ouverture d'une session Matlab depuis le terminal X n'appelle aucune remarque particulière. Les données à exploiter sont stockées dans un fichier dont le nom a été fourni par l'utilisateur au moment de leur récupération. La variable les contenant s'appelle *moteur*.

La figure A1.3 illustre l'architecture globale du système. Seules sont présents, sur le site d'expérimentation, la partie opérative (RTR), la partie commande (système Gespac avec sa console), et le terminal X. L'édition de listes de programmes s'effectue, par défaut, sur l'imprimante à aiguilles nommée *milou*, l'utilisation de l'imprimante laser *cran_commande* étant réservée à l'édition des courbes et des graphiques.

4 ____STRUCTURATION DES PROGRAMMES

Recensés au cours des précédents chapitres, les différents fichiers et exécutables vont maintenant faire l'objet d'une analyse plus détaillée. Trois niveaux d'appartenance se dessinent au travers de différents pôles d'intérêts. Le premier niveau d'intéressement concerne les fichiers employés lors de la constitution du programme contenant la fonction de régulation. Leurs succèdent les fichiers de commande *asm* et les directives d'assemblage *linkcom.k* nécessaires à la conception de l'exécutable téléchargeable. Enfin, un troisième niveau intègre l'exécutable assurant le téléchargement de l'exécutable de régulation et la récupération des données mémorisées sur le système Gespac.

• Niveau 1 :

- Fichier : *definitions.c* contient les définitions des principales variables utilisées par les fichiers *utilitaires.c* et *regulation.c*, ainsi que des affectations d'adresses absolues (relatives aux données des capteurs, au temporisateur programmable,...). Concernant les données des capteurs, seule la position donnée par codeur absolu est accessible directement

sur seize bits, les autres devant faire l'objet d'une double lecture :

- `position_c_a` : position codeur absolu (16 bits).
- `periode_c_a_m`, `periode_c_a_l` : période codeur absolu (octets de poids fort et faible).
- `position_c_r_m`, `position_c_r_l` : position codeur relatif (octets de poids fort et faible).
- `periode_c_r_m`, `periode_c_r_l` : période codeur relatif (octets de poids fort et faible).
- `base_adr_cna` : adresse de base de la carte de conversion numérique/analogique.
- `base_adr_timer` : adresse de base du timer.
- `sub_interrupt` : adresse du sous-programme d'interruption.
- `v_int_timer` : adresse du vecteur d'interruption.

Voici les principales variables en usage au fichier *regulation.c* (flottant simple précision) :

- *Pmoteur*, *Pcharge* : variables contenant respectivement les positions moteur et charge.
 - *Vmoteur*, *Vcharge* : variables contenant respectivement les vitesses moteur et charge.
 - *consigne*, *Commande* : variables contenant respectivement la consigne et la commande.
 - *sortie1* : réservée à la transmission de la référence de courant vers la partie opérative (la commande ayant précédemment été multipliée par *gain_cna*).
 - *sortie2* à *4* : disponibles pour visualisation des variables de régulation sur l'oscilloscope.
 - *resultat[Nechantillons][Nvariables]* : tableau de stockage des variables de régulation à mémoriser.
- Fichier : *utilitaires.c* regroupe l'ensemble des fonctions connexes nécessaires au bon fonctionnement du régulateur implanté. Quatre fonctions y sont intégrées :
- fonction : *acquisition* assure la gestion des problèmes de synchronisation en temps réel des cycles de lecture-écriture des données. Une première phase consiste en l'écriture, aux adresses de sortie du convertisseur numérique-analogique, des grandeurs destinées à la partie opérative (référence de courant) et à la visualisation sur l'oscilloscope. Il s'ensuit la lecture des valeurs de positions et de vitesses fournies via la carte Geswwb-12 (système Gespac).
 - fonction : *initialisation* participe à l'initialisation du tableau de mémorisation des données devant être récupérées, ainsi que du temporisateur programmable. C'est ici qu'est définie la base de temps de l'horloge (pas d'échantillonnage de la régulation). Cette base temporelle adaptable à volonté, est programmée sur deux octets :
 - *msb_pas*, *lsb_pas* : pas d'échantillonnage, codé en hexadécimal, respectivement octet de poids fort et de poids faible.

Des valeurs à affecter aux octets évoqués précédemment sont fournies à titre indicatif

(possibilité de choix de valeurs intermédiaires) à la table A1.1 avec l'équivalence au pas d'échantillonnage retenu (en milli-secondes).

Pas d'échantillonnage (en ms)	Valeur décimale	Valeur hexadécimale	
		msb	lsb
1	775	03	07
2	1550	06	0E
3	2325	09	15
4	3100	C1	1C
5	3875	F2	2B
6	4650	12	2A
7	5425	15	31
8	6200	18	38
9	6975	1B	3F
10	7750	1E	46
20	15500	3C	8C

tableau A1.1 : Valeur de chargement temporisateur

- fonction : *traitements* réalise la mise en forme des mesures de vitesse. On reconstruit à cet endroit le signe des vitesses moteur et charge, non accessible directement.
- fonction : *recuperation* assure l'extension à un véritable dialogue bilatéral entre le terminal X et le système Gespac (où le moniteur n'intègre pas de procédure d'échange d'informations vers d'autres systèmes). Cette fonction se décompose en une première étape où est défini le nombre de valeurs à transférer, ainsi que le numéro de l'ACIA destinée à supporter ce transfert. On teste le nombre de données déjà transmises (si toute les données n'ont pas à ce moment bénéficié du transfert, on vérifie par l'intermédiaire d'un second test que le registre de transfert est vide), si c'est le cas, le transfert d'un nouvel octet est entamé.
- Fichier : *regulation.c* inclue les fichiers *definitions.c* et *utilitaires.c*. Il contient une fonction principale gérant l'ensemble des étapes indispensables au déroulement correct de la séquence de régulation. Ce fichier héberge également la fonction *regulation* dont le contenu est à définir par l'utilisateur. Ce dernier détermine en tête de fichier divers paramètres tels : le nombre de variables et le nombre d'échantillons à mémoriser :
 - *Nechantillons* : détermine la durée de l'enregistrement,
 - *Nvariables* : nombre de variables à sauvegarder.
- fonction principale : *main* organise séquentiellement le déroulement du programme de régulation à implanter. On y définit aussi l'enchaînement des variations de consignes via la variable *consigne*. Un interrupteur *arrêt logiciel* placé en façade de la partie opérative permet de commander diverses fonctionnalités : une variation de consigne, un début de

mémorisation des données,... La prise en compte de cet évènement est réalisée via le bit de poids fort de la variable contenue dans *position_ca*.

- fonction : *regulation* est à concevoir par l'utilisateur. Il dispose pour cela des grandeurs représentatives de la position moteur, la position charge, la vitesse moteur et la vitesse charge. Il a précédemment défini la consigne. Ces variables permettent le calcul de la référence de courant destinée à la boucle de courant intégrée à la partie opérative. Cette référence prendra place dans la variable *Commande*. La sélection des variables à préserver, ainsi des variables destinées à la visualisation sur l'oscilloscope, s'effectue par affectation des variables suivantes :

- *resultat[compteur][x] = Vmoteur*; (par exemple) représente l'élément du tableau de mémorisation où la variable *Vmoteur* à l'instant *compteur* est stockée. Le paramètre *x* variant de 0, pour la première variable, à (n-1).
- *sortie2 = Vmoteur*; affecte la valeur contenue dans *Vmoteur* à la sortie 2 de la carte de conversion numérique-analogique. La démarche est identique pour les sorties 3 et 4.

• Niveau 2 :

- Fichier de commande : *asm* contient toutes les commandes et les options d'assemblage destinées à la compilation croisée C-M68020. En fin de fichier, l'usage de la commande *unix2dos* permet la compatibilité des caractères de contrôle générés à l'assemblage avec le système d'exploitation du module industriel, après téléchargement sur le système Gespac.
- Fichier des directives d'édition de liens : *linkcom.k* contient les diverses options utilisées lors l'édition des liens. On y définit notamment les adresses relatives à la pile, le format du fichier à télécharger (format S de Motorola),...

• Niveau 3 :

- Exécutable : *ges2termx* utilise certains programmes de gestion des ports de communication disponibles sur le terminal X. Cette application propose à l'utilisateur un menu permettant :
 - le transfert des programmes de régulation de terminal X vers le système Gespac.
 - le transfert des variables mémorisées en sens inverse.
 - de quitter l'application.

La précision des variables récupérées, stockées dans un fichier Matlab, peut être aisément modifiée en intervenant sur le paramètre *entete.type*. En cas de problème persistant lors des téléchargements (arrêt répété de l'opération à la même ligne de programme), le paramètre *TIMEOUT_SERIAL* devra être augmenté.

5 GUIDE UTILISATEUR

Ce chapitre est composé de trois subdivisions. Après la description d'une session de travail type, l'intervenant est accompagné pas à pas dans la mise en œuvre de son régulateur. Les subdivisions suivantes n'ont qu'un rôle informatif, permettant aux usagers émanant de laboratoires exclusivement dotés de compatibles PC le transfert de leurs travaux sur une station, ou désirant précéder leur venue à l'ENSEM d'un transfert de leurs fichiers via le réseau RENATER.

5.1 SESSIONS DE TRAVAIL

Le terminal X à disposition travaille sous environnement X-Window (Unix). L'intervenant ouvre sa session de travail sous le nom *invcom* (mot de passe fourni sur le site), dans le sous-répertoire qui lui sera affecté. Une session type est présentée figure A1.4 :

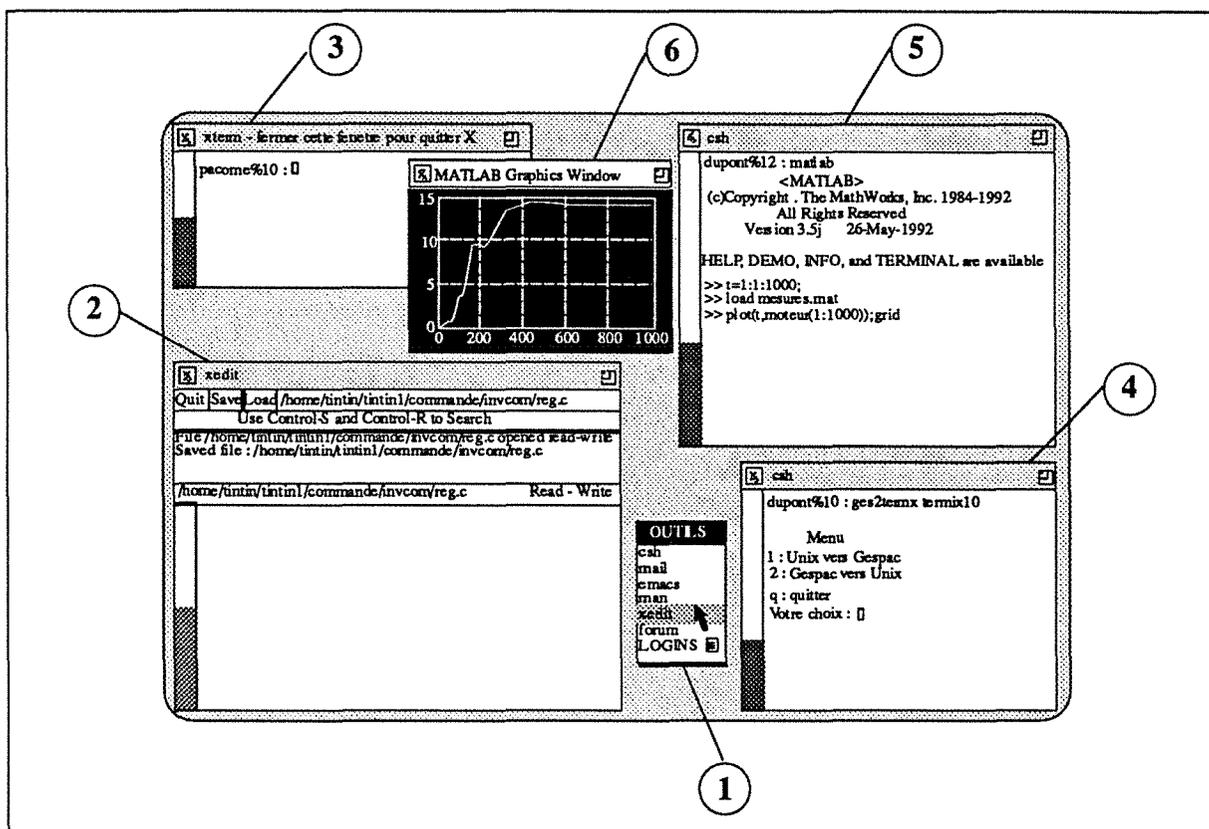


fig. A1.4 : Sessions à ouvrir sur terminal X

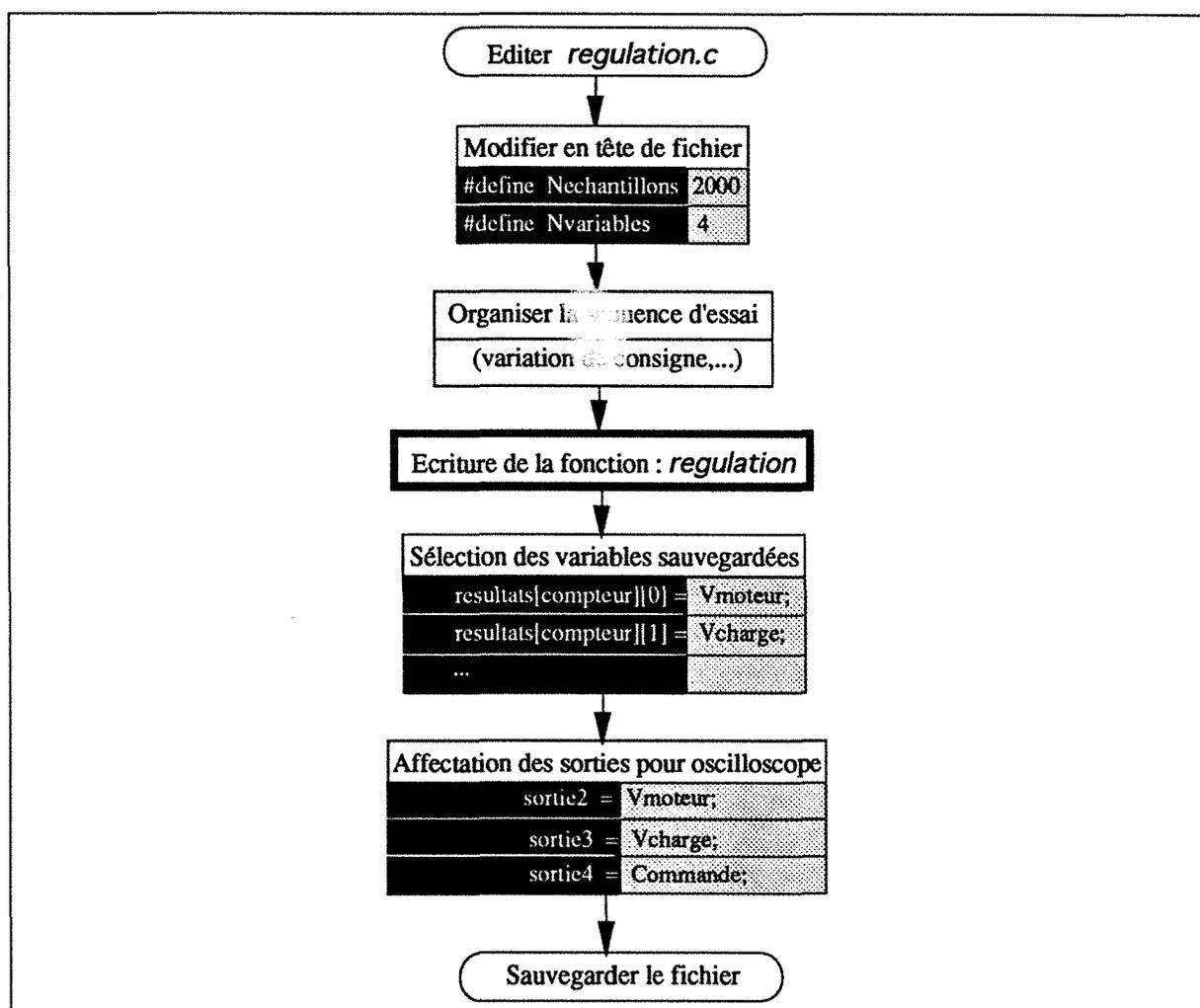
- 1 - Menu (sélectionné par pression sur la touche droite de la souris).
- 2 - Editeur de texte : écriture de la fonction de régulation en langage C.
- 3 - Fenêtre de commande : compilation du programme C (session ouverte sur *pacome*).
- 4 - Fenêtre de commande : logiciel de transfert bilatéral.
- 5 - Fenêtre de commande : Matlab.
- 6 - Fenêtre graphique : Matlab.

En six étapes, chronologiquement ordonnancées, toutes les phases de l'implantation d'un correcteur sont maintenant exposées:

Etape 1 : *Ecriture du programme de régulation*

- Ouvrir une session de travail sous l'éditeur de texte *xedit*.
- Ouvrir le fichier */home/tintin/tintin1/commande/invcom/rep/regulation.c* (*rep* étant le nom du répertoire personnellement affecté à l'intervenant).
- Définir la séquence d'essais (consignes).
- Ecrire la fonction *regulation*. La programmation s'effectue en langage C standard (voir la documentation spécifique au compilateur croisé).

Une synthèse de ces directives est proposée dans l'organigramme A1.1 :



organigramme A1.1 : Conception du programme de régulation (écriture de la fonction C)

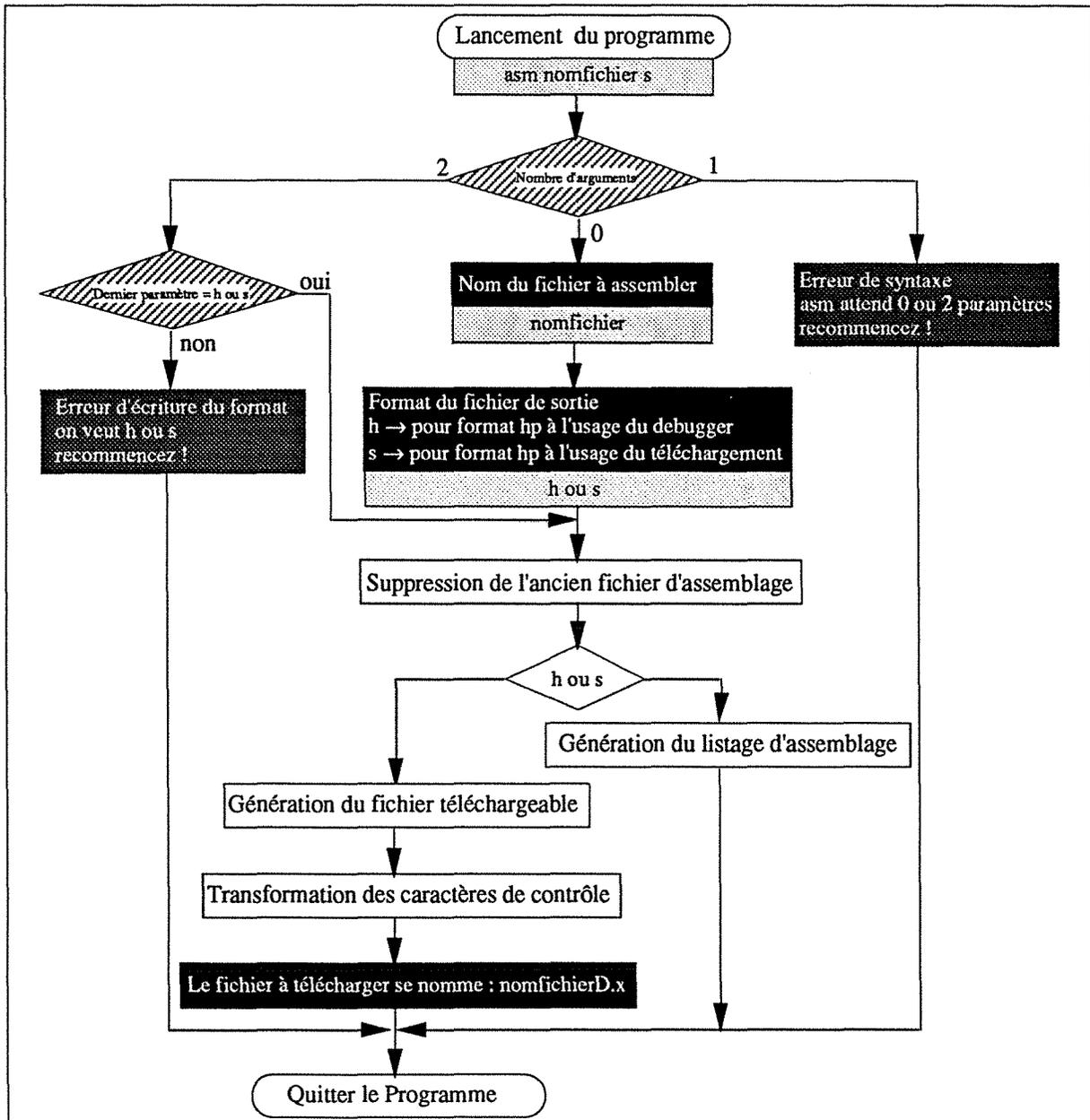
Légende : : exécution de tâche : message logiciel ou déjà écrit
 : information à fournir par l'utilisateur : message logiciel d'erreur

Etape 2 : *Compilation croisée du programme*

- Ouvrir une session à distance sur *pacome* - instruction **rlogin pacome**.

- Se placer sous le répertoire idoine (dans le cas présent *rep*).
- La syntaxe de la commande de compilation croisée devant générer le programme téléchargeable s'établit comme suit : **asm regulation s**. *asm* étant le nom du fichier de commande, *regulation* le nom du programme source C où est implémenté la fonction de régulation, le paramètre *s* indiquant le format du fichier résultant (ici au format S Motorola).

Ces opérations sont résumées dans l'organigramme A1.2 :



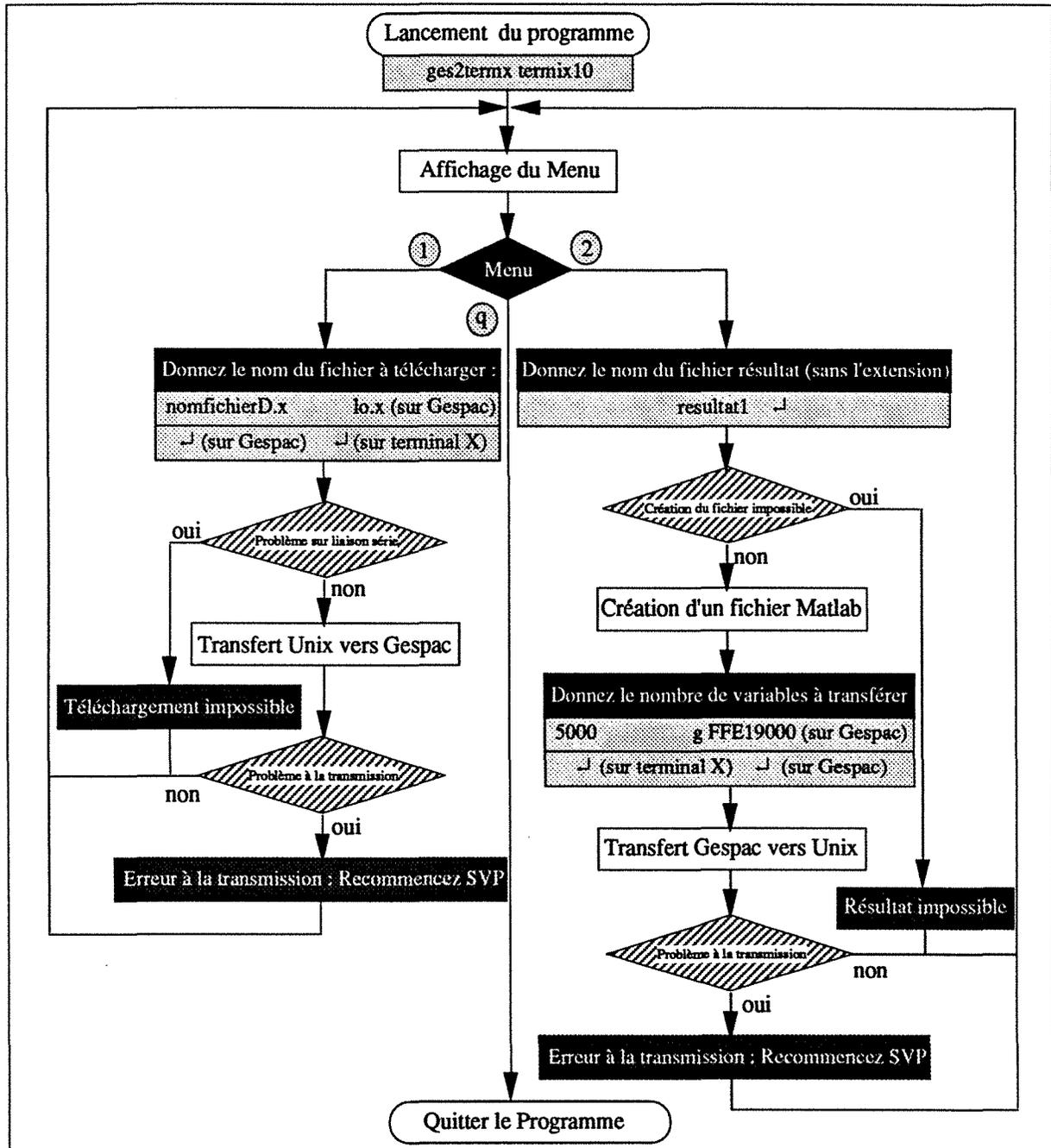
organigramme A1.2 : Génération de l'exécutable téléchargeable

Avertissement : dans l'hypothèse d'un nombre de variables important à mémoriser lors des séances d'essais, il est nécessaire de vérifier le non débordement de l'espace RAM alloué (remplacer dans un premier temps le dernier paramètre par *h* et contrôler sur la liste

d'assemblage (sous éditeur de texte) que l'adresse de la dernière variable n'empiète pas sur l'espace mémoire réservé : ne pas aller au-delà de l'adresse absolue FFE3FFFF).

Etape 3 : Téléchargement sur cible Gespac du programme

- Ouvrir une fenêtre commande *csh*.



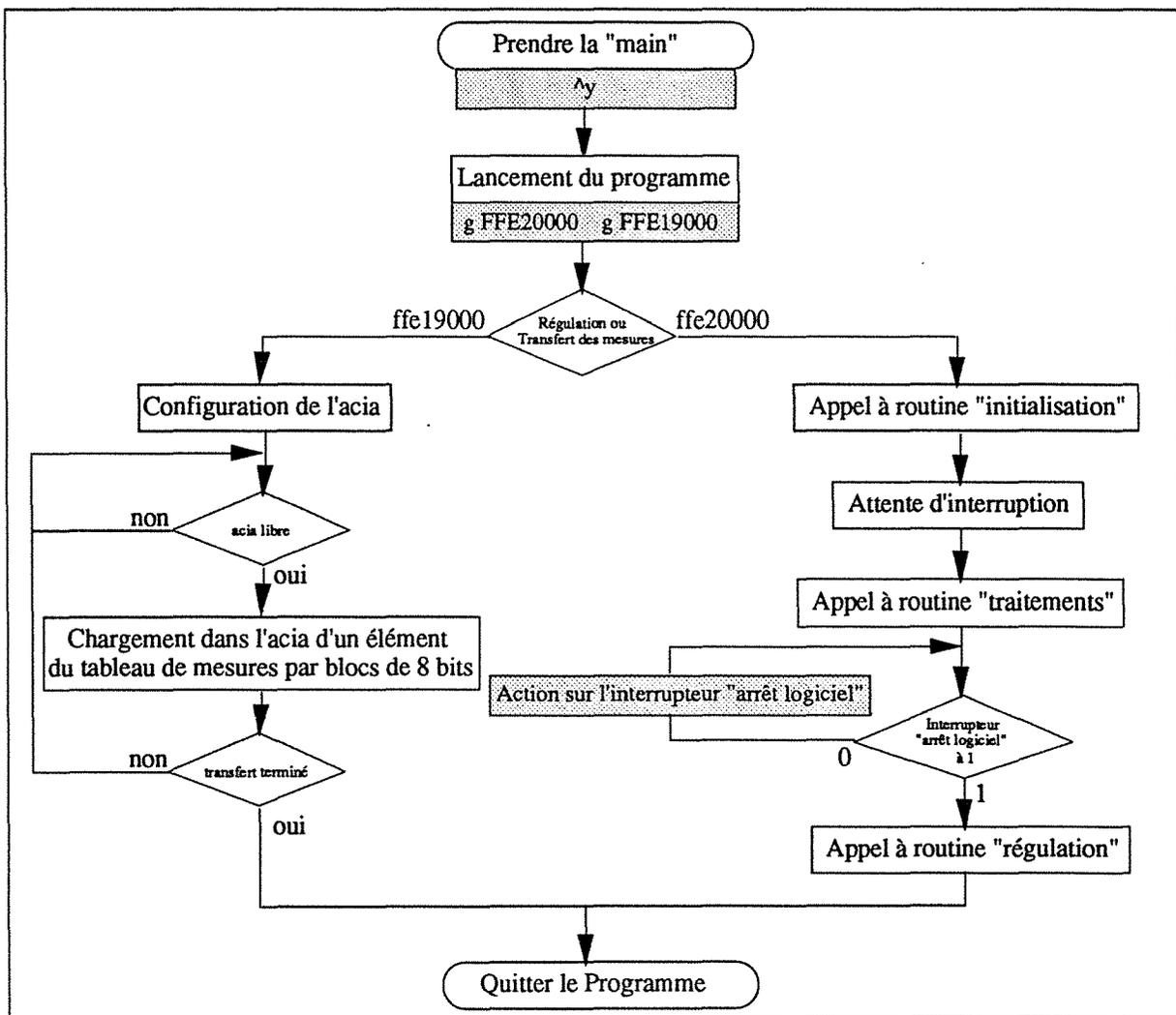
organigramme A1.3 : Utilisation du logiciel de transfert

- Lancer l'application *ges2termx* par la commande d'usage : **ges2termx termix10**. *termix10* étant le nom du terminal X affecté à l'unité d'essais.
- A la question *Votre choix :*, choisir le menu 1 (1 : Unix vers Gespac), puis valider.

- A la question *Donnez le nom du fichier à télécharger* : répondre **regulationD.x** (le fichier source *regulation.c* étant devenu l'exécutable *regulationD.x* après compilation croisée).
- Ecrire la commande **lo.x** sur la console du système Gespac, valider.
- Validez votre réponse sur terminal X.

L'opération de téléchargement commence. Le système Gespac ne rendant pas automatiquement "la main", la commande *lo.x* permet l'affichage écran des lignes de programme téléchargées. La dernière ligne du fichier est reconnaissable à sa longueur réduite, et débute par *S7*. L'ensemble des opérations de téléchargement de l'exécutable et de récupération des données est présenté dans l'organigramme A1.3.

Etape 4 : Séquence d'essai



organigramme A1.4 : Utilisation de la console Gespac

- Prendre "la main" sur la console Gespac ^y.
- Initialiser la carte Gespac rst, puis valider.

- Lancer le programme **g FFE20000**, puis valider. Vérifier que le voyant correspondant à l'interrupteur *arrêt logiciel* en façade avant de la partie commande est allumé (bit de poids fort de la variable contenue dans *position_ca* à zéro).
- Déverrouiller la partie opérative (abaisser l'interrupteur idoine). La séquence de régulation est à présent activée.
- Une action sur l'interrupteur *arrêt logiciel* permet (par exemple) de débiter la séquence de mémorisation des données.

Une synthèse des diverses opérations à exécuter depuis la console associée au système Gespac est présentée dans l'organigramme A1.4. Avant tout nouvel essai, il faut réinitialiser la carte Gespac :

- **^y**, puis **rst** et valider.

Etape 5 : Récupération des enregistrements

L'essai étant jugé correct, l'intervenant peut opter pour la récupération des enregistrements mémorisés sur la carte Gespac, afin de les exploiter à partir du terminal X. Utiliser à nouveau le logiciel *ges2termx* :

- choisir le menu **2** (2 : Gespac vers Unix), puis valider.
- A *Donnez le nom du fichier résultat (sans l'extension)* : répondre par un nom de fichier laissé à la discrétion de l'utilisateur (le fichier "nom" devenant un fichier *nom.mat*), validez.
- A *Donnez le nombre de variables à transférer* : faire correspondre la valeur *Nchantillons x Nvariables* (toutes deux définies en tête du programme *regulation.c*).
- Reprendre la main sur la console Gespac **^y**.
- Ecrire la ligne de commande **g FFE19000** sur la console du système Gespac.
- Validez sur terminal X, valider sur console Gespac.

L'opération de récupération des données commence. On peut se reporter utilement aux organigrammes A1.3 et A1.4.

Etape 6 : Exploitation des résultats

La séquence de régulation et la phase de récupération des données mémorisées sont à présent achevées. La phase consacrée à l'analyse des résultats peut commencer. A l'ENSEM, nous utilisons pour cela un logiciel de CAO automatique nommé *Matlab*.

- Lancer l'exécutable **Matlab**.
- Créer une variable temporelle **t = 0:.002:0,998** par exemple (t étant un vecteur colonne de 500 valeurs, avec un incrément d'un pas d'échantillonnage égal à 2 ms).
- Lire le fichier contenant les données précédemment récupérées **load nom.mat**.

- Visualiser les divers enregistrements `plot(t,moteur(1:1000)),grid`. Les variables sauvegardées sont rangées dans un vecteur colonne de *Nechantillons* x *Nvariables* valeurs. Les *Nechantillons* premières correspondent à la première variable, et ainsi de suite. *moteur* est le nom de la variable de sauvegarde.

3.2 ___IMPRESSIONS

L'impression des listes de programmes s'effectue par défaut sur l'imprimante répondant à l'appellation *milou*. Cette imprimante est géographiquement située en salle 125 jaune. La commande appropriée est : `lpr nomfichier`.

L'édition des courbes et graphiques obtenus à partir d'instructions Matlab réclame une meilleure qualité d'impression. Il s'avère donc préférable d'éditer le contenu des fenêtres graphiques Matlab sur une imprimante laser. L'équipe sise à l'ENSEM dispose d'une telle machine : *cran_commande* (en salle 116 jaune). L'instruction d'impression **Plaser** est à utiliser dans la fenêtre où la prestation graphique a été demandée.

3.3 ___TRANSFERT PC - STATION

A l'intention des intervenants travaillant habituellement sur compatibles PC, un micro-ordinateur compatible relié au réseau *brimbelle* est présent dans la salle contenant l'unité électromécanique. Le transfert de leurs fichiers vers le système Unix, via le logiciel *Telnet*, est d'un usage simple :

- Lancer **Telnet**.
- Entrer en réponse à "login" : `invcom`, ainsi que le mot de passe qui vous sera délivré lors de votre arrivée.
- Se positionner sous son répertoire d'affectation.
- Revenir sous MS-DOS : `Alt T`, l'intervenant se trouve alors sous *ftp*.
- Transférer vos fichiers vers le système Unix : `get nomfichier`.

3.4 ___TRANSFERT INTER-SITES

A l'intention des intervenants potentiels, il peut s'avérer intéressant d'anticiper leur venue par le transfert de leurs fichiers via un des réseaux inter-universitaires. A condition d'être raccordé soit au réseau à haut débit sur l'agglomération de Nancy pour la recherche et l'enseignement supérieur (STANNET), soit au réseau national pour la technologie,

l'enseignement et la recherche (RENATER), cette opération évite les transferts sur disquettes pour les personnes extérieures à l'ENSEM.

Il existe deux procédures envisageables :

- Par ouverture d'une session de travail sur le réseau ENSEM sous *ftp*. Utiliser en ce cas la commande : **ftp invcom@ensem.u-nancy.fr**, cependant cette procédure présente l'inconvénient majeur de réduire la sécurité de notre réseau (par essaimage du mot de passe).
- L'utilisation de la messagerie électronique doit alors être encouragée, le transfert d'un fichier répondant en ce cas à la commande :

Mail invcom@ensem.u-nancy.fr < nomfichier.c.

6 ___ARCHITECTURE DÉTAILLÉE

Dans ce chapitre, outre la présentation des divers organes extérieurs présents en façade des parties commande et opérative, quelques détails architecturaux sont fournis à titre informatif.

6.1 ___PARTIE COMMANDE

La *partie commande* (système Gespac), et sa console associée (par liaison RS-232), compose le système informatique temps réel sur lequel l'algorithme de régulation sera implanté. Ce système de type industriel supporte quatre cartes, chacune dédiée à une fonction précise :

- 1 carte *GESMPU-20* supportant un microprocesseur M68020 (fonctionnant à 12,5 Méga-hertz), ainsi qu'un coprocesseur arithmétique M68881 (incluant tout un ensemble de fonctions aussi bien trigonométriques, que logarithmiques). Cette carte supporte également 512 Ko de RAM, ainsi que quatre boîtiers d'EPROM (512 Ko).
- 1 carte d'interfaçage *GESMFI-1* équipée de ports entrées/sorties séries et parallèles. Le port série P3 (ACIA 1) est dédié aux communications avec la console alphanumérique maître (Falco 5220), le port P4 (ACIA 2) étant configuré en mode terminal et consacré aux communications avec le terminal X. Les sources d'interruption autorisées sont par ordre de priorité croissante: I5, I6 (ACIA 1) et I7 (ACIA 2). Il échoit à la ligne de bus IRQ4 de véhiculer les différents signaux d'interruptions générés. La base d'adressage étant définie par le constructeur, elle est stockée en EPROM sur la carte GESMPU-20. La configuration du port série connecté au terminal X fixe (vitesse de transmission de 2400 bauds) le format des données à huit bits sans parité, avec un bit d'arrêt. Le port

associé à la console Gespac débite ses informations (sous 9600 bauds) au même format que précédemment.

- 1 carte de conversion numérique/analogique *GESDAC-1*. Cette carte est dotée de quatre canaux de conversion indépendants. Chaque canal est associé à un convertisseur de type industriel (DAC 80) capable de convertir douze bits en 5 milli-secondes. Le premier canal, dédié à la commande du convertisseur quatre quadrants, délivre un signal de sortie bipolaire d'amplitude ± 10 volts. Les trois autres canaux étant configurés pour émettre un signal unipolaire variant de 0 à 5 volts.
- 1 carte à wrapper prédécodée *GESWWB-12* reçoit la logique nécessaire au traitement des données issues des capteurs. Son architecture est rapidement présentée à la sub-division suivante.

La présence de la carte *GESDAC-1* est justifiée par l'existence, à l'intérieur de la partie opérative, d'un convertisseur entièrement analogique. C'est par l'intermédiaire de cette carte de conversion qu'est envoyée la référence de courant nécessaire au fonctionnement de la boucle de courant du convertisseur. Quant à la carte d'acquisition des données des capteurs, elle est directement reliée aux codeurs montés sur le procédé électromécanique. Une attention particulière est nécessaire lors de l'établissement de la liaison entre la carte et les câbles en provenance des codeurs : les capteurs étant issus de technologies différentes, le traitement de leurs informations respectives est différent.

Les trois voyants montés sur la face avant de l'unité de commande (*halt or reset-state*, *supervisor mode* et *external access*), ainsi que les deux boutons poussoirs (*reset* et *abort*) sont directement câblés sur le module *GESMPU-20*. A l'identique, l'interrupteur *arrêt logiciel* et le voyant associé proviennent directement de la carte *GESWWB-12* d'acquisition de données des capteurs.

6.2 ___PARTIE OPÉRATIVE

La partie opérative contient un convertisseur quatre quadrants (transistorisé) à découpage de type "RTR 2", supportant une boucle de courant analogique, ainsi que divers dispositifs de protections et sécurités intégrés à l'ensemble. Un transformateur monophasé et une self de lissage (permettant l'obtention d'un facteur de forme $\leq 1,02$) y sont également incorporés. En face avant, divers signalisations et contacts sont présents :

- voyant *présence bas niveaux* (présence sur le variateur des alimentations 15 et 24 V).
- voyant *verrouillage extérieur* (correspond à une mise à couple nul (verrouillage du pont de puissance et une mise à gain nul des amplificateurs de vitesse et de courant).

- voyant *défaut retour tachymétrique* (correspondant à une absence, une inversion de la génératrice-tachymétrique, voire à une survitesse moteur de plus de 20%).
- voyant *protection du variateur* par $I=f(t)$ (courant impulsif de 16 ampères durant un temps limité).
- voyant *protection du moteur en commutation* par $I=f(N)$ (réduction en fonction de la vitesse de l'intensité maximale admissible par le moteur).

Les trois derniers défauts faisant l'objet d'une mémorisation, leurs acquittements est lié à l'action d'un contact *RAZ*. Un contact est également associé au voyant *verrouillage extérieur*.

Deux autres contacts sont disposés à proximité d'un potentiomètre :

- référence *externe/interne* : position *interne* pour utilisation du régulateur analogique intégré à la RTR, *externe* lorsque la consigne provient du système Gespac.
- régulation *vitesse/courant* : position *vitesse* lors d'une utilisation du régulateur de vitesse intégré au variateur, *courant* dans le cas contraire (cas de l'utilisateur).
- potentiomètre de réglage, actif lorsque la référence est d'origine interne.

Un ampèremètre et un voltmètre fournissent une indication sur le courant et la tension du moteur, tandis qu'un second voltmètre (gradué de -3000 à +3000 tr/min) indique la vitesse moteur grâce à une dynamo-tachymétrique.

6.3 __MÉTROLOGIE

L'ensemble électromécanique dispose de deux capteurs de technologies différentes :

- L'extrémité côté charge est dotée d'un codeur optique incrémental à deux voies (résolution de 2000 points).
- L'extrémité côté moteur étant doté d'un codeur absolu (résolution de 1024 points par tour, codée sur dix bits).

Les informations intéressant le codeur absolu sont disponibles auprès du module *GESWWB-12*, en provenance de deux circuits mémoires de type 74HC374 pour la position, et du THCT 2000 référencé U3 configuré en mode période-mètre pour la vitesse. La donnée "position" est accessible à l'adresse absolue \$FFF00110, en lecture par une commande simple. Tandis que la donnée de la vitesse, du fait de la technologie restreinte à huit bits du THCT 2000, n'est accessible que par une double lecture : à l'adresse absolue \$FFF00121 pour l'octet de poids fort, et à l'adresse \$FFF00123 pour l'octet de poids faible. Même remarque pour les informations relatives au codeur relatif provenant tant pour la position (THCT 2000 référencé U1), que pour la vitesse (THCT 2000 référencé U2) du même type de circuit. Par conséquent,

l'adressage de chaque donnée s'effectue en sollicitant deux adresses distinctes, l'une contenant l'octet de poids fort (MSB), la seconde l'octet de poids faible (LSB). Ainsi, la position de cet élément est accessible aux adresses absolues respectives \$FFF00131 et \$FFF00133, idem pour les informations relatives à la vitesse mesurée accessibles aux adresses \$FFF00141 et \$FFF00143. Il en va de même pour les sorties des convertisseurs numériques/analogiques du module *GESDAC-1*, qui doivent également correspondre à des adresses d'appels précises et univoques.

Le temporisateur programmable EF6840 (timer) du module *GESWWB-12* doit également se plier à ce protocole. L'affectation de la table des vecteurs d'interruptions (internes à l'espace \$FFE00000 à \$FFE003FF) s'enrichit des deux premiers registres de contrôle du temporisateur, respectivement \$FFF00101 et \$FFF00103, leurs registres tampons (accessibles via les adresses \$FFF00105 et \$FFF00107 pour le compteur 1, \$FFF00109 et \$FFF0010B pour le compteur 2) sont accessibles en deux fois huit bits, ainsi que les registres propres aux compteurs (les compteurs 1 et 2 étant configurés en mode astable continu (en cascade), seule la sortie "compteur 1" bénéficie d'une adresse, respectivement \$FFF00120 et \$FFF0012C).

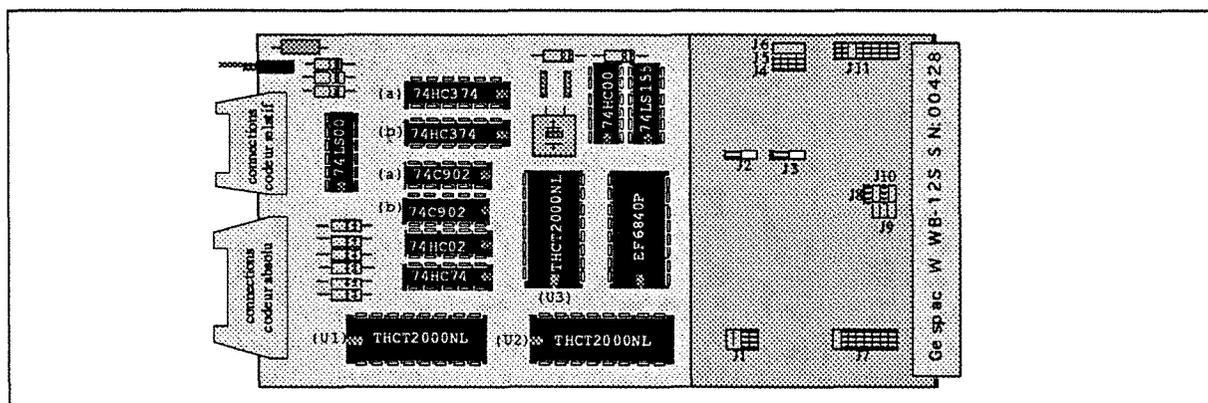


fig.A1.5 : Carte d'acquisition capteurs

La carte *GESWWB-12* (figure A1.5) est munie d'une interface logique et du prédécodage d'adresses, cette carte permet le transfert de données sur seize bits et supporte plusieurs lignes de contrôles et d'interruptions. Elle autorise un champ d'adressage d'une capacité de soixante quatre mots. La définition du vecteur d'interruption durant le cycle de scrutation impose pour cet événement la présence d'un signal de contrôle. La ligne de bus IRQ1 est affectée au transport des divers signaux d'interruptions. La carte présentée supporte :

- 1 horloge 4 Méga-Hertz.
- 1 fonction de mesure de position (codeur incrémental).
- 2 fonctions de mesure de la vitesse.

Le THCT 2000 est un circuit de contrôle universel de position et de vitesse. Les commandes lui sont fournies, en entrée, par un processeur extérieur, tandis que les données de position proviennent d'un codeur incrémental délivrant des signaux en quadrature de phase. Les

données du codeur sont traitées par un comptage en quadrature de phase et un compteur de seize bits en cascade, associé à un registre tampon trois-états, conserve l'information.

La mesure de la position fait appel à une fonction de comptage/décomptage sensible au sens de rotation de l'axe grâce à un circuit discriminateur de phase. Ce comptage/décomptage s'effectue sur signal d'horloge, au front montant du signal en provenance du codeur. Le THCT 2000 réalisant cette fonction est repéré sous le label "U3". La position du codeur absolu (sur dix bits) est mémorisée par l'intermédiaire de deux circuits de types 74HC374 dotés de huit registres mémoires.

Outre l'existence d'une vitesse minimale (0,0942 rd/s côté charge) en deça de laquelle aucune mesure sérieuse n'est réalisable, il existe une vitesse critique (19,84 rd/s, pour une précision de 1%) dépendant directement de la fréquence d'horloge (4 MHz) et de la vitesse nominale du moteur. Côté moteur, la taille réduite de la carte d'acquisition des données nous a contraint, pour le circuit réalisant le calcul de la vitesse, à opter pour un fonctionnement en mode période-mètre. Dans ces conditions, la satisfaction au compromis de précision aux basses et hautes vitesses se révèle délicat. C'est pourquoi cette vitesse est également disponible et reconstituée par logiciel.

7 CONCLUSION

Le CRAN-ENSEM dispose à présent d'un équipement d'intérêt général, et se prépare à l'accueil d'équipes d'horizons divers. Une présentation du système a déjà fait l'objet d'un exposé aux membres du Groupe de Recherche en Automatique-Electrotechnique.

Sur rendez-vous, il est également envisageable d'assister et conseiller tout intervenant extérieur. En cette hypothèse, messieurs Claude Iung (Professeur des Universités), Olaf Malassé (Chercheur), Hubert Razik (Maître de conférences) et Michel Zasadzinski (Chargé de Recherche CNRS) se tiennent à votre disposition.

8 RENSEIGNEMENTS PRATIQUES

L'unité d'essais est installée en salle 124 (couloir jaune, 1^{er} étage).

- téléphone salle 124 : 83.59.54.89 (Email : invcom@ensem.u-nancy.fr)
- téléphone secrétariat : 83.59.56.43 (Email : cmorville@ensem.u-nancy.fr)
- télécopie équipe : 83.59.56.44

A decorative rectangular box with a stippled background and ornate, rounded corners. It contains the text 'Annexe 2 : Compilateur Croisé'.

Annexe 2 :
Compilateur Croisé

COMPILATEUR CROISÉ C-68020

Cette seconde annexe est prétexte à présenter de manière succincte l'organisation générale des différents modules propre au compilateur croisé utilisé.

1 __CROSS-COMPILATEUR C

La chaîne de production de programmes *HP64000* est constituée d'un ensemble cohérent d'outils dédiés à la production et à la mise au point de programmes destinés à des machines cibles à base de microprocesseurs de différentes familles (à l'ENSEM, nous disposons de licences pour μ P : 68000, 68010, 68020, TMS320-C25). Les produits disponibles permettent de travailler à partir d'un texte source écrit aussi bien à l'aide d'un langage évolué tel C ou ADA, ou encore à partir de l'assembleur.

Dès qu'un algorithme est codé en C, le compilateur croisé C génère le code assembleur spécifique pour le micro-processeur choisi comme cible (68020 Motorola dans notre cas). L'assembleur pour éditeur de lien permet ensuite la génération du code binaire.

Le contrôleur de directives de compilation : *cc68020* surveille et oriente le déroulement des différentes étapes de la compilation croisée présentées ci-dessous :

Le préprocesseur : *cpp68020* est invoqué lors de la première passe du compilateur C. Il permet la prise en compte des inclusions de fichiers, des directives de compilation conditionnelle, ainsi que des inclusions de macros et C définitions.

Le compilateur : *ccom68020* traduit des fichiers sources C standard (norme ANSI additionnée d'extensions diverses), dont le nom porte l'extension *.c*. Il génère des fichiers en code assembleur (comportant des directives d'assemblage) sources dont le nom est identique, mais avec l'extension *.s*.

L'optimiseur : *opt68020* a pour objet l'optimisation du code assemblé.

L'assembleur utilisé : *as68k* traduit des fichiers sources, dont le nom porte l'extension *.s* (extension par défaut). Il génère des fichiers objets dont le nom est identique, mais avec l'extension *.o*. Ces fichiers sont relogeables et contiennent des informations symboliques sur les données.

Le listeur : *clst68020* permet la génération de listes intégrant lignes du source C et du code assemblé.

L'éditeur de liens utilisé : *ld68k* permet de relier entre eux des modules relogeables générés soit par l'assembleur *as68k*, soit par le compilateur C : *ccom68020*. Il prend

également en compte les bibliothèques du système et celle de l'utilisateur. L'éditeur de liens génère alors un fichier exécutable.

Le libraire : *ar68k* constitue un outil à part permettant la constitution de bibliothèques destinées à être utilisées à l'édition de liens.

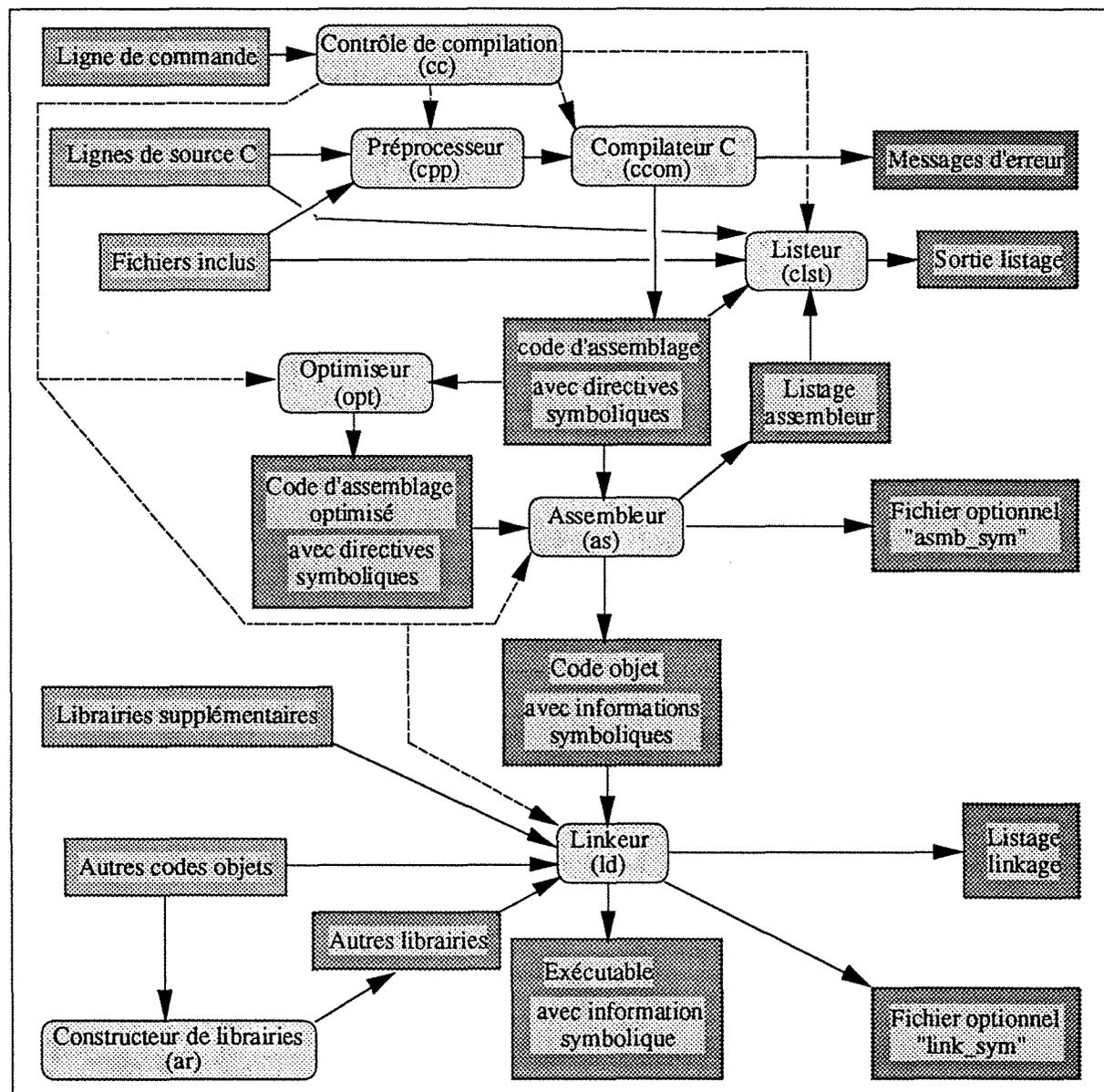


fig.A2.1 : Architecture du compilateur croisé C

Le fonctionnement de cet ensemble s'articule de la façon présentée au schéma "Architecture du compilateur croisé C" (figure A2.1).

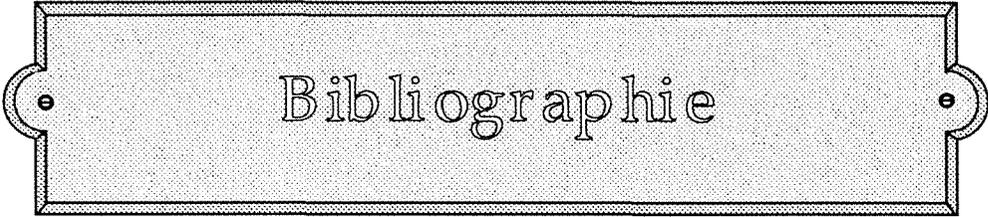
Les fichiers produits lors de ces diverses opérations comportent certaines extensions permettant de les classer :

- .a : fichiers bibliothèques archivées.
- .A : fichiers d'assemblage au format HP.

- .c : sources langage C.
- .h : fichiers d'inclusions de déclarations.
- .i : fichiers sortie du préprocesseur.
- .k : fichiers de commandes (ou d'option) d'édition de liens.
- .L : fichiers d'édition de liens au format HP.
- .o : fichiers code objet relogeables.
- .O : fichiers de liste.
- .s : sources assembleur.
- .x : exécutables au format cible (ici au format "S" de Motorola).
- .X : exécutables au format HP.

Un ensemble complet de bibliothèques (à inclure en tête de fichier) est proposé en standard, seules quelques unes sont susceptibles d'intérêt :

- *stdio.h* : affichage écran.
- *stdlib.h* : valeurs absolues (sur les entiers uniquement).
- *math.h* : calculs sur les flottants, fonctions logarithmiques, trigonométriques (circulaires et hyperboliques).

A decorative rectangular box with a double-line border and ornate, rounded corners. The word "Bibliographie" is centered within the box in a serif font.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

1 GÉNÉRALITÉS

- [1-01] __Armstrong B. (1988) - "Friction: experimental determination, modeling and compensation" - proceedings of the IEEE - vol. 3, pp 1422-1427.
- [1-02] __Brandenburg G. (1986) - "Stability of a speed controlled elastic two-mass system with backlash and coulomb friction and optimization by a load observer" - Proceedings IMACS.
- [1-03] __Brandenburg G., Schäfer U. (1989) - "Influence and adaptative compensation of simultaneously acting backlash and coulomb friction in elastic two-mass systems of robots and machine tools".
- 3 → [1-04] __Brogan W.L. (1985) - "Modern control theory" - Edition Prentice-Hall - series QPI second edition.
- [1-05] __Canudas de Wit C. (1988) - "Application de la commande adaptative à la compensation des frottements" - revue d'automatique et de productique appliquées - vol. 1, n°2.
- [1-06] __Castagne R. (1991) - "L'automatique : un art et une science pluridisciplinaire tournés vers l'avenir" - Proceedings of the first European control conference - opening session, pp 17-18.
- [1-07] __Charpentier J.C. (1991) - "Vous avez dit la discipline automatique" - Proceedings of the first European control conference - opening session, pp 19-21.
- [1-08] __Cros J.F. (1991) - "Systèmes asservis : le moteur fait la différence" - Mesures - n°635, pp 64-69.
- [1-09] __De Carli A. (1991) - "Requirements and control strategies in electrical drives" - ECC'91 European Control Conference - pp 1105-1110.
- [1-10] __Dote Y. (1988) - "Application of modern control techniques to motor control" - proceedings of the proceedings of the IEEE - vol. 76, n°4.
- g → [1-11] __Foulard C., Gentil S., Sandraz J-P. (1987) - "Commande et régulation par ordinateur numérique" - Eyrolles - 5^{ième} édition.
- [1-12] __Henry-Baudot J. (1967) - "Les machines électriques en automatique appliquée" - Dunod, Bibliothèque de l'automaticien - n°24.
- [1-13] __Khorrani F. (1989) - "Analysis of manipulators with flexible joints and links" - IEEE International Conference on systems engineering - pp 561-564.
- [1-14] __M'Saad M., Duque M., Montano A., Hammad Sh. (1988) - "Flexible mechanical structures adaptative control" - GRECO 69.
- [1-15] __Schäfer U., Brandenburg G. (1989) - "Compensation of coulomb friction in industrial elastic two-mass systems through model reference adaptative control" - EPE'89 Proceedings - vol. 3, pp 1409-1415.
- [1-16] __Spong M.W. (1989) - "On the force control problem for flexible joint manipulators" - IEEE transactions on automatic control - vol. 34, n°1.
- [1-17] __Tasso C. (1988) - "Asservissement de systèmes électromécaniques à deux masses, élastiques, en présence de frottements secs et de jeu" - Rapport de DEA - CRAN-ENSEM, Nancy.

- [1-18] __Walrath G.D. (1984) - "Adaptive bearing friction compensation based on recent knowledge of dynamic friction" - Automatica - vol. 20, n°6.
- [1-19] __Wolff U. (1989) - "Fast speed control of a drive with shaft torsion" - EPE'89 Proceedings - vol. 1, pp 13-16.

2 __COMMANDE ROBUSTE

- 1 → [2-01] __Anderson B.D.O., Moore J.B. (1990) - "Optimal control - Linear quadratic methods" - Prentice-Hall. International Inc. Editions - pp 139-163, 229-251, 273-281.
- 2 → [2-02] __M. Athans (1986) - "A tutorial on the LQG/LTR method" - IFAC-IEEE American Control Conference - pp 1289-1296.
- [2-03] __Banks S.P. (1983) - "State-space and frequency-domain methods in the control of distributed parameter systems" - IEE topics in control series 3.
- [2-04] __Bourlès H., Irving E. (1991) - "La méthode LQG/LTR : une interprétation polynomiale temps continu/temps discret. Première partie" - APII, théorie de la commande - n°25, pp 545-568.
- [2-05] __Bourlès H., Irving E. (1991) - "La méthode LQG/LTR : une interprétation polynomiale temps continu/temps discret. Deuxième partie" - APII, théorie de la commande - n°25, pp 569-592.
- 5 → [2-06] __Chevrel P., Bourlès H. (1992) - "H₂, formulation générale et paradigme pour H_∞" - Pôle SARTA - GT1-GT2, thème "robustesse".
- 6 → [2-07] __Chiang R.Y., Safonov M.G. (1988) - "Robust-control toolbox" - The Matlab Works Inc.
- [2-08] __De Larminat P. (1991) - "La commande robuste : un tour d'horizon" - APII, théorie de la commande - pp 267-296.
- 7 → [2-09] __Delebecque F., Nikoukhah R. (1991) - "Théorie et applications de la commande robuste H_∞" - INRIA - pp 1-39.
- [2-10] __Dorato P., Fortuna L., Muscato G. (1992) - "Robust control for unstructured perturbations - An introduction" - Lecture Notes in Control and Information Sciences : Springer-Verlag - n° 168.
- [2-11] __Doyle J.C. (1978) - "Guaranteed margins for LQG regulators" - IEEE Transaction on Automatic Control - vol. AC-23, pp 756-757.
- [2-12] __Doyle J.C., Stein G. (1979) - "Robustness with observer" - IEEE Transaction on Automatic Control - vol. AC-24, pp 607-611.
- [2-13] __Doyle J.C., Stein G. (1981) - "Multivariable feedback design : concepts for a classical/modern synthesis" - IEEE Transaction on Automatic Control - vol. AC-26 n°1, pp 4-16.
- [2-14] __Duc G. (1993) - "Robustesse des systèmes linéaires multivariables" - SUPELEC Librairie et Reproduction.
- [2-15] __Francis B.A. (1979) - "The optimal linear-quadratic time-invariant regulator with cheap control" - IEEE Transaction on Automatic Control - vol. AC-24, pp 616-621.
- [2-16] __Golub G.H., Van Loan C.F. (1983) - "Matrix computation" - Johns Hopkins University Press.
- 12 → [2-17] __Horn R.A., Johnson C.R. (1987) - "Matrix analysis" - 2nd edition, Cambridge University Press.

- 13
→
- 16
→
- [2-18] __Kailath T. (1980) - "Linear systems" - Prentice-Hall, Inc.
- [2-19] __Kwakernaak H., Sivan R. (1972) - "Linear optimal control systems" - New-York, Wiley.
- [2-20] __Kwakernaak H., Sivan R. (1972) - "The maximally achievable accuracy of linear optimal regulators and linear optimal filters" - IEEE Transaction on Automatic Control - vol. AC-17 n°1, pp 79-86.
- X [2-21] __Lehtomaki N.A., Sandell N.R., Athans M. (1981) - "Robustness results in linear-quadratic Gaussian based multivariable control designs" - IEEE Transaction on Automatic Control - vol. AC-26 n°1, pp 75-110.
- [2-22] __Lewis F.L. - "Applied optimal control & estimation" - Texas Instrument.
- [2-23] __Machmoum S. (1991) - "Commande sous-optimale de position d'un axe flexible" - Thèse de doctorat INPL - CRAN-ENSEM, Nancy.
- [2-24] __Maciejowski J-M. - "Multivariable feedback design" - Addison Wesley - pp220.
- [2-25] __Malassé O., Zasadzinski M., Razik H., Jung C. (1993) - "Comparison of robust loop shaping designs : an application to an electromechanical actuator" - IEEE SMC, International conference on systems, man and cybernetics - vol. 3, pp 764-769.
- [2-26] __Mammar S., Duc G. (1991) - "Commande LQG/LTR à pondérations fréquentielles : Application à la stabilisation d'un hélicoptère" - ECC'91 European Control Conference - pp 1169-1174.
- [2-27] __Saber A., Chen B.M., Sannuti P. (1993) - "Loop transfer recovery : analysis and design" - Lecture Notes in Control and Information Sciences : Springer-Verlag.
- [2-28] __Safonov M.G., Laub A.J., Hartmann G.L. (1981) - "Feedback properties of multivariable systems: the role and use of the return difference matrix" - IEEE Transaction on Automatic Control - vol. AC-26 n°1, pp 47-65.
- [2-29] __Stein G., Athans M. (1987) - "The LQG/LTR procedure for multivariable feedback control design" - IEEE Transaction on Automatic Control - vol. AC-32 n° 2, pp 105-114.

3 __COMMANDE MODE GLISSANT

- [3-01] __Bartolini G. (1989) - "Chattering phenomena in discontinuous control systems" - International Journal of Systems - vol. 20, n°12, pp 2471-2481.
- [3-02] __Borojevic D. (1989) - "Robust nonlinear control algorithm for fast positioning in servo drives" - EPE'89 Proceedings - vol. 3, pp 1375-1380.
- [3-03] __Bühler H. (1986) - "Réglage par mode de glissement" - Presses Polytechniques Romandes.
- [3-04] __DeCarlo R.A., Zak S.H., Matthews G.P. (1988) - "Variable structure control of nonlinear multivariable systems : A tutorial" - IEEE Transaction on Automatic Control - vol. AC-76 n°3, pp 212-232.
- [3-05] __Guang-Hud Z., Jia-Bi Z. (1989) - "Variable structure control of robot joint servosystem" - EPE'89 Proceedings - vol. 3, pp 1421-1423.
- [3-06] __Hikita H. (1988) - "Servomechanism based on sliding mode control" - International Journal of Control - vol. 48, n°2, pp 435-447.

- [3-07] __Hong C.M., Wu Y.G. (1989) - "Formation of sliding regime for a non-linear plant" - International Journal of Systems - vol. 20, n°11, pp 2299-2305.
- [3-08] __Hung J.Y., Gao W., Hung J.C. (1993) - "Variable structure control : A survey" - IEEE Transactions on Industrial Electronics - vol. 40, n°1, pp 2-21.
- [3-09] __Malassé O., Razik H., Machmoum S., Iung C. (1992) - "Control of an electromechanical drive using VSSC with dubious parameters" - Preprints of 2nd IFAC workshop on system structure and control - pp 384-387.
- [3-10] __Machmoum S., Malassé O., Razik H., Sawicki J.P., Abba M. (1993) - "A comparative study optimal control, LQ & VSSC of an electromechanical system" - International Symposium Modelling Identification and Control - pp 343-346.
- [3-11] __Panicker K.S.M., Ahson S.I., Bhatia C.M. (1988) - "Microprocessor-based sliding mode controller for a micromachine" - IEEE Transaction on Industrial Electronics - vol. 35 n° 3, pp 387-392.
- [3-12] __Razik H. (1991) - "Contribution à l'étude de la commande d'axe par mode glissant" - Thèse de doctorat INPL - CRAN-ENSEM, Nancy.
- [3-13] __Sabanovic A., Izosimov D. (1981) - "Application of sliding modes to induction motor control" - IEEE Transaction on Industrial Applications - vol. 17 n° 1, pp 41-49.
- [3-14] __Sakamoto N., Masubuchi M. (1992) - "Reduction of chattering of a robust controller for uncertain linear systems - A proposal of fictitious set point" - Preprints of the 2nd IFAC Workshop on system structure and control - pp 296-299.
- [3-15] __Sakr M.M.F. (1992) - "Robust sliding mode control for servo systems" - Preprints of the 2nd IFAC Workshop on system structure and control - pp 308-311.
- [3-16] __Slotine J.J.E, Sastri S.S (1983) - "Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces, with applications to robot manipulator" - International Journal of Control - vol. 38, n°2, pp 465-492.
- [3-17] __Slotine J.J.E, Sastri S.S (1984) - "Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces, with applications to robot manipulator" - International Journal of Control - vol. 38, n°2, pp 465-492.
- [3-18] __Slotine J-J.E. (1984) - "Sliding controller design for non-linear systems" - International Journal of Control - vol. 40 n°2, pp 421-434.
- [3-19] __Suyitno A., Fujikawa J., Kobayashi H., Dote Y. (1993) - "Variable-structured robust controller by fuzzy logic for servomotors" - IEEE Transactions on Industrial Electronics - vol. 40, n°1, pp 80-87.
- [3-20] __Utkin V.I. (1977) - "Variable structure systems with sliding modes" - IEEE Transaction on Automatic Control - vol. AC-22 n° 2, pp 212-222.
- [3-21] __Utkin V.I. (1987) - "Discontinuous control systems, state of the art in they and applications" - 10th IFAC Trienal World Congress.
- [3-22] __Utkin V.I. (1993) - "Sliding mode control design principles and applications to electric drives" - IEEE Transactions on Industrial Electronics - vol. 40, n°1, pp 23-36.

4 __COMMANDE PID

- [4-01] __Husson R. (1991) - "Cours d'automatisme - Asservissements linéaires" - Cours ENSEM (première partie), Nancy.

[4-02] ___Phillips C.L., Harbor R.D. (1991) - "Feedback control systems" - Prentice-Hall, Inc. - 2nd édition.

5 ___ INFORMATIQUE ET MÉTROLOGIE

[5-01] ___ Dax P. (1985) - "Langage C" - Eyrolles - 3^{ème} édition.

[5-02] ___ Dubois R., Boulesteix A. (1987) - "Le 68020 et ses coprocesseurs" - PSI EdiTests.

[5-03] ___ HP (1988) - "File format conversion utilities - User's guide" - Hewlett Packard - 3^{ème} édition, 64888-90901.

[5-04] ___ HP (1988) - "68020 C cross compiler - User's guide/Reference" - Hewlett Packard - 4^{ème} édition, 64801-97006.

[5-05] ___ Kernighan B.W., Ritchie D.M. (1988) - "The C - Programming language" - Prentice-Hall software series - 2^{ème} édition.

[5-06] ___ Malassé O., Iung C. (1991) - "Prototype d'axe motorisé CRAN" - Gr. Automatique-Electrotechnique.

[5-07] ___ Malassé O., Razik H., Zasadzinski M. (1993) - "Unité d'essais électromécanique - Exemples d'applications" - Greco Electrotechnique et Automatique.

[5-08] ___ Malassé O., Razik H., Zasadzinski M. (1993) - "Unité d'essais expérimentale : Guide d'utilisation" - Rapport Interne du CRAN.



**AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE
DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE
DE LORRAINE**

o0o

BIU NANCY
Service Commun de Documentation
INPL
2, avenue de la Forêt de Haye - B.P. 3
54501 VANDOEUVRE Cédex FRANCE

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :

Monsieur FOULARD Claude, Professeur, INPG Grenoble,
Monsieur GOELDEL Clément, Professeur, Université de Reims.



Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

Monsieur MALASSE Olaf

NANCY BRABOIS
2, AVENUE DE LA
FORET-DE-HAYE
BOITE POSTALE 3
F - 5 4 5 0 1
VANDŒUVRE CEDEX

à soutenir devant l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE,
une thèse intitulée :

**"Contribution à la commande numérique robuste d'un actionneur
électromécanique"**

en vue de l'obtention du titre de :

**DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE
LORRAINE**

Spécialité : **"GENIE ELECTRIQUE"**

Fait à Vandoeuvre le, **18 Janvier 1994**

Le Président de l'I.N.P.L.,

M. LUCIUS

A handwritten signature in black ink is written over a circular stamp. The stamp contains the text 'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE NANCY' around the perimeter and a small asterisk at the bottom.

