

UNIVERSITE DU QUEBEC

MEMOIRE PRESENTE A
UNIVERSITE DU QUEBEC A TROIS-RIVIERES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAITRISE EN ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR
PIERRE SICARD

COMMANDÉ DE POSITION D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU
PAR CORRECTEURS ADAPTATIFS PASSIFS DEVELOPPÉS A L'AIDE
DE LA THÉORIE DU RÉGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT

AOUT 1989

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

RESUME

Un système robuste de positionnement d'un moteur à courant continu de faible puissance sujet à des variations de paramètres et du couple de charge est développé. La théorie de la commande par mode de glissement est utilisée pour développer le correcteur, un effort particulier étant apporté à l'élimination des oscillations associées au réglage par mode de glissement. Deux stratégies sont considérées pour éliminer ces oscillations : (a) emploi d'une bande d'adoucissement du signal de commande ; (b) emploi d'un estimateur de perturbations pour minimiser le terme discontinu de la loi de commande et retrait du terme discontinu de la loi de commande. Ces deux méthodes sont étudiées analytiquement et à l'aide de simulations. La première méthode est assimilée à l'ajout d'un filtre passe-bas dans le système et permet d'éliminer les oscillations du signal de commande au coût d'une perte limitée de précision. La seconde méthode permet d'obtenir un correcteur linéaire offrant d'excellentes caractéristiques de robustesse et de précision. Ce correcteur a été réalisé pratiquement et des résultats expérimentaux démontrent sa robustesse en présence d'imprécisions importantes du modèle.

REMERCIEMENTS

Je tiens d'abord à remercier mon directeur de thèse, Dr. Kamal Al-Haddad, qui m'a conseillé et encouragé tout au long de ce travail.

Je tiens aussi à remercier le Dr. Yves Dubé pour le temps qu'il m'a accordé et en particulier pour les discussions qui m'ont permis de clarifier certains détails de ma recherche.

Je désire exprimer ma reconnaissance envers M. Claude Provençal qui a réalisé une partie importante du système de commande, qui a contribué à la réalisation du logiciel de commande et qui a dessiné les plans des circuits du système de commande.

Je remercie M. Hugues Paquin qui a réalisé le hacheur de courant.

Je remercie aussi le Dr. Thierry Meynard ainsi que mon jeune frère René qui ont contribué à la rédaction de ce mémoire.

Enfin, je tiens à exprimer ma gratitude envers les organismes qui m'ont supporté financièrement lors de mes études de deuxième cycle, soit les Fonds FCAR, la Fondation du C. E. U. de Trois-Rivières et la Fondation Desjardins.

TABLE DES MATIERES

RESUME	i
REMERCIEMENTS	ii
LISTE DES FIGURES	ix
LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS	xvi
CHAPITRES	
I. INTRODUCTION	1
1.1 Problème : commande robuste des systèmes variant dans le temps et soumis à des perturbations	1
1.2 Solution usuelle : adaptation active	3
1.2.1 Programmation automatique des gains	3
1.2.2 Commande adaptative avec modèle de référence .	4
1.2.3 Régulateurs auto-syntonisants	5
1.2.4 Conclusion	6
1.3 Solution proposée : adaptation passive	7
1.3.1 Commande par mode de glissement : principe et caractéristiques	7
1.3.2 Commande par mode de glissement : correction des faiblesses	9
1.3.2.a) Utilisation des dérivées de la variable à régler	9
1.3.2.b) Phase de convergence	10
1.3.2.c) Activité intense du signal de commande .	11

1.3.3 Conclusion	12
1.4 Objectifs et organisation du mémoire	12
II. THEORIE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT	14
2.1 Introduction	14
2.2 Systèmes de réglage à structure variable : généralités	14
2.3 Configurations de réglage	16
2.3.1 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable	16
2.3.2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande	18
2.3.3 Configuration étudiée	19
2.4 Etapes de conception	19
2.4.1 Choix de la surface de commutation	20
2.4.2 Conditions de glissement et de convergence et choix de la loi de commande	24
2.4.2.a) Condition de glissement	25
2.4.2.b) Condition de convergence	25
2.4.2.c) Conditions de glissement et de convergence pour les systèmes échantillonnés	26
2.4.2.d) Choix de la loi de commande	27
2.4.3 Adoucissement de la commande	33

III.	SYSTEME DE POSITIONNEMENT A L'ETUDE ET HYPOTHESES DE TRAVAIL	34
3.1	Introduction	34
3.2	Description du système de positionnement	34
3.2.1	Actionneur et charge	34
3.2.2	Unité de mesure	35
3.2.3	Unité de commande de position	39
3.2.4	Module de puissance et correcteur de courant . .	40
3.2.5	Module d'acquisition	42
3.3	Hypothèses de travail	42
3.3.1	Problème traité	42
3.3.2	Phase de convergence	42
3.3.3	Contraintes	43
3.3.4	Modèle du moteur à courant continu	43
3.3.5	Dynamique du courant	43
3.3.6	Modèle du système à commander	44
3.3.7	Perturbations	44
3.3.8	Mesures	44
3.3.9	Echantillonnage	44
3.3.10	Quantification	45
3.3.11	Contrôlabilité	45
IV.	COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT : LOI DE COMMANDE AVEC BANDE D'ADOUCISSEMENT	46
4.1	Introduction	46
4.2	Loi de commande discontinue	46

4.2.1 Développement de la loi de commande	47
4.2.2 Simulation du système	49
4.2.3 Conclusion	54
4.3 Loi de commande avec bande d'adoucissement	55
4.3.1 Loi de commande avec bande d'adoucissement de largeur constante	56
4.3.1.a) Développement et analyse de la loi de commande	56
4.3.1.b) Simulation du système	61
4.3.1.c) Conclusion	63
4.3.2 Loi de commande avec bande d'adoucissement de largeur variable	64
4.3.2.a) Développement et analyse de la loi de commande	64
4.3.2.b) Simulation du système	66
4.3.2.c) Conclusion	69
4.3.3 Loi de commande avec bande d'adoucissement de largeur variable avec largeur minimum non nulle	69
4.3.3.a) Développement et analyse de la loi de commande	69
4.3.3.b) Simulation du système	71
4.3.3.c) Conclusion	71
4.4 Conclusion	72
V. LOI DE COMMANDE LINEAIRE INCORPORANT UN ESTIMATEUR DE PERTURBATIONS	75

5.1 Introduction	75
5.2 Développement d'une loi de commande incorporant un estimateur de perturbations	75
5.3 Adoucissement de la commande	79
5.4 Analyse du correcteur	79
5.5 Simulation du système	90
5.6 Conclusion	101
VI. EXPERIMENTATION DE LA LOI DE COMMANDE LINEAIRE INCORPORANT UN ESTIMATEUR DE PERTURBATIONS	103
6.1 Introduction	103
6.2 Modélisation du système de commande et mise en échelle	103
6.3 Logiciel de commande et de mesure	108
6.4 Résultats expérimentaux	110
6.5 Conclusion	119
VII. CONCLUSION	121
7.1 Loi de commande avec bande d'adoucissement	121
7.2 Loi de commande linéaire robuste incorporant un estimateur de perturbations	122
7.3 Domaine d'application et développements futurs	123
BIBLIOGRAPHIE	125
ANNEXES	
A. DEMONSTRATION DES CONDITIONS DE GLISSEMENT ET DE CONVERGENCE POUR LES SYSTEMES	

ECHANTILLONNES	132
B. PARAMETRES DES ELEMENTS MECANIQUES ET EQUATIONS DE LA CHARGE	134
C. FICHES TECHNIQUES DU CODEUR OPTIQUE INCREMENTAL	139
D. DOCUMENTATION DU SYSTEME DE COMMANDE – MATERIEL	148
E. PROGRAMME DE SIMULATION COMPOS.C ET UTILITAIRES	167
F. FICHIERS DES PARAMETRES D'EXECUTION POUR LES SIMULATIONS AU CHAPITRE IV	209
G. PROGRAMMES POUR LE TRACE DES LIEUX DES RACINES AU CHAPITRE V	226
H. FICHIERS DES PARAMETRES D'EXECUTION POUR LES SIMULATIONS AU CHAPITRE V	230
I. LOGICIEL DE MESURE ET DE COMMANDE	259

LISTE DES FIGURES

Figures

2.1.	Orientation des trajectoires dans l'espace d'état permettant d'obtenir le mode de glissement	15
2.2.	Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable	17
2.3.	Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande	18
2.4.	Effet de la variation de la constante de temps spécifiée sur le temps de convergence vers la droite de glissement suite à un échelon d'erreur	21
2.5.	Domaine des pôles imposés	21
2.6.	Définition du plan de phase pour un système avec caractéristique spécifiée du premier ordre	22
2.7.	Plan de phase partiel pour la description d'une trajectoire complète	24
3.1.	Diagramme bloc du système de positionnement	35

3.2.	Structure de l'unité de mesure/calcul de position, de vitesse et d'accélération	37
3.3.	Structure de l'unité de commande de position	40
3.4.	Configuration du hacheur	41
3.5.	Signaux de commande des interrupteurs du hacheur	41
3.6.	Modèle du moteur à courant continu	43
4.1.	Réponses du système avec loi de commande discontinue ($J=10^{-4}$ Kg·m ² , $\theta_{ref}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s)	52
4.2.	Réponses du système avec loi de commande discontinue ($J=10^{-3}$ Kg·m ² , $\theta_{ref}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s)	54
4.3.	Définition de la bande d'adoucissement de largeur constante	56
4.4.	Définition de la fonction saturation	57
4.5.	Réponses du système avec loi de commande utilisant une bande d'adoucissement de largeur constante ($J=10^{-4}$ Kg·m ² , $\theta_{ref}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s, $\epsilon=0.1$ rad)	62
4.6.	Représentation des instants d'échantillonnage dans le plan de phase pour un système du deuxième ordre pour différents points de fonctionnement	63
4.7.	Réponses du système avec loi de commande utilisant une	

bande d'adoucissement de largeur constante ($J=10^{-3}$ Kg·m ² , $\theta_{ref}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s, $\epsilon=0.1$ rad)	64
4.8. Définition de la bande d'adoucissement de largeur variable	65
4.9. Réponses du système avec loi de commande utilisant une bande d'adoucissement de largeur variable ($J=10^{-4}$ Kg·m ² , $\theta_{ref}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s, $N_i=1$ rad/s)	67
4.10. Réponses du système avec loi de commande utilisant une bande d'adoucissement de largeur variable ($J=10^{-3}$ Kg·m ² , $\theta_{ref}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s, $N_i=1$ rad/s)	68
4.11. Définition de la bande d'adoucissement de largeur variable avec largeur minimum non nulle	70
4.12. Réponses du système avec loi de commande utilisant une bande d'adoucissement de largeur variable avec largeur minimum non nulle ($J=10^{-4}$ Kg·m ² , $\theta_{ref}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s, $N_i=1$ rad/s, $\epsilon=0.1$ rad)	72
4.13. Réponses du système avec loi de commande utilisant une bande d'adoucissement de largeur variable avec largeur minimum non nulle ($J=10^{-3}$ Kg·m ² , $\theta_{ref}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s, $N_i=1$ rad/s, $\epsilon=0.1$ rad)	73
5.1. Diagramme bloc du correcteur utilisant le mode de glissement (loi de commande [5.12])	78

5.2.	Diagramme bloc du correcteur linéaire (loi de commande [5.13])	80
5.3.	Diagramme bloc équivalent du système de commande de position échantillonné	82
5.4.	Lieu des racines du système échantillonné ($\Theta(p)/\Theta_d(p)$) pour une inertie variant de $10^{-4} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ à $10^{-3} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$)	83
5.5.	Lieux des racines du système échantillonné ($\Theta(p)/\Theta_d(p)$) pour un gain de convergence variable ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})_{\min}=1/5400$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$)	84
5.6.	Lieux des racines du système échantillonné ($\Theta(p)/\Theta_d(p)$) pour une période d'échantillonnage variable ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$)	85
5.7.	Modèle équivalent continu du système de commande	86
5.8.	Lieu des racines du modèle équivalent continu du système ($\Theta(p)/T_c(p)$) pour une inertie variant de $10^{-4} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ à $10^{-3} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$)	87
5.9.	Réponses fréquentielles (Bode) du modèle équivalent continu du système ($\Theta(p)/T_c(p)$) pour différentes valeurs d'inertie	88

5.10. Réponses fréquentielles (Bode) du modèle équivalent continu du système ($\Theta(p)/N(p)$) pour différentes valeurs d'inertie	90
5.11. Réponses du système à un échelon de référence de 1 rad ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$, mesure d'une vitesse moyenne)	91
5.12. Réponses du système à un échelon de référence de 1 rad ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$, mesure d'une vitesse instantanée)	93
5.13. Réponses du système à un échelon de couple de charge de 0.1 N·m à 0.025 s ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$, mesure d'une vitesse moyenne)	94
5.14. Réponses du système à un échelon de référence de 1 rad en présence d'un couple de charge oscillatoire ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$, mesure d'une vitesse moyenne)	96
5.15. Réponses du système à un échelon de référence de 1 rad en présence d'un bruit de mesure de vitesse aléatoire d'amplitude maximale de 0.15 rad/s ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$, mesure d'une vitesse moyenne)	97
5.16. Réponses du système à un échelon de référence de 1 rad en	

présence d'une vitesse minimum détectée de 1.5 rad/s ($\lambda=10$ rad/s, $K=60$ rad/s, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{ech}=1$ ms, mesure d'une vitesse moyenne)	99
5.17. Réponses du système à un échelon de référence de 1 rad en présence d'une vitesse minimum détectée de 1.5 rad/s et en considérant la perte de la mesure de vitesse dans l'algorithme de commande ($\lambda=10$ rad/s, $K=60$ rad/s, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{ech}=1$ ms, mesure d'une vitesse moyenne)	100
5.18. Réponses du système à un échelon de référence de 5 rad en présence de la limitation du signal de commande à 5 A ($\lambda=10$ rad/s, $K=60$ rad/s, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{ech}=1$ ms, mesure d'une vitesse moyenne)	101
6.1. Diagramme bloc du système de commande de position	104
6.2. Modèle détaillé du module de traitement du système de commande de position	105
6.3. Séquence des opérations principales du logiciel de mesure et de commande	109
6.4. Réponses expérimentales du système à un échelon de référence de 1 rad (gain de convergence atténué par un facteur de 2)	112
6.5. Réponses expérimentales du système à un échelon de référence de 1 rad (gain de convergence atténué par un	

facteur de 4)	113
6.6. Réponses expérimentales du système à un échelon de référence de π rad (gain de convergence atténué par un facteur de 4)	116
6.7. Réponses expérimentales du système à un échelon de référence de 40/6 tour (gain de convergence atténué par un facteur de 4)	118

LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS

a :	Inverse de la constante de temps mécanique d'un moteur.
\hat{a} :	Valeur nominale de l'inverse de la constante de temps mécanique d'un moteur.
A/N :	Convertisseur analogique à numérique.
b :	Gain d'entrée d'un système.
b :	(Indice) Grandeur échelonnée.
\hat{b} :	Valeur nominale du gain d'entrée d'un système.
B :	Friction d'un moteur.
c :	(Indicé) Coefficient de l'équation d'une surface de glissement.
cpte :	Compte ; variation de 1 bit.
critique :	(Indice) Valeur limite d'une grandeur assurant la stabilité d'un système.
C :	Vecteur des coefficients de l'équation d'une surface de glissement.
CAMR :	Commande adaptative avec modèle de référence.
CPTENC :	Nombre cumulatif des impulsions provenant du circuit de traitement des signaux provenant d'un codeur optique.
CPTENC _T :	Nombre d'impulsions provenant du circuit de traitement des signaux provenant d'un codeur optique pendant la période d'acquisition.
CPTTEMPS	Valeur d'un compteur de mesure du temps d'acquisition.
CPTTEMPS _M :	Compte correspondant au temps d'acquisition approximatif de l'accélération angulaire d'un moteur.

d :	Perturbations.
d :	(Indice) Grandeur de référence.
dr/min :	Demi-tour par minute.
D :	Amplitude maximale des perturbations.
e :	(Indice) Grandeur estimée.
err :	(Indice) Erreur sur une grandeur.
f :	Terme définissant le régime libre d'un système (scalaire).
\hat{f} :	Terme définissant le régime libre d'un système en utilisant les valeurs nominales de ses paramètres (scalaire).
f_c :	Fréquence de l'horloge d'un compteur de mesure du temps.
f_{hor} :	Fréquence de l'horloge d'un module de compteurs.
F_p :	Facteur d'atténuation d'un signal de commande.
G_{NA} :	Gain d'un convertisseur numérique à analogique.
i_a :	Courant d'armature d'un moteur.
I_{pert} :	Courant d'armature correspondant à un couple de perturbation constant.
imp/tour :	Impulsions par tour.
J :	Inertie d'un ensemble moteur—charge.
\hat{J} :	Valeur nominale de l'inertie d'un ensemble moteur—charge.
J_d :	Inertie d'un moteur avec disque de charge non chargé.
J_0 :	Inertie d'un moteur sans charge.
k :	Instant d'échantillonnage.
K :	Gain de convergence : permet d'assurer la convergence vers une surface de glissement ou vers une trajectoire spécifiée.
K_c :	Gain de convergence d'un correcteur linéaire.

K_e :	Constante contre-électromotrice d'un moteur.
K_m :	Constante d'un moteur ($K_m = K_e = K_t$ pour un moteur à courant continu).
K_p :	Coefficient d'ordre zéro de l'équation caractéristique d'un système.
K_t :	Constante de couple d'un moteur.
K_v :	Coefficient du premier ordre de l'équation caractéristique d'un système.
KC :	Vecteur des gains de contre-réaction.
KG :	Rapport de transformation d'un réducteur de vitesse.
KI :	Gain équivalent d'un intégrateur.
lim :	(Indice) Valeur limite d'une grandeur.
L_a :	Inductance de l'induit d'un moteur.
m_1 :	Nombre d'impulsions acquisitionnées provenant d'un codeur optique.
m_2 :	Nombre d'impulsions d'horloge détectées.
max :	(Indice) Valeur maximum d'une grandeur.
mes :	(Indice) Valeur mesure d'une grandeur.
min :	(Indice) Valeur minimum d'une grandeur.
$mtour$:	Millième de tour.
$Mbits/s$:	10^6 bits par seconde.
MG :	Mode de glissement.
n :	Ordre d'un système.
N :	Bruit de mesure.
N_i :	Facteur de bande pour bande d'adoucissement de largeur variable : variation acceptable de la bande passante spécifiée d'un système.

N/A :	Convertisseur numérique à analogique.
p :	Opérateur de Laplace.
pr :	Partie réelle d'un pôle.
P :	Nombre d'impulsions générées par un codeur optique à chaque tour.
P_b :	Pôle du filtre équivalent dû à la présence d'une bande d'adoucissement.
P_t	Nombre d'impulsions générées par le circuit de traitement des signaux d'un codeur optique pour une révolution de l'arbre d'un moteur.
PAG :	Programmation automatique des gains.
r/min :	Tour par minute.
R_a :	Résistance de l'induit d'un moteur.
RAS :	Régulateur auto-syntonisant.
RSV :	Régulateur à structure variable.
s :	Erreur du point représentatif d'un système à la surface de glissement; un indice est utilisé si plusieurs surfaces sont définies.
s_{c-} , s_{c+} :	Droites délimitant une bande d'adoucissement de largeur constante.
s_{v1} , s_{v2} :	Droites délimitant une bande d'adoucissement de largeur variable.
sat :	Saturation.
sign :	Signe.
S :	Surface de glissement.
S_1 :	Transformée de Laplace de l'erreur du point représentatif d'un système à une surface de glissement.

SSV :	Système à structure variable.
t :	Temps.
t_- :	Temps $t-\delta$, δ étant une valeur très faible.
t_c :	Couple de charge.
t_e :	Couple électrique d'un moteur.
T :	Echantillonner.
T :	(Opérateur) Transposition.
T_a :	Temps estimé d'acquisition de l'accélération.
T_c :	Couple de charge.
T_{calcul} :	Temps de calcul ; délai entre le début de la période d'échantillonnage et l'application du signal de commande.
T_{ech} :	Période d'échantillonnage.
T_{pert} :	Couple de perturbation.
u :	Signal de commande; les termes composant u sont spécifiés par un indice.
u_{cm} :	Signal d'entrée d'un organe de commande.
u_{cm1}, u_{cm2} :	Signaux de commande calculés par deux contre-réactions d'état différentes.
\bar{u}_p :	Portion du signal de commande employée pour combattre les effets des perturbations et des variations de paramètres.
u_{sp} :	Portion du signal de commande employée pour entraîner la partie nominale d'un système.
V_{c-e} :	Volt, courant continu.
V_1 :	Vitesse limite spécifiée.
w :	Vitesse de rotation d'un moteur.

x :	Variable d'état d'un système; x constitue plus spécifiquement la variable à commander.
\hat{x} :	Erreur sur la variable d'état à commander.
x_d :	Grandeur de référence d'un système.
\tilde{x}_0 :	Erreur initiale sur la variable d'état à commander.
X :	Vecteur d'état d'un système.
\tilde{X} :	Vecteur des erreurs sur les variables d'état.
X_d :	Vecteur des variables d'état de référence.
α :	Accélération spécifiée.
β :	Facteur de convergence vers une surface de glissement.
Γ :	Bande d'adoucissement de la commande.
Δ :	Ecart entre la valeur réelle d'une grandeur et la valeur nominale de cette même grandeur.
ϵ :	Largeur d'une bande d'adoucissement de largeur constante : valeur de l'erreur de position angulaire maximum permise.
θ :	Position angulaire d'un moteur.
$\dot{\theta}$:	Vitesse de rotation d'un moteur.
$\ddot{\theta}$:	Accélération angulaire d'un moteur.
$\tilde{\theta}$:	Erreur de position angulaire d'un moteur.
$\dot{\tilde{\theta}}$:	Erreur de vitesse de rotation d'un moteur.
$\ddot{\tilde{\theta}}$:	Erreur d'accélération angulaire d'un moteur.
θ_d :	Position angulaire de référence d'un moteur.
Θ :	Transformée de Laplace de la position angulaire d'un moteur.
$\tilde{\Theta}$:	Transformée de Laplace de l'erreur de position angulaire d'un moteur.

λ :	Pôle spécifié d'un système.
$O(\varepsilon)$:	Terme représentant l'effet des approximations de modélisation.
τ_e :	Constante de temps équivalente correspondant à l'échantillonnage.
ϕ :	Largeur de la bande d'adoucissement en terme de vitesse pour un point de fonctionnement donné.
ϕ_c :	Largeur de la bande d'adoucissement en terme de vitesse pour un point de fonctionnement donné; bande d'adoucissement de largeur constante.
ϕ_{cv} :	Largeur de la bande d'adoucissement en terme de vitesse pour un point de fonctionnement donné; bande d'adoucissement de largeur variable avec largeur minimum non nulle.
ϕ_v :	Largeur de la bande d'adoucissement en terme de vitesse pour un point de fonctionnement donné; bande d'adoucissement de largeur variable.
Ψ :	Facteur de convergence vers une surface de glissement.
ω :	Pulsation.
\mathcal{L} :	Transformation de Laplace.
(m) :	(Opérateur) Dérivée $m^{\text{ième}}$ d'une grandeur.

CHAPITRE I

INTRODUCTION

1.1 Problème : commande robuste des systèmes variant dans le temps et soumis à des perturbations : Lors de la conception d'un système de commande, les objectifs principalement considérés sont la précision, la rapidité de réponse, la stabilité et les caractéristiques en régulation ou en poursuite, ou bien, un critère de performance incorporant plus ou moins directement l'ensemble de ces objectifs et permettant d'obtenir une commande dite optimale. Un autre objectif très important qui n'est pas toujours considéré à l'étape de la conception est la robustesse ou insensibilité face aux variations de paramètres et aux perturbations.

Prenons l'exemple d'un manipulateur de robot pour bien démontrer l'importance de la robustesse (Slotine, 1985). Il est désirable que la réponse du système soit insensible aux variations de l'inertie qui dépend de la longueur du bras du robot, de la charge qu'il transporte et de la position spatio-temporelle du bras (Koivo & Guo, 1983; Morgan & Özgüner, 1985). Une sensibilité à ces variations peut causer l'instabilité de la commande, ce qui est particulièrement dommageable à haute vitesse. De plus, l'utilisation d'un correcteur robuste qui considérerait les effets de couplage entre les articulations comme des perturbations permettrait de concevoir des correcteurs simples. Finalement, en compensant pour les imprécisions du modèle, les correcteurs robustes simplifient la programmation de haut niveau.

La robustesse est aussi un critère important avec les machines outils

(perturbations de couple et charge avec inertie variable) et dans plusieurs applications d'entraînements à vitesse variable : commande de vitesse des ascenseurs, entraînements en acierie et entraînements multi-machines dans l'industrie du papier et du textile (Bose, 1985).

Nous désirons ici déterminer une stratégie de commande bien adaptée à la commande robuste des systèmes, linéaires ou non linéaires, variant dans le temps et soumis à des perturbations. La stratégie choisie sera appliquée à la commande de position d'un servomoteur destiné à une application en robotique.

La commande de ces systèmes requiert la compensation de l'effet des non-linéarités, l'adaptation face aux variations de paramètres et la réjection des perturbations. Pour réaliser ceci, différentes fonctions peuvent être utilisées dont : (a) rétroaction et anticipation (*feedforward*) (Luh, 1983; Åström & Wittenmark, 1984; Ohishi & al. 1987; Dote, 1988); (b) rétroaction non linéaire (Luh & al., 1980; Tourassis & Neuman, 1985); (c) adaptation active (Dote, 1988); (d) adaptation passive (Dote, 1988). Les fonctions d'anticipation et de rétroaction non linéaire ne sont pas complètes en elles-mêmes pour la commande des systèmes variant dans le temps et sont donc considérées comme complément aux méthodes adaptatives qui constituent le cœur du système de correction.

Le terme adaptatif peut être interprété de différentes façons mais implique habituellement que le système peut s'accommoder aux changements imprévisibles de l'environnement, que ces changements proviennent du système ou lui soient externes. La commande adaptative (active) est définie par Dote (1988) comme étant un algorithme de commande robuste comportant un certain mécanisme d'identification des paramètres pour l'adaptation. Sinon, on se trouve en présence

d'une adaptation passive.

L'adaptation active est la solution classique à la commande des systèmes variant dans le temps (Åström, 1987; Dote, 1988). Cependant, l'adaptation passive, en particulier la commande par correcteur à structure variable, est souvent considérée pour ce genre de problème (Slotine, 1985; Yeung & Chen, 1988). Analysons donc les caractéristiques de ces deux types de commande adaptative.

1.2 Solution usuelle : adaptation active : Présentement, il existe trois stratégies principales de commande adaptative active : programmation automatique des gains (*gain scheduling*), commande adaptative avec modèle de référence (*model reference adaptive control*) et les régulateurs auto-syntonisants (*self-tuning regulators*) (Åström, 1987; Dote, 1988).

1.2.1 Programmation automatique des gains : (Åström & Wittenmark, 1984; Åström, 1987; Dote, 1988) Il est parfois possible de trouver des variables auxiliaires du procédé qui possèdent un bon degré de corrélation avec les variations de la dynamique du procédé. Il est alors possible d'éliminer l'influence des variations de paramètres du procédé en modifiant les paramètres du correcteur en fonction des variables auxiliaires. Cette approche est appelée programmation automatique des gains (PAG) car ce type d'adaptation était originalement utilisé pour accommoder les variations du gain du procédé seulement. Lorsque les variables auxiliaires appropriées ont été choisies, les paramètres du correcteur sont déterminés pour différentes conditions de fonctionnement à l'aide d'une méthode de conception appropriée. La stabilité et les performances du système sont généralement évaluées par simulation en portant une attention particulière à la transition entre les différentes conditions de fonctionnement.

L'avantage principal de cette stratégie est que les paramètres du correcteur peuvent être modifiés très rapidement en réponse aux fluctuations du procédé. Les facteurs limitatifs dépendent de la rapidité avec laquelle les mesures auxiliaires répondent aux fluctuations du procédé. Cependant, la conception demande beaucoup de temps à cause du grand nombre de répétitions du processus de conception et de simulation. De plus, la PAG est généralement une stratégie de commande de type boucle ouverte comparable à la correction par anticipation: il n'y a aucune rétroaction pour compenser une mauvaise programmation ou une programmation incomplète (facteurs externes non considérés par exemple). Cette stratégie de commande n'est donc pas robuste.

1.2.2 Commande adaptative avec modèle de référence : (Åström & Wittenmark, 1984) La commande adaptative avec modèle de référence (CAMR) est une autre méthode permettant d'adapter les paramètres du correcteur. Les spécifications sont définies en terme d'un modèle de référence qui décrit la réponse désirée de la sortie du procédé à un signal de commande donné. Notons que le modèle de référence fait partie intégrante du système de commande. Le correcteur peut être considéré comme constitué de deux boucles. La boucle interne est une boucle de commande classique comprenant le procédé et le régulateur. Les paramètres du régulateur sont ajustés par la boucle externe de façon à minimiser l'erreur entre la sortie du modèle et la sortie du procédé. La boucle externe agit donc aussi comme une boucle de régulation.

Le problème principal de conception réside dans la détermination du mécanisme d'ajustement des paramètres. Ce problème n'est pas trivial. Il ne peut pas être résolu par une simple rétroaction linéaire de l'erreur aux paramètres du

régulateur. Diverses techniques sont disponibles pour l'ajustement des paramètres dont la règle du MIT (*MIT-rule*) (Åström, 1987). La stabilité du système peut alors être traitée à l'aide des théories de stabilité des systèmes non linéaires (Isermann, 1982).

La CAMR permet d'utiliser un modèle simplifié lors de la conception et maintient de bonnes performances en présence de variations des paramètres et de perturbations (Naitoh & Tadakuma, 1987). Cependant, la CAMR présente les faiblesses suivantes (Åström, 1987; Dote, 1988; Naitoh & Tadakuma, 1987; Ohishi & al., 1988): (a) problème de stabilité; (b) temps de réponse lent suite à des valeurs initiales erronées des intégrateurs du mécanisme d'adaptation (si utilisés); (c) il est souvent difficile de trouver une compensation efficace contre les effets des perturbations importantes; (d) la complexité de l'algorithme peut être un obstacle important à une implantation sur microprocesseur, ce qui en limite l'utilisation avec les systèmes rapides.

1.2.3 Régulateurs auto-syntonisants: (Isermann, 1982; Koivo & Guo, 1983; Åström & Wittenmark, 1984; Åström, 1987) Une autre méthode utilisée pour obtenir un système adaptatif est d'utiliser la stratégie suivante: (a) déterminer un modèle approprié du système; (b) estimer les paramètres du système à l'aide d'un estimateur récursif; (c) utiliser ces valeurs estimées pour déterminer une loi de commande. Un tel système de correction est nommé régulateur auto-syntonisant (RAS). Ce régulateur peut être considéré comme constitué de deux boucles. La boucle interne comprend le procédé et un correcteur avec rétroaction. Les paramètres du correcteur sont ajustés par la boucle externe qui est composée d'un estimateur de paramètres récursif et d'un algorithme de conception du correcteur.

L'algorithme de conception du correcteur est exécuté en temps réel. Cet algorithme peut être basé sur les critères de marge de gain et marge de phase, sur le positionnement des pôles, sur la minimisation de la variance ou sur diverses autres techniques.

Puisque le signal de commande du procédé est généré par rétroaction, l'obtention d'une bonne estimation des paramètres n'est nullement garantie. Une condition nécessaire pour que les paramètres soient identifiables est que le signal de commande soit d'un ordre suffisant et soit actif (*exciting*). Pour s'assurer que cette condition soit respectée, il peut être nécessaire d'introduire un signal d'excitation ou d'utiliser un système de supervision afin de n'effectuer une mise à jour des valeurs estimées que lorsque le signal de commande est actif.

On attribue au RAS une grande flexibilité (choix de l'algorithme d'identification et de l'algorithme de conception), une simplicité à la compréhension et une implantation aisée sur microprocesseur. Cependant, la convergence de l'algorithme de conception dépend de la convergence de l'algorithme d'identification. On doit donc utiliser un modèle précis du procédé et s'assurer de la richesse du signal de commande (ou de l'efficacité du système de supervision). De plus, la présence de perturbations importantes peut causer des erreurs d'estimation et requiert donc l'utilisation d'algorithmes spéciaux. La quantité de calcul à effectuer peut aussi être importante, ce qui en limite l'utilisation avec les systèmes rapides.

1.2.4 Conclusion : D'excellents résultats peuvent être obtenus avec la commande adaptative avec modèle de référence et les régulateurs auto-syntonisants auxquels serait ajouté la fonction anticipation pour rejeter les perturbations. Cependant, ces deux méthodes impliquent une quantité de calculs importante et ne

sont donc pas appropriées à la commande des systèmes rapides. D'autre part, la programmation automatique des gains peut aussi donner de bonnes performances mais la phase de conception est très longue et ce type de commande n'est pas robuste.

Analysons donc l'adaptation passive afin de voir si cette stratégie peut mieux répondre au problème posé.

1.3 Solution proposée : adaptation passive : Le correcteur adaptatif passif (selon la définition de Dote (1988)) le plus répandu et le plus général est le régulateur à structure variable (RSV) opérant en mode de glissement (MG) (*sliding mode*). Ce type de système a été étudié d'abord en Union Soviétique (Utkin, 1977, 1978). Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles (Young, 1978(a); Slotine, 1983; Utkin, 1984).

1.3.1 Commande par mode de glissement : principe et caractéristiques : Un système à structure variable (SSV) est constitué d'un groupe de sous-systèmes continus et d'une logique de sélection. On peut ainsi combiner les propriétés utiles de chacune des structures ou encore donner au système des propriétés non présentes dans ces structures. Dans la commande en MG (Itkcs, 1976; Utkin, 1977, 1978, 1984; Bühler, 1986), le point représentatif du système (point défini par l'ensemble des variables d'état du système) est contraint à se déplacer le long d'un ou plusieurs hyperplan(s) dans l'espace d'état. De cette façon, l'insensibilité face aux variations de paramètres et la réjection des perturbations sont assurées. Cependant, pour obtenir un tel régime de glissement, la loi de commande doit être discontinue.

Dans la littérature, on attribue les caractéristiques suivantes aux RSV fonctionnant en MG (Young, 1978(a); Lin & Tsai, 1984; Bose, 1985; Morgan & Özgüner, 1985; Slotine, 1985; Namuduri & Sen, 1987; Naitoh & Tadakuma, 1987; Dote, 1988; Ohishi & al., 1988; Wong & Ji, 1988; Yeung & Chen, 1988; Zhang & Barton, 1988):

1. grande précision.
2. réponse dynamique rapide et sans dépassement (si désiré).
3. simplicité de conception et d'implantation.
4. robustesse.
5. le problème de stabilité globale du système n'existe pas : la loi de commande est définie de façon à ce que toutes les trajectoires se dirigent vers les hyperplans de glissement. Il suffit alors que ces hyperplans de glissement définissent un système stable.
6. la connaissance des valeurs des paramètres du système n'est pas nécessaire pour la conception : seules les valeurs limites des paramètres sont requises.
7. les dérivées de la variable à commander peuvent être utilisées pour accélérer la réponse et permettre une plus grande variation des paramètres. Cependant, ceci diminue l'immunité du système face au bruit.
8. les non-linéarités et les interactions (couplages) peuvent être traitées et rejetées comme des perturbations.
9. invariance face aux variations de paramètres: conception plus souple, précision des calculs moins importante.
10. peuvent être appliqués à la linéarisation de procédés.
11. la performance d'un système de commande par MG est insensible à la présence de faibles constantes de temps dans le système tels le délai de commande

dans l'élément de puissance et les retards introduits par les filtres dans les retours. Cependant, ces constantes de temps peuvent causer des oscillations à haute fréquence.

12. applicables à de nombreux systèmes et particulièrement appropriés pour les deux situations suivantes: (a) la réponse du système original est indésirable ou instable; (b) le système est soumis à de fortes perturbations externes ou perturbations d'interaction qui sont difficile à prédire ou à rejeter.

Malgré le fait que le réglage par mode de glissement possède des avantages incontestables, cette méthode a été peu appliquée à cause des désavantages suivants: forte sollicitation de l'organe de commande et nécessité d'utiliser la grandeur à régler et un certain nombre de ses dérivées, selon l'ordre du système (Bühler, 1986). De plus, il y a une phase de convergence pendant laquelle la trajectoire, à partir d'une condition initiale quelconque hors de l'hyperplan de glissement, tend vers celui-ci. Pendant cette phase, le système est sensible aux variations de paramètres et aux perturbations. Cependant, de nombreux travaux ont permis de développer différentes stratégies pour corriger ces faiblesses.

1.3.2 Commande par mode de glissement : correction des faiblesses :

1.3.2.a) Utilisation des dérivées de la variable à régler : Les dérivées de la variable à régler sont fréquemment requises pour réaliser une commande convenable. En effet, supposant un système d'ordre n , un signal de commande d'ordre m est requis pour obtenir une caractéristique d'ordre $n-m$ (Utkin, 1984). Ceci limite grandement le champ d'application des correcteurs utilisant le MG. Cependant, des méthodes indirectes de définition de la trajectoire ont été développées, méthodes qui permettent l'utilisation d'un nombre réduit de dérivées

de la variable à régler (Aksenenko & Dolgozviag, 1975). Cependant, dans le cas de la commande de position d'une machine à courant continu, la vitesse est obtenue aisément et l'accélération peut être estimée. Un filtre peut alors être requis. Ce problème a donc peu d'influence dans le cas étudié.

1.3.2.b) Phase de convergence : Pendant la phase de convergence de la trajectoire réelle vers l'hyperplan de glissement, le système est sensible aux variations de paramètres et de la charge. Cette phase doit donc être minimisée ou éliminée.

Pour corriger cette faiblesse, Bose (1985), Hashimoto & al. (1988) et Harashima & al. (1985) proposent de définir une trajectoire complète plutôt qu'une simple droite (cas d'une réponse dynamique spécifiée du premier ordre). Ainsi, la phase de convergence est éliminée et une meilleure robustesse est obtenue. Cette technique est particulièrement bien adaptée pour définir un profil de déplacement dans les applications en robotique. L'utilisation d'une contre réaction à gain élevé a été proposée par Young & Kwatny (1982) afin d'accélérer la phase de convergence. Dans le même ordre d'idée, Slotine (1985) propose d'utiliser la valeur maximale de l'accélération de référence dans l'algorithme de calcul (utilisée en anticipation) (application : commande de position). Cependant, cette méthode est très sensible aux modes non modélisés, à la saturation de l'actuateur, etc. Des travaux ont aussi été effectués pour corriger ce problème pour les systèmes d'ordre élevé (hiérarchie de commande) (Utkin, 1977; Young, 1978(a), 1978(b)).

Le problème de la phase de convergence peut donc être réglé par différentes méthodes. Cependant, ce problème ne sera pas traité dans ce mémoire.

1.3.2.c) Activité intense du signal de commande : La commande par correcteur fonctionnant en MG présente des discontinuités sur les hyperplans de glissement (plans de commutation) qui causent des oscillations (*chattering*) à la sortie du système et une activité intense du système de commande. Ces deux phénomènes sont amplifiés par la présence de faibles délais (fréquence de commutation limitée) et de faibles constantes de temps négligées lors de la conception (Utkin, 1977, 1984; Slotine & Sastry, 1983; Slotine, 1985). Ainsi, alors que la commande en MG résulte en une loi de commande robuste face aux variations de paramètres et aux perturbations, elle n'est pas robuste face aux approximations usuelles de modélisation (i.e. modes négligés qui résident hors de la plage de fréquence d'intérêt). Ainsi, l'effet de la commutation constante de la commande sur les éléments mécaniques du système doit être considéré (Young, 1978(a); Hached & al., 1988). De plus, l'instabilité du signal de commande peut causer une erreur stationnaire à la sortie (Sabanovic & al., 1988). Ainsi, le signal de commande doit être traité afin d'atténuer ou d'éliminer les oscillations.

Différentes stratégies ont été proposées dans la littérature afin d'éliminer les oscillations : (a) ajout d'un filtre passe-bas à l'entrée du procédé (Zinober & al., 1982); (b) régulation de la dérivée de l'erreur par rapport à l'hyperplan de glissement (Morgan & Özgüner, 1985); (c) substitution du terme discontinu de la loi de commande par une fonction d'adoucissement. Cette fonction d'adoucissement est définie par : (a) une approximation continue du terme discontinu (Ambrosino & al., 1984; Burton & Zinober, 1986); (b) une bande de largeur constante avoisinant l'hyperplan de glissement à l'intérieur de laquelle le gain est variable (Slotine, 1983, 1984, 1985; Slotine & Sastry, 1983); (c) une bande de largeur variable avoisinant

l'hyperplan de glissement à l'intérieur de laquelle le gain est variable (Yeung & Chen, 1988). Avec toutes ces méthodes, l'élimination des oscillations est obtenue au coût d'une perte de robustesse face aux spécifications dynamiques et d'une complexité de conception et d'analyse accrue. Cependant, avec l'utilisation d'une bande d'adoucissement, la convergence du système vers cette bande est assurée. La perte de performance est donc plus aisément quantifiable. Notons que la méthode utilisant la régulation de la dérivée de l'erreur par rapport à l'hyperplan de glissement est très efficace mais que cette méthode utilise une adaptation du gain pour effectuer cette régulation. Cette adaptation peut être complexe et causer des problèmes de stabilité locale.

1.3.3 Conclusion : Ainsi, la commande par régulateur à structure variable fonctionnant en mode de glissement présente de nombreux avantages dont la robustesse, la simplicité et la possibilité de commander les systèmes variant dans le temps ou incertains et les systèmes non linéaires. Cependant, certaines faiblesses importantes sont présentes. Néanmoins, des solutions pour corriger ces faiblesses ont déjà été proposées. Cette approche sera donc employée pour poursuivre les travaux.

1.4 Objectifs et organisation du mémoire : Il est proposé de développer un système robuste de positionnement d'un moteur à courant continu de faible puissance sujet à des variations de paramètres et du couple de charge. La théorie de la commande par mode de glissement qui permet d'obtenir une adaptation passive sera utilisée pour développer le correcteur. Le système conçu devra être robuste face aux variations de paramètres et de la charge; il devra aussi être rapide et offrir de bonnes performances statiques. Le problème d'élimination des oscillations associé au réglage par mode de glissement sera particulièrement considéré.

Ce mémoire est organisé de la façon suivante :

Au chapitre II, un rappel de la théorie de la commande par mode de glissement est présenté.

Au chapitre III, le système de positionnement à l'étude est décrit et les hypothèses de travail sont exposées.

Au chapitre IV, une loi de commande utilisant le mode de glissement et une bande d'adoucissement de largeur variable avec valeur minimale non nulle est développée et analysée. Des résultats de simulation sont aussi présentés.

Au chapitre V, une autre approche d'assouplissement est utilisée afin de développer une loi de commande linéaire incorporant un estimateur de perturbations. Une loi de commande adaptative passive équivalente à celle proposée par Hsia (1989) est ainsi obtenue. La loi de commande est analysée et des résultats de simulation sont présentés.

Au chapitre VI, l'implantation sur microcontrôleur 8 bits de la loi de commande linéaire développée au chapitre V est exposée. Les résultats expérimentaux sont aussi présentés.

Des conclusions sont ensuite tirées au chapitre VII.

CHAPITRE II

THEORIE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

2.1 Introduction : La théorie de la commande par mode de glissement couvre les systèmes à entrées et sorties simples ou multiples, les systèmes monovariables et multivariables, les systèmes linéaires et non linéaires, ainsi que les systèmes d'ordre élevé. Cependant, seuls les systèmes à simple entrée – simple sortie seront traités et la terminologie s'y rapportant sera donc utilisée. Néanmoins, les notions amenées peuvent être généralisées pour l'étude de systèmes plus complexes. De plus, il est important de noter que l'étude de ces systèmes s'effectue généralement dans l'espace d'état. Ainsi, toute mention de trajectoire, droite, plan, hyperplan, surface ou hypersurface sous-entend que l'espace d'état est utilisé.

2.2 Systèmes de réglage à structure variable : généralités : (Itkis, 1976; Utkin, 1978; Slotine, 1983; Bühler, 1986) La caractéristique distinctive principale des systèmes à structure variable (SSV) les groupant comme classe indépendante de systèmes de commande est que la structure du système peut être modifiée en cours de fonctionnement. La structure du SSV est modifiée intentionnellement selon un algorithme ou une loi de sélection de structure. Les instants auxquels la structure est modifiée sont déterminés non pas par une programmation fixe mais selon la valeur du signal d'erreur et de ses dérivées. Le concepteur d'un système peut alors résoudre, par exemple, le conflit classique entre la précision en régime permanent et la rapidité de la réponse en choisissant les structures appropriées.

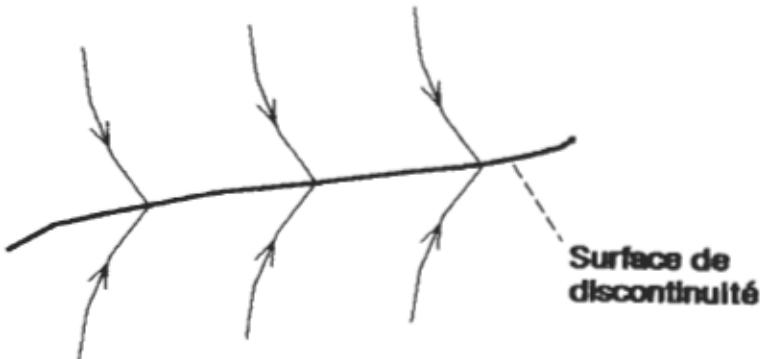


Figure 2.1. Orientation des trajectoires dans l'espace d'état permettant d'obtenir le mode de glissement.

Le réglage par mode de glissement (MG) est un cas particulier de la commande par correcteur à structure variable. L'idée de base de la commande par MG se décrit comme suit.

Considérons une équation différentielle continue par partie avec second membre discontinu sur une hypersurface. Si les trajectoires de l'équation différentielle hors de la surface de discontinuité pointent vers la surface de discontinuité (fig.2.1), il est intuitivement plausible que les trajectoires qui ont origine sur la surface de discontinuité demeurent (glissent) sur la surface de discontinuité – la surface de glissement. Ceci impose alors certaines contraintes sur la dynamique du système. De plus, même si le second membre est perturbé, ces contraintes sur la dynamique du système sur la surface de discontinuité demeurent les mêmes tant que les trajectoires de l'équation perturbée pointent vers la surface de discontinuité (à condition bien sûr que la surface de glissement ne soit pas perturbée).

Par un choix adéquat de la surface de glissement et d'une commande continue par partie, les trajectoires du système peuvent être contraintes à demeurer sur la

surface de glissement et le comportement dynamique du système est alors complètement spécifié par cette surface de glissement. Cette invariance ainsi obtenue face aux variations de paramètres et à certaines perturbations est une caractéristique très importante dans plusieurs domaines dont la commande des manipulateurs en robotique qui sont considérés comme des systèmes variant dans le temps.

2.3 Configurations de réglage : (Bühler, 1986) Dans les systèmes de réglage à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différentes. La première configuration change la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable (fig. 2.2), tandis que la seconde change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande (fig. 2.3). Analysons donc les caractéristiques principales de ces deux structures.

2.3.1 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable : Le système à régler possède une grandeur de commande $u(t)$ et une grandeur de sortie $y(t)$ (fig. 2.2). Son comportement est décrit par le vecteur d'état $X(t)$. Ce dernier est mis en contre-réaction soit par le vecteur ligne $-KC_1^T$, soit par $-KC_2^T$ selon la position d'un commutateur. La tension de commande est amenée à l'organe de commande qui fournit la grandeur de commande $u(t)$.

Le choix de la contre-réaction d'état par $-KC_1^T$ ou $-KC_2^T$ se fait à l'aide de la loi de commutation $s(X;t)$ de la façon suivante :

$$\begin{aligned} u_{cm}(t) &= u_{cm1}(t) = -KC_1^T \cdot X(t) && \text{pour } s(X;t) > 0 \\ u_{cm}(t) &= u_{cm2}(t) = -KC_2^T \cdot X(t) && \text{pour } s(X;t) < 0 \end{aligned}$$

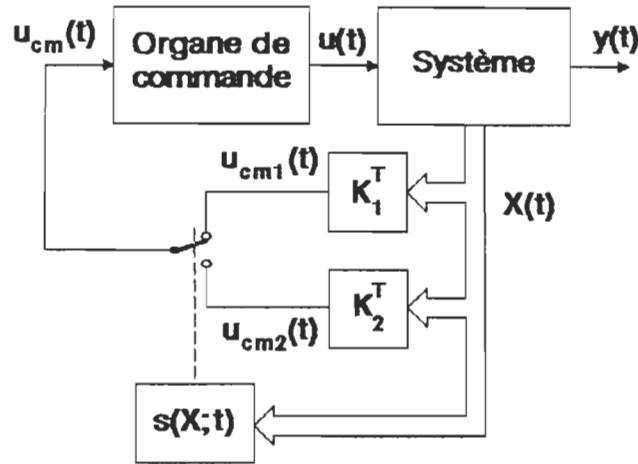


Figure 2.2. Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable.

Avec une loi de commutation adéquate, on peut obtenir un phénomène transitoire stable et bien amorti même si les deux contre-réactions d'état peuvent donner, sur une base individuelle, un comportement instable ou à la limite de la stabilité.

Sous certaines conditions, la commutation se fait à une fréquence très élevée (théoriquement infiniment élevée). Le système travaille alors en mode de glissement. Le comportement dynamique du système est alors déterminé par la condition

$$s(X; t) = 0$$

L'organe de commande reçoit dans ce cas un signal de commande $u_{cm}(t)$ qui commute rapidement entre $u_{cm1}(t)$ et $u_{cm2}(t)$, ce qui peut provoquer une forte sollicitation de l'organe de commande.

2.3.2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande : Dans ce cas (fig. 2.3), l'organe de commande doit être conçu de sorte que la grandeur de commande $u(t)$ ne prenne que les deux valeurs constantes u_{\min} et u_{\max} (hacheur par exemple). La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation de la façon suivante :

$$u(t) = u_{\max} \quad \text{pour} \quad s(X;t) > 0$$

$$u(t) = u_{\min} \quad \text{pour} \quad s(X;t) < 0$$

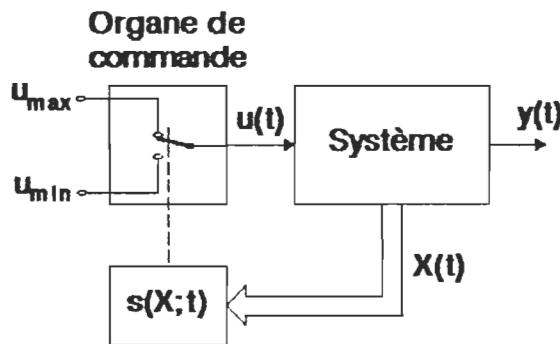


Figure 2.3. Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

Dans ce cas aussi, il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée (théoriquement infiniment élevée) de sorte que le système de réglage travaille en mode de glissement. Le comportement dynamique du système est alors également déterminé par

$$s(X;t) = 0$$

Cette configuration correspond en principe à un réglage à deux positions avec loi de commutation performante. Une étude approfondie sur cette configuration a été faite par Bühler (1986).

2.3.3 Configuration étudiée : Dans le cas d'une commande de position, deux configurations de base peuvent être utilisées pour réaliser la commande : (a) incorporer la commande du courant au correcteur à structure variable; (b) utiliser un correcteur de courant externe au régulateur à structure variable. La première approche correspond à la configuration présentée en 2.3.2 (fig. 2.3). Pour réaliser ce type de commande, le calculateur doit être très rapide afin de limiter les délais de commutation de structure. Dans le cas de la seconde approche qui correspond à la configuration présentée en 2.3.1 (fig. 2.2), la partie la plus rapide du système (boucle de courant) est commandée analogiquement. Le système à régler étant en principe plus lent que le système à commander par l'approche précédente, les délais introduits par le calculateur ont une influence moindre et un calculateur plus lent peut être utilisé. Cette configuartion a été adoptée pour ce travail.

2.4 Etapes de conception : La conception d'un correcteur fonctionnant en MG peut être effectuée par différentes méthodes graphiques et analytiques (utilisation des fonctions de Lyapunov par exemple). Cependant, certaines étapes de conception sont communes à la majorité des méthodes de conception. Ces étapes, telles que définies par quelques auteurs (Utkin, 1977; Slotine, 1984; Zhang & Barton, 1988), sont :

1. Choisir la surface de commutation.
2. Déterminer une loi de commande assurant l'existence du mode de glissement et la convergence vers la surface de commutation.
3. Eliminer les oscillations sur le signal de commande lorsque celles-ci sont indésirables.

Analysons donc chacune des ces étapes et la théorie s'y rapportant.

2.4.1 Choix de la surface de commutation : La surface de commutation définit le comportement du système en mode de glissement, et ainsi le comportement du système en boucle fermée si le mode de glissement est maintenu. Pour déterminer l'équation de la surface de glissement, plusieurs méthodes peuvent être employées dont le positionnement des pôles et la minimisation d'un critère quadratique (commande optimale) (Utkin, 1984; Bühler, 1986). Les pôles obtenus doivent définir un système stable (partie réelle négative). De plus, un modèle d'ordre réduit étant utilisé pour représenter le système, les pôles doivent être choisis de façon à ce que les modes du système non modélisés à l'étape de conception ne soient pas excités. Ceci implique une rapidité spécifiée limite du système (limite de la partie réelle des pôles). Cette limitation de la rapidité spécifiée du système peut aussi être importante afin de minimiser le temps de convergence vers la surface de glissement suite à une condition initiale se trouvant hors de cette surface. En effet, plus les pôles dominants spécifiés du système sont rapides, plus la phase de convergence peut être longue suite à une variation de consigne (fig. 2.4). Il est très important de minimiser la durée de cette phase car le système est sensible aux variations de paramètres et aux perturbations pendant cette phase. Selon ces critères, les pôles pourraient être positionnés dans une région telle que définie par la zone hachurée de la figure 2.5. Notons que pour assurer la convergence vers la surface de glissement et diminuer le temps de convergence, un gain élevé peut être nécessaire, et ce, en particulier si la surface de glissement définit un système très rapide. Ainsi, suite au choix d'une surface de glissement et d'une loi de commande, les signaux doivent être analysés afin de voir si les modes non modélisés du système ne sont pas excités par la présence de gains trop élevés. Le processus de conception devient alors itératif.

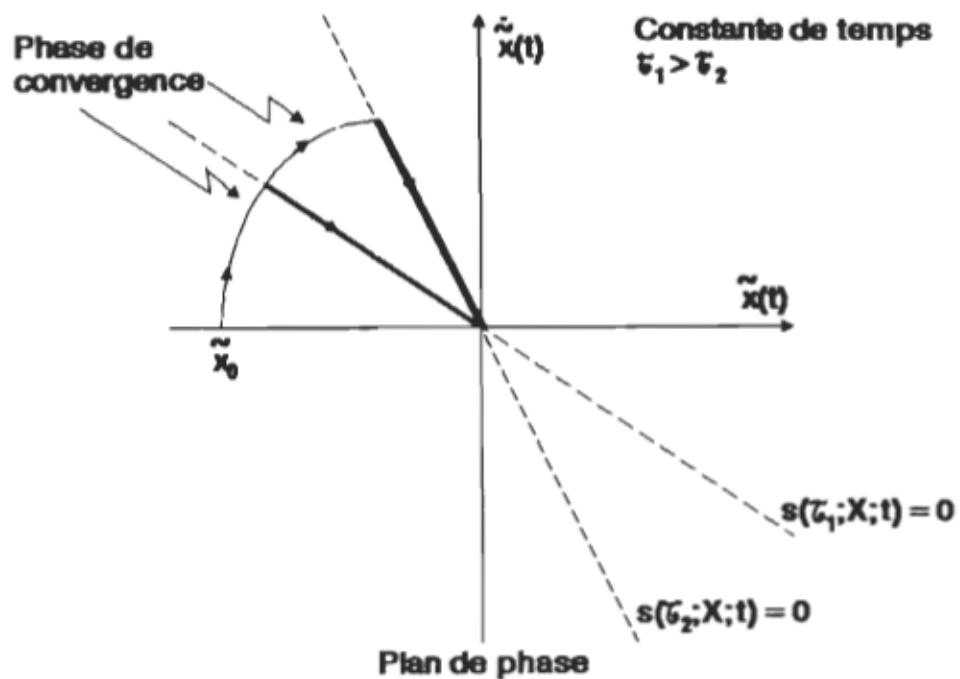


Figure 2.4. Effet de la variation de la constante de temps spécifiée sur le temps de convergence vers la droite de glissement suite à un échelon d'erreur.

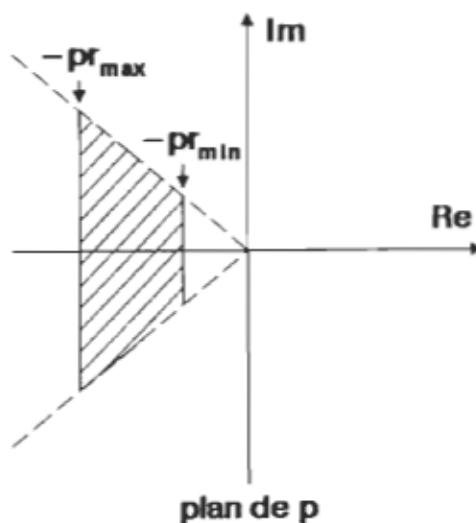


Figure 2.5. Domaine des pôles imposés.

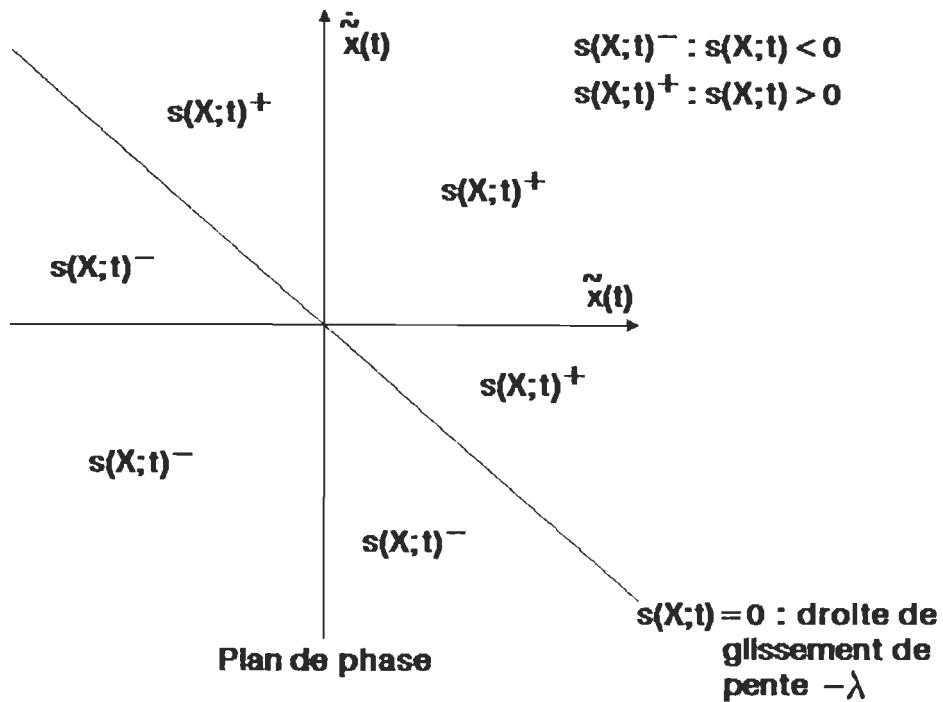


Figure 2.6. Définition du plan de phase pour un système avec caractéristique spécifiée du premier ordre.

L'ordre minimum pouvant être obtenu pour le système correspond à la différence entre l'ordre du système original et l'ordre de la loi de commande (Utkin, 1984). Dans le cas de notre système de positionnement, l'ordre du système étant faible, nous tenterons d'obtenir une caractéristique du premier ordre. Un seul pôle λ réel et négatif sera donc employé selon (fig. 2.5)

$$-\text{pr}_{\max} < \lambda < -\text{pr}_{\min}$$

où pr_{\min} définit la rapidité minimale acceptable et pr_{\max} la limite en fréquence pour ne pas exciter les modes non modélisés.

Nous obtenons ainsi une surface $S(X; t)$ variant dans le temps qui représente une droite de glissement (fig. 2.6) sur laquelle $s(X; t) = 0$, $s(X; t)$ étant défini par

$$s(X; t) = C \cdot \tilde{X}(t) = \tilde{x}(t) + \lambda \cdot \tilde{\dot{x}}(t)$$

où $\tilde{X}(t) = X_d(t) - X(t)$, $X(t)$ est le vecteur des variables d'état $[x(t) \dot{x}(t) \dots x^{(n-1)}(t)]^T$ ($x^{(m)}$ représente la dérivée $m^{\text{ème}}$ de x), $X_d(t)$ est le vecteur des valeurs de référence $[x_d(t) \dot{x}_d(t) \dots x_d^{(n-1)}(t)]$ et $C = [\lambda \ 1 \ 0 \ \dots \ 0]$ (C est de dimension n). $s(X; t)$ représente alors l'erreur du point représentatif du système à la trajectoire désirée.

Le choix de la trajectoire comporte un autre facteur limitatif important, soit la présence des contraintes inhérentes au système. Par exemple, analysons sommairement le cas d'une commande de position. Considérant que le signal de commande est borné (limitation du courant), l'accélération maximale pouvant être imposée est limitée en fonction, principalement, de cette valeur limite, de la constante de couple de la machine, de l'inertie de la charge et du couple de charge. De plus, la présence du couple de charge et de la friction impose une vitesse maximale qui ne peut être excédée. Ainsi, le mode de glissement ne peut pas être atteint sur tout le plan de phase. On doit alors restreindre les performances du système si on désire maintenir la robustesse pour toutes les conditions de fonctionnement prévues. Pour remédier à ce problème et éliminer la phase de convergence, différents auteurs dont Bose (1985) et Harashima & al. (1985) ont proposé de définir une trajectoire complète dans le plan de phase tel qu'ilustré à la figure 2.7. Les différentes portions de la trajectoire sont alors définies de façon à pouvoir être atteintes pour toute la gamme de variation des paramètres du système et du couple de charge en fonction de la limite de la commande. Les équations décrivant la trajectoire sont:

$$s_1(X; t) = \alpha \ddot{x}^2(t) + \dot{x}(t) - \dot{x}_0(t)$$

qui définit une réponse avec accélération constante où $\dot{x}_0(t)$ est l'erreur de position initiale et α spécifie une accélération inférieure à l'accélération maximale;

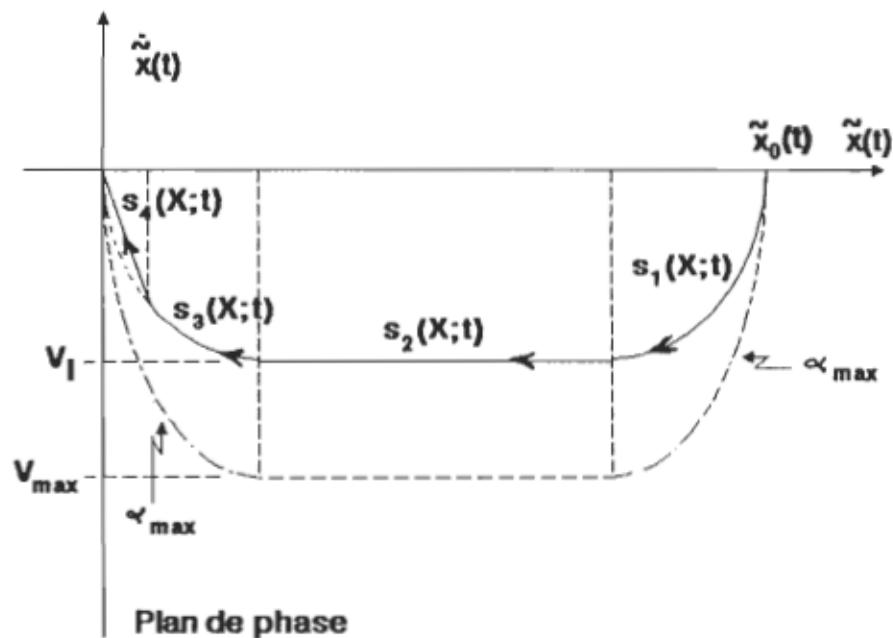


Figure 2.7. Plan de phase partiel pour la description d'un trajectoire complète.

$$s_2(X; t) = \dot{\tilde{x}}(t) - V_1$$

qui détermine la limite de vitesse V_1 ;

$$s_3(X; t) = -\alpha \cdot \ddot{\tilde{x}}^2(t) + \dot{\tilde{x}}(t)$$

qui définit une réponse avec décélération constante où α spécifie une décélération inférieure à la décélération maximale;

$$s_4(X; t) = \dot{\tilde{x}}(t) + \lambda \cdot \ddot{\tilde{x}}(t)$$

qui définit une réponse de premier ordre avec une bande passante de λ . $s_4(t)$ est ajouté afin de limiter la décélération près du point cible, valeur qui serait très élevée en utilisant $s_3(t)$.

2.4.2 Conditions de glissement et de convergence et choix de la loi de commande : Lors du choix d'une loi de commande, deux conditions doivent être satisfaites, soit la condition de glissement et la condition de convergence. La loi de commande satisfaisant ces conditions n'est pas unique et plusieurs méthodes sont

disponibles afin de déterminer celle-ci. Analysons donc les conditions de stabilité et une méthode pour sélectionner la loi de commande.

2.4.2.a) Condition de glissement : La condition de glissement stipule que toute trajectoire se situant sur la surface de glissement $S(X;t)$ doit y demeurer. Les conditions suivantes peuvent être utilisées pour définir la condition de glissement (Utkin, 1977, 1978) :

$$\lim_{s(X;t) \rightarrow 0} \dot{s}(X;t) < 0 \quad ; \quad \lim_{s(X;t) \rightarrow 0} \dot{s}(X;t) > 0$$

Cette condition est suffisante pour que le mode de glissement existe. Une formulation plus pratique peut être utilisée, soit (Slotine & Sastry, 1983) :

$$\frac{d}{dt} s^2(X;t) < 0 \quad \text{pour } s(X;t) \neq 0$$

qui équivaut aussi à

$$s(X;t) \cdot \dot{s}(X;t) < 0 \quad \text{pour } s(X;t) \neq 0$$

La condition de glissement telle que définie ici est aussi nommée condition locale de glissement (Slotine, 1983). Nous nous référerons à cette condition par cette appellation.

2.4.2.b) Condition de convergence : La condition locale de glissement n'assure aucunement qu'une trajectoire se trouvant hors de $S(X;t)$ se dirige vers $S(X;t)$. La condition de convergence est utilisée pour corriger cette lacune. Ainsi, si la condition

$$\frac{d}{dt} s^2(X;t) < -\Psi \cdot |s(X;t)| \quad \text{pour } s(X;t) \neq 0$$

qui équivaut à :

$$s(X;t) \cdot \dot{s}(X;t) < -\beta \cdot |s(X;t)| \quad \text{pour } s(X;t) \neq 0$$

où Ψ est une fonction de classe K (continue et non décroissante avec $\Psi(0)=0$ et $\Psi(a)>0$ si $a>0$), est satisfaite, alors, suite à toute condition initiale hors de $S(X;t)$, les trajectoires se dirigeront vers $S(X;t)$ (Slotine, 1983). Cette condition est aussi nommée condition globale de glissement lorsque $S(X;t)$ est incluse dans la région visée par celle-ci :

$$\frac{d}{dt} s^2(X;t) < -\Psi \cdot |s(X;t)| \quad \text{pour tout } s(X;t)$$

ou encore :

$$[2.1] \quad s(X;t) \cdot \dot{s}(X;t) < -\beta \cdot |s(X;t)| \quad \text{pour tout } s(X;t)$$

Cette condition sera utilisée pour déterminer la loi de commande.

2.4.2.c) Conditions de glissement et de convergence pour les systèmes échantillonnés : (Milosavljević, 1985; Sarpturk & al., 1987) Dans le cas d'un système échantillonné, le mode de glissement idéal ne peut pas être atteint. Les délais introduits, en particulier par le temps de calcul, produisent des oscillations le long de $S(X;t)$. Ce mode de quasi—glissement peut mener à un système instable. Ceci impose des limites (inférieure et supérieure) au signal de commande. Ces limites dépendent de la période d'échantillonnage et de l'amplitude des incertitudes (variations de paramètres et de la charge) dans le système (Sarpturk et al., 1987). Les conditions de stabilité utilisées pour les systèmes continus ne sont donc plus suffisantes puisqu'elles ne permettent que de déterminer la limite inférieure du signal de commande.

Pour les systèmes échantillonnés, la condition globale de quasi—glissement nécessaire et suffisante est (Sarpturk & al., 1987)

$$|s(X;k+1)| < |s(X;k)|$$

où k représente un instant d'échantillonnage. Cette condition assure la convergence vers $S(X;k)$ et que les oscillations autour de $S(X;t)$ décroissent ou encore ne croissent pas en utilisant

$$|s(X;k+1)| \leq |s(X;k)|$$

Cette définition n'est pas pratique. Des conditions équivalentes (Annexe A) sont plutôt utilisées, soit :

1. Condition de glissement :

$$[s(X;k+1) - s(X;k)] \cdot \text{sign}(s(X;k)) < 0$$

où $[s(X;k+1) - s(X;k)]$ représente une approximation (un pas en avant) de la dérivée de $s(X;k)$ à une constante près et $\text{sign}(s(X;k)) = \begin{cases} +1 & \text{pour } s(X;k) > 0 \\ -1 & \text{pour } s(X;k) < 0 \end{cases}$.

Cette condition est la transposition de la condition de glissement pour les systèmes continus exprimée de la façon suivante :

$$\dot{s}(X;t) \cdot \text{sign}(s(X;t)) < 0$$

Cependant, pour un système échantillonné, cette condition peut être divergente : l'amplitude des oscillations autour de $S(X;t)$ peut augmenter.

2. Condition de convergence :

$$[s(X;k+1) + s(X;k)] \cdot \text{sign}(s(X;k)) \geq 0$$

Cette condition permet de déterminer la limite supérieure du signal de commande afin d'assurer que l'amplitude des oscillations ne croisse pas : la réponse du système sous ses différentes structures ne doit pas être trop rapide en fonction de la période d'échantillonnage.

2.4.2.d) Choix de la loi de commande : Puisqu'on est en présence d'un

système pouvant être représenté par une équation différentielle continue par partie avec terme discontinu, la loi de commande n'est pas unique. La forme de loi de commande la plus générale est constituée d'une contre-réaction d'état et d'un terme discontinu permettant de compenser l'effet des variations de paramètres et des perturbations. De plus, plusieurs méthodes peuvent être utilisées afin de déterminer la loi de commande dont : (a) des méthodes graphiques par lesquelles on choisit les pôles pour les différentes structures qui seront utilisées afin de rencontrer les objectifs fixés (condition de convergence en particulier) (Utkin, 1978; White & Silson, 1984); (b) des méthodes analytiques basées, entre autres, sur les fonctions de Lyapunov (Yeung & Chen, 1988; Hached & al., 1988). Voyons une méthode simple utilisant directement les conditions de glissement et de convergence et qui permet d'obtenir une loi de commande avec retour d'état et terme de compensation discontinu (Slotine, 1983).

La procédure de conception de la loi de commande est la suivante :

1. Modéliser le système.
2. Exprimer $\dot{s}(X;t)$ en fonction de $u(X;t)$.
3. Déterminer les différents termes de la loi de commande permettant de satisfaire les conditions de glissement et de convergence. Pour ce :
 - 3.1 Déterminer $u_1(X;t)$ permettant de compenser tous les termes connus.
 - 3.2 Déterminer $u_2(X;t)$ permettant de compenser les termes incertains et les perturbations. Ce terme sera discontinu.
 - 3.3 $u_1(X;t)$ et $u_2(X;t)$ permettent d'assurer le mode de glissement.
- Ajouter un terme $u_3(X;t)$ permettant d'assurer la convergence.
- 3.4 La loi de commande $u(X;t)$ est obtenue en additionnant $u_1(X;t)$, $u_2(X;t)$ et $u_3(X;t)$.

Analysons plus en détail cette procédure.

Soit un système simple entrée – simple sortie d'ordre n représenté sous forme canonique par

$$[2.2] \quad x^{(n)}(t) = f(X; t) + b(X; t) \cdot u(X; t) + d(t)$$

où $f(X; t)$ définit la dynamique du système (régime libre), $u(X; t)$ est le signal de commande, X est le vecteur d'état, $d(t)$ représente les perturbations et $b(X; t)$ est le gain d'entrée (positif et éventuellement variable).

Définissant $\hat{f}(X; t)$ et \hat{b} comme valeurs nominales de $f(X; t)$ et $b(X; t)$, nous avons :

$$[2.3] \quad f(X; t) = \hat{f}(X; t) + \Delta f(X; t)$$

$$[2.4] \quad \Delta\left(\frac{1}{b}\right)_{\max} = \max\left(\left|\left[\frac{1}{\hat{b}}\right] - \left[\frac{1}{b(X; t)_{\max}}\right]\right|; \left|\left[\frac{1}{\hat{b}}\right] - \left[\frac{1}{b(X; t)_{\min}}\right]\right|\right)$$

où $\Delta f(X; t)$ et $\Delta(1/b)$ peuvent représenter l'effet des variations des paramètres ou encore l'effet des non-linéarités.

L'objectif principal est d'amener l'état du système X à atteindre ou à suivre l'état spécifié X_d en présence de perturbations $d(t)$ et d'incertitudes ou de variations de paramètres en $f(X; t)$ et $b(X; t)$.

Considérant la loi de commutation suivante :

$$s(X; t) = C \cdot \tilde{X}(t)$$

où $C = [c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{n-2} \ 1]$, d'où

$$s(X; t) = \tilde{x}^{(n-1)}(t) + \sum_{i=0}^{n-2} c_i \cdot \tilde{x}^{(i)}(t)$$

Ainsi,

$$[2.5] \quad \dot{s}(X;t) = \tilde{x}^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-2} c_i \cdot \tilde{x}^{(i+1)}(t)$$

$\dot{s}(X;t)$ est exprimé en fonction de $u(X;t)$ par substitution de [2.2] dans [2.5]:

$$[2.6] \quad \dot{s}(X;t) = -f(X;t) - b(X;t) \cdot u(X;t) - d(t) + \hat{x}_d^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-2} c_i \cdot \tilde{x}^{(i+1)}(t)$$

De [2.1], [2.3] et [2.6], la condition globale de glissement est:

$$[2.7] \quad \left(\left[-\hat{f}(X;t) + \tilde{x}_d^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-2} c_i \cdot \tilde{x}^{(i+1)}(t) - \Delta f(X;t) - d(t) \right] \cdot s(X;t) - b(X;t) \cdot u(X;t) \cdot s(X;t) \right) \leq -\beta \cdot |s(X;t)|$$

Compensons d'abord tous les termes connus de [2.7] à l'aide de $u_1(X;t)$ (on supposera ici que $\tilde{x}_d^{(n)}(t)$ est disponible; si tel n'est pas le cas, ce terme doit être considéré comme incertain dans $u_2(X;t)$):

$$[2.8] \quad u_1(X;t) = \frac{\left[-\hat{f}(X;t) + \tilde{x}_d^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-2} c_i \cdot \tilde{x}^{(i+1)}(t) \right] \cdot s(X;t) - \hat{b} \cdot u_1(X;t) \cdot s(X;t)}{\hat{b}}$$

Compensons maintenant les termes incertains de [2.7] et les perturbations à l'aide de $u_2(X;t)$:

$$\left[-\hat{f}(X; t) + \tilde{x}_d^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-2} c_i \cdot \tilde{x}^{(i+1)}(t) - \Delta f(X; t) - d(t) \right] \cdot s(X; t) \\ - b(X; t) \cdot u_2(X; t) \cdot s(X; t) - \hat{b} \cdot u_1(X; t) \cdot s(X; t) < 0$$

Cette condition est satisfaite si

$$[2.9] \quad u_2(X; t) = \left[\Delta \left(\frac{1}{b} \right)_{\max} \cdot \left| -\hat{f}(X; t) + \tilde{x}_d^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-2} c_i \cdot \tilde{x}^{(i+1)}(t) \right| \right. \\ \left. + \frac{|\Delta f(X; t)| + D}{b(X; t)_{\min}} \right] \cdot \text{sign}(s(X; t))$$

où D représente l'amplitude maximale de $d(t)$. Nous voyons donc que l'amplitude du terme discontinu augmente lorsque les incertitudes, les variations des paramètres et les perturbations augmentent. Notons aussi que cette solution n'est pas unique.

Afin d'assurer la convergence, déterminons le terme $u_3(X; t)$:

$$-b(X; t) \cdot u_3(X; t) \cdot s(X; t) \leq -\beta \cdot |s(X; t)|$$

Encore ici, la solution n'est pas unique. Choisissons donc

$$[2.10] \quad u_3(X; t) = K \cdot s(X; t) = K \cdot |s(X; t)| \cdot \text{sign}(s(X; t))$$

où $K \geq \frac{\beta}{b(X; t)_{\min} \cdot |s(X; t)|}$ hors de la région avoisinant la surface de glissement.

Ce choix pour $u_3(X; t)$ semble particulièrement intéressant car, en plus d'être continu, il s'atténue à l'approche de la surface de glissement et ne contribuera donc pas excessivement au phénomène d'oscillations produit par le terme discontinu.

La loi de commande est donc

$$u(X; t) = u_1(X; t) + u_2(X; t) + u_3(X; t)$$

$$\begin{aligned}
 [2.11] \quad u(X; t) = & \frac{\left[-\hat{f}(X; t) + \tilde{x}_d^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-2} c_i \cdot \tilde{x}^{(i+1)}(t) \right]}{b} \\
 & + \left[\Delta\left(\frac{1}{b}\right)_{\max} \left| -\hat{f}(X; t) + \tilde{x}_d^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-2} c_i \cdot \tilde{x}^{(i+1)}(t) \right| \right. \\
 & \left. + \frac{|\Delta f(X; t)| + D}{b(X; t)_{\min}} + K \cdot |s(X; t)| \right] \cdot \text{sign}(s(X; t))
 \end{aligned}$$

Afin de minimiser le terme discontinu, $\Delta(1/b)_{\max}$ doit être minimisé. Selon la définition [2.4], ce terme peut être minimisé en définissant \hat{b} de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 \left[\frac{1}{\hat{b}} \right] - \left[\frac{1}{b(X; t)_{\max}} \right] &= \left[\frac{1}{b(X; t)_{\min}} \right] - \left[\frac{1}{\hat{b}} \right] \\
 \frac{1}{\hat{b}} &= 0.5 \cdot \left(\left[\frac{1}{b(X; t)_{\min}} \right] + \left[\frac{1}{b(X; t)_{\max}} \right] \right)
 \end{aligned}$$

Ainsi,

$$\Delta\left(\frac{1}{b}\right)_{\max} = 0.5 \cdot \left(\left[\frac{1}{b(X; t)_{\min}} \right] - \left[\frac{1}{b(X; t)_{\max}} \right] \right)$$

Suite à la conception du système par cette méthode, les réponses doivent être analysées et la loi de commande révisée si nécessaire (valeur du gain de convergence K par exemple). De plus, les contraintes du système n'ayant pas été considérées lors de la conception, il est possible que les spécifications ne puissent pas être rencontrées. Celles-ci devront alors être redéfinies.

2.4.3 Adoucissement de la commande : Les lois de commande pour le réglage en mode de glissement comportent un terme discontinu qui cause une activité intense au niveau du signal de commande. La présence de délais et des modes à haute fréquence non modélisés fait en sorte que la fréquence de commutation est limitée. Il en résulte des oscillations de la trajectoire le long de la surface de glissement. L'activité de la commande ainsi que les oscillations de la trajectoire sont indésirables puisque, entre autres, elles causent une forte sollicitation de l'organe de commande et peuvent causer une erreur en régime permanent. Le signal de commande doit donc être adouci. Différentes techniques sont disponibles tel que décrit au chapitre I. La théorie se rapportant à l'adoucissement de la commande étant intimement liée à la technique employée et ce sujet étant un des thèmes principaux des chapitres IV et V, le lecteur est invité à se référer à ces chapitres.

Maintenant que la théorie de base de la commande par mode de glissement a été exposée, analysons brièvement le système à l'étude et les hypothèses de travail avant de développer les lois de commande.

CHAPITRE III

SYSTEME DE POSITIONNEMENT A L'ETUDE ET HYPOTHESES DE TRAVAIL

3.1 Introduction : Le développement de correcteurs requiert une connaissance minimale de la configuration et des paramètres du système dans lequel ils seront utilisés. Ces données permettent d'établir un modèle qui pourra être utilisé pour la conception et la simulation du système de commande. De plus, plus le modèle est précis, plus la justesse de la conception et de la simulation est grande, ce qui permet de régler les problèmes principaux avant l'implantation. Analysons donc brièvement le système de positionnement expérimental et établissons les hypothèses de travail.

3.2 Description du système de positionnement : Le système de positionnement expérimental est illustré à la figure 3.1. Le système se compose principalement de cinq parties: (a) actionneur et charge; (b) unité de mesure; (c) unité de commande de position; (d) module de puissance et correcteur de courant; (e) module d'acquisition. Analysons chacun de ces modules.

3.2.1 Actionneur et charge : Un moteur à courant continu à aimant permanent de 12 V, 4 A, 1490 r/min est utilisé comme actionneur. Le moteur entraîne une charge par l'intermédiaire d'un réducteur de vitesse possédant un rapport de réduction de 40:1. La charge est constituée d'un disque sur lequel sont fixés des poids permettant ainsi de varier l'inertie (en changeant le nombre de poids, leur

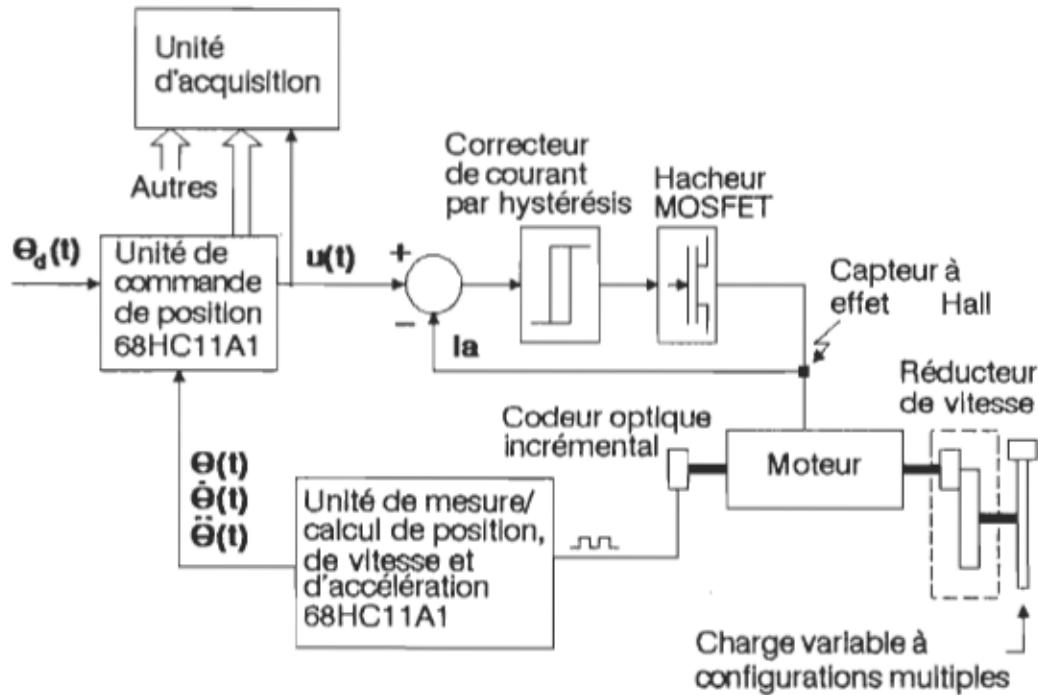


Figure 3.1. Diagramme bloc du système de positionnement.

position et leur masse) ou d'introduire un couple de perturbation sinusoïdal (par une répartition asymétrique de la masse sur le disque, ce couple apparaîtra à cause de l'effet de gravitation). Une seconde charge est constituée de deux roues d'inertie auxquelles sont suspendus des poids permettant de varier l'inertie et d'introduire un couple de charge constant. Une liste complète des paramètres du moteur, du réducteur de vitesse et les caractéristiques des charges sont fournies à l'annexe B.

3.2.2 Unité de mesure : Un codeur optique incrémental est accouplé à l'arbre du moteur à courant continu. Le codeur optique (annexe C) génère 1000 imp/tour sur 2 canaux différents (A et B) dont les signaux sont déphasés de 90°, ce qui permet de déterminer le sens de rotation et d'augmenter la résolution de mesure (par traitement des signaux, on obtient 4000 imp/tour). Sur un troisième canal (I), soit le canal d'index, une impulsion est générée à chaque tour, ce qui permet de compter

les tours et d'obtenir un point de référence fixe sur l'arbre du moteur.

L'utilisation d'un codeur optique permet d'obtenir la position, la vitesse et l'accélération à l'aide d'un seul capteur. De plus, le codeur représente peu d'encombrement (espace et charge sur l'arbre du moteur); il est peu sensible au bruit et la résolution de mesure de vitesse peut être très bonne. En effet, certaines techniques de mesure permettent d'obtenir une bonne résolution à faible vitesse, à haute vitesse ou sur une large plage de vitesses (Ohmae & al., 1982; Sicard, 1989). Par contre, la vitesse et l'accélération mesurées sont des valeurs moyennes et le bruit introduit par les imperfections du disque codé (variation de la largeur des fentes par exemple) est difficile à éliminer. Une attention particulière doit donc être portée à l'installation afin de ne pas contribuer à ce bruit de façon à ne pas devoir ajouter de filtre. On pourra ainsi obtenir une mesure de vitesse ou d'accélération avec un délai comparable ou moins important que ce qui aurait été obtenu à l'aide d'une génératrice tachymétrique (filtres importants).

Les signaux du codeur sont captés par l'unité de mesure/calcul de position, de vitesse et d'accélération (fig. 3.2; annexe D) dont l'unité centrale est un microcontrôleur 68HC11A1 (8 bits) fonctionnant à 2 MHz. Le 68HC11A1 a été choisi pour les fonctions multiples qu'il offre (compteurs, ports d'entrée/sortie) et pour la puissance de traitement requise selon la complexité des algorithmes de calcul et du temps disponible pour exécuter ces calculs.

Les signaux du codeur sont d'abord traités par le module de mise en forme et de génération des signaux de commande des compteurs. Ce module est basé sur le principe de la machine séquentielle et permet d'obtenir 4000 imp/tour, d'obtenir le sens de rotation ainsi que divers signaux permettant l'initialisation et le

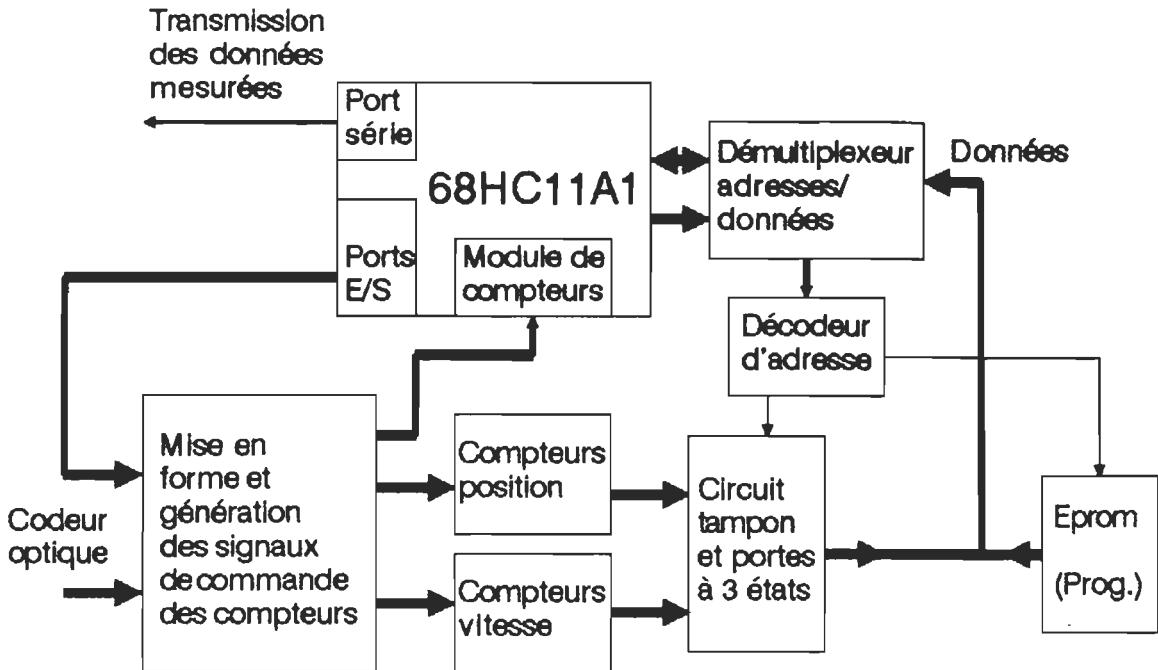


Figure 3.2. Structure de l'unité de mesure/calcul de position, de vitesse et d'accélération.

fonctionnement des compteurs. Ces différentes options sont partiellement reconfigurables par modification de la table du séquenceur (annexe D). Une partie des signaux de commande est utilisée pour gérer le fonctionnement de compteurs accumulant les impulsions de façon continue et permettant ainsi d'obtenir la position angulaire relative de l'arbre du moteur à un point de référence donné. D'autres signaux gèrent le fonctionnement interrompu de compteurs accumulant les impulsions du codeur et de compteurs déterminant les instants auxquels surviennent certains événements (première impulsion, etc.). Ces différentes données sont utilisées pour calculer la vitesse. La technique employée utilise la mesure du temps correspondant à un nombre entier d'impulsions du codeur détectées pendant une période d'acquisition fixe ainsi que le nombre d'impulsions correspondant. On peut ainsi obtenir une excellente résolution pour une période de mesure relativement

courte, et ce, sur une large gamme de vitesses. Cependant, à très basse vitesse, il est possible qu'aucune impulsion ne soit détectée. Dans ce cas, la vitesse peut être considérée nulle ou une période d'acquisition plus longue ou variable peut être utilisée. Un circuit supplémentaire a donc été ajouté afin de permettre de prolonger le temps d'acquisition si aucune impulsion n'est détectée. Le fonctionnement de ce circuit est commandé par logiciel par l'intermédiaire de ports d'entrée/sortie. On peut ainsi varier à sa guise le temps minimum et le temps maximum de détection. Si aucune impulsion n'est détectée après le temps maximum alloué, alors la vitesse sera considérée nulle.

Les données acquises (valeur des compteurs) sont ensuite traitées par le 68HC11A1 qui évalue la vitesse et l'accélération à l'aide des équations suivantes (N.B. aucun filtre n'est utilisé):

1. Vitesse :

$$\dot{\theta}(k) = \frac{K \cdot f_c \cdot m_1(k)}{P \cdot m_2(k)} = K_2 \cdot \frac{m_1(k)}{m_2(k)}$$

où $m_1(k)$ représente le nombre d'impulsions acquises provenant du codeur; $m_2(k)$ représente le nombre d'impulsions d'horloge pendant la période de mesure; f_c est la fréquence de l'horloge du compteur de mesure du temps; P est le nombre d'impulsions générées par tour; K est un facteur d'échelle permettant de déterminer l'unité de base de la mesure (60 s/min pour obtenir une vitesse en r/min); et $K_2 = K \cdot f_c / P$.

2. Accélération :

$$\ddot{\theta}(k) = \frac{\dot{\theta}(k) - \dot{\theta}(k-1)}{T_a}$$

où T_a représente le temps de mesure estimé utilisé pour l'évaluation de

l'accélération (selon f_c , $m_2(k)$ et $m_2(k-1)$).

La position, la vitesse et l'accélération sont ensuite transmises vers l'unité de commande de position via un port de communication série synchrone opérant à 1 Mbits/s.

Une description plus technique de l'unité de mesure est donnée par Sicard (1989). De plus, quelques détails de l'implantation des algorithmes seront présentés au chapitre VI.

3.2.3 Unité de commande de position : L'unité de commande de position (fig. 3.3; annexe D) comprend aussi un microcontrôleur 68HC11A1 fonctionnant à 2 MHz. Le 68HC11A1 a été choisi selon les mêmes critères que dans le cas de l'unité de mesure. De plus, ce choix assure la compatibilité du matériel et des logiciels développés.

L'unité de commande reçoit les valeurs mesurées/calculées par l'unité de mesure via son port série synchrone et acquiert la position cible. La position cible est obtenue par la lecture d'interrupteurs définissant un décalage dans une table où sont contenues les positions de référence. Eventuellement, la position de référence devrait être obtenue via un port de communication. Ces données sont ensuite utilisées pour calculer le signal de commande (courant de référence) qui est converti sous forme analogique avant d'être communiqué au régulateur de courant. Deux convertisseurs N/A supplémentaires sont disponibles afin de permettre l'acquisition de différentes données (exemple: erreur de position).

Une description plus complète de l'unité de commande est donnée par Sicard (1989). Les détails d'implantation de l'algorithme de commande seront présentés au

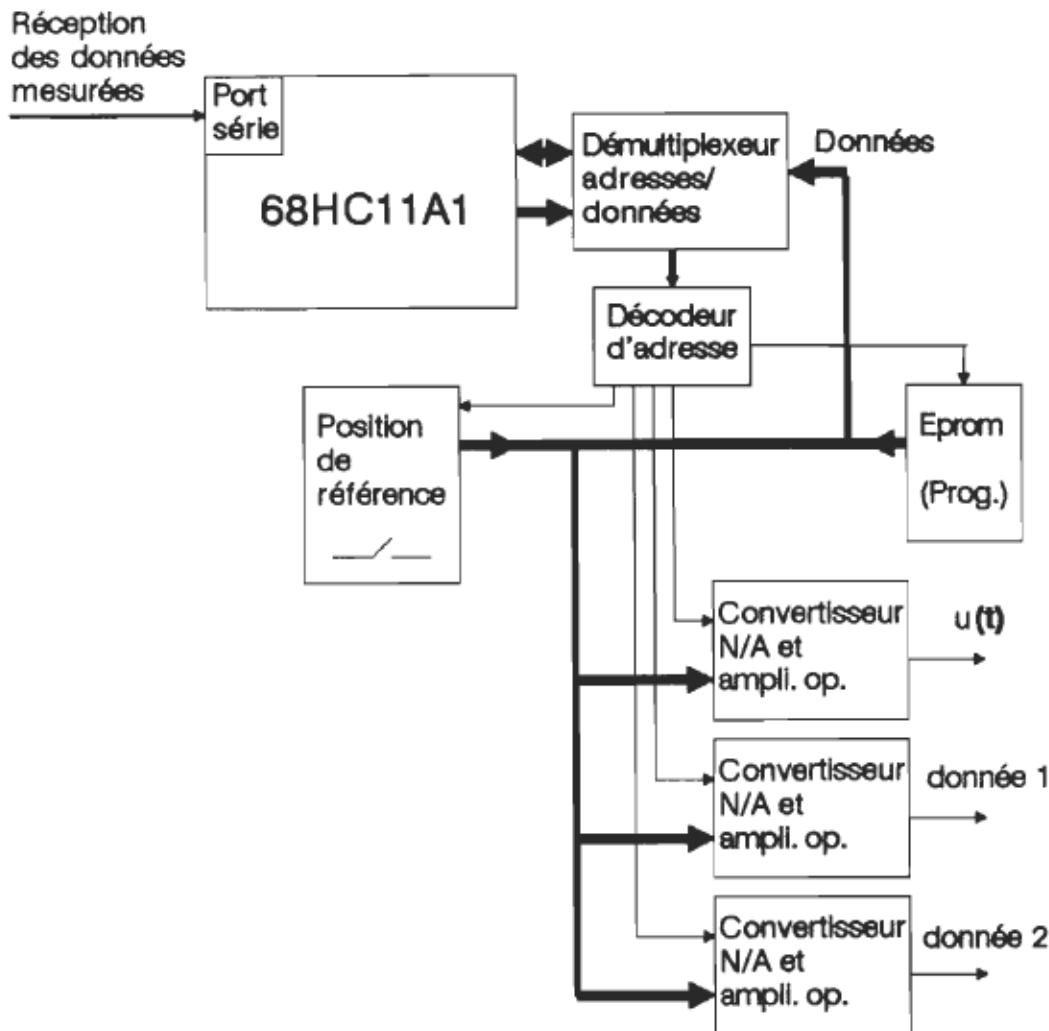


Figure 3.3. Structure de l'unité de commande de position.

chapitre VI.

3.2.4 Module de puissance et correcteur de courant : Le module de puissance choisi est un hacheur 4 quadrants utilisant des Mosfets comme interrupteurs (fig. 3.4; annexe D). Une commande en paires complémentaires avec temps mort (fig. 3.5) est utilisée pour commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs. Cette configuration permet la récupération de l'énergie produite par la source de

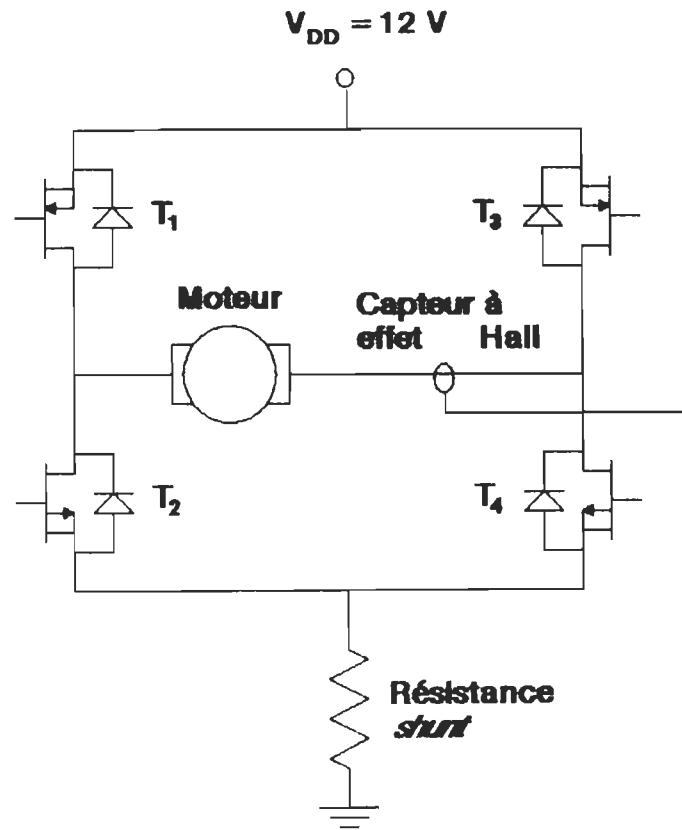


Figure 3.4. Configuration du hacheur.

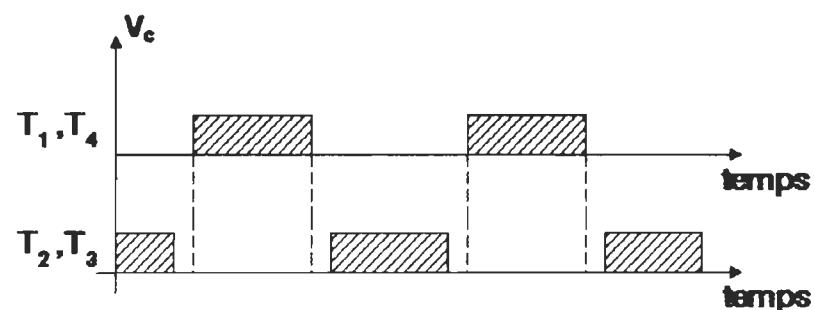


Fig. 3.5. Signaux de commande des interrupteurs du hacheur.

courant que représente le moteur. De plus, le fonctionnement en mode de conduction discontinue du courant n'existe pas avec ce type de commande. Le hacheur est protégé contre les surintensités à l'aide d'un limiteur qui bloque les

signaux d'attaque des interrupteurs lorsque le courant mesuré à l'aide d'une résistance *shunt* dépasse un certain seuil.

Les signaux de commande du hacheur sont générés par le correcteur de courant (annexe D). Ce correcteur de type hystérésis permet d'obtenir une réponse de courant très rapide. Le courant de référence provenant de l'unité de commande de position et le courant mesuré à l'aide d'un capteur à effet Hall sont comparés en considérant la bande d'hystérésis; la résultante de cette comparaison (commande de montée ou de descente du courant) est utilisée pour commander le hacheur. La bande d'hystérésis a été choisie très faible (± 25 mA) afin de minimiser l'amplitude de l'ondulation de courant et d'opérer à une fréquence inaudible.

3.2.5 Module d'acquisition : Le module d'acquisition est constitué de divers appareils (ocilloscope, système d'acquisition de données, table traçante, etc.) permettant le dépannage du système et l'enregistrement des résultats expérimentaux.

3.3 Hypothèses de travail : Afin de limiter l'ampleur de cette recherche, certaines hypothèses ont été posées. Analysons ces différentes hypothèses.

3.3.1 Problème traité : Seul le problème de régulation de position sera traité (échelons de position de référence). Dans ce cas, les dérivées première et seconde de la position de référence sont considérées nulles. Cette action est nécessaire pour diminuer la sollicitation de l'organe de commande dans les instants suivant un échelon d'entrée et afin de permettre le bon fonctionnement du correcteur en présence d'une limitation de la commande.

3.3.2 Phase de convergence : La durée de la phase de convergence ne sera

minimisée que par le choix des paramètres de la loi de commande. Ainsi, aucune trajectoire complète ne sera définie et la vitesse de rotation ne sera pas limitée explicitement.

3.3.3 Contraintes : Les contraintes imposées sur le signal de commande réduisent la région d'attraction vers la surface de glissement. Lors de la phase de conception, les contraintes sont négligées. Cependant, la limitation du signal de commande est considérée lors des simulations du système et lors de l'expérimentation.

3.3.4 Modèle du moteur à courant continu : Le moteur est représenté par son modèle classique (fig. 3.6). Pour la conception et la simulation, R_a , L_a , $K_t=K_e=K_m$ et B sont considérés constants et connus. Par contre, l'inertie J est variable et seules ses valeurs limites sont connues.

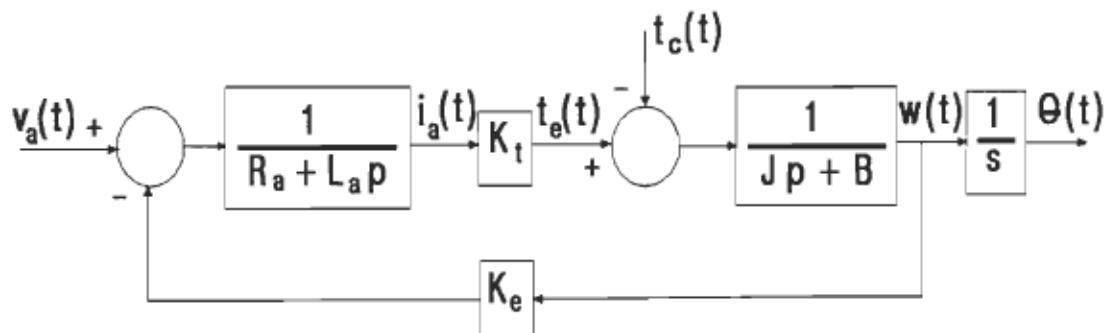


Figure 3.6. Modèle du moteur à courant continu.

3.3.5 Dynamique du courant : Le correcteur de courant fonctionnant en mode hystérésis permettant d'obtenir une réponse de courant très rapide, la réponse du courant sera considérée instantanée à l'échelle de la période d'échantillonnage. La dynamique du courant est donc considérée comme un mode haute fréquence non

modélisé. Cependant, la boucle de régulation du courant est considérée pour les simulations.

3.3.6 Modèle du système à commander : Selon les hypothèses posées en 3.3.4 et 3.3.5, l'équation suivante est établie pour décrire le système à commander :

$$\ddot{\theta}(t) = -a(X;t) \cdot \dot{\theta}(t) + b(X;t) \cdot u(t) + d(t)$$

où $a(X;t)=B/J(X;t)$; $b(X;t)=K_u/J(X;t)$; $u(t)$ est le courant de référence ; et $d(t)$ représente l'ensemble des perturbations.

3.3.7 Perturbations : Les perturbations sont considérées bornées en amplitude. Les perturbations englobent l'effet des non-linéarités (frottement sec par exemple).

3.3.8 Mesures : A moins d'avis contraire, les valeurs de position, de vitesse et d'accélération sont considérées instantanées pour la conception. Cependant, une vitesse mesurée moyenne et une accélération calculée à l'aide de ces valeurs de vitesse sont utilisées pour les simulations. De plus, le bruit de mesure et l'effet de la vitesse minimum détectée ne seront considérés que pour quelques cas de simulation.

3.3.9 Echantillonnage : L'algorithme de commande sera implanté sur microprocesseur. Le système sera donc échantillonné. Les conditions de glissement et de stabilité ont été présentées pour ce type de systèmes en 2.4.2.c. Cependant, lorsque l'échantillonnage est beaucoup plus rapide que la dynamique du système, la conception du système comme un système continu est souvent suffisante (Lin & Tsai, 1984). L'effet de l'échantillonnage peut alors être interprété comme une partie de la dynamique haute fréquence non modélisée. Nous considérerons que l'échantillonnage est suffisamment rapide et effectuerons la conception à l'aide des conditions de stabilité pour systèmes continus. Cependant, le temps de calcul sera

de faibles échelons de référence seront employés afin de permettre une analyse correcte des résultats.

Une activité intense a été observée sur le signal de commande. Cette forte activité est causée par les discontinuités de la loi de commande sur la droite de glissement et est amplifiée par l'effet des modes non modélisés du système. On observe que l'amplitude des oscillations de la commande est plus importante lorsque l'inertie est faible, soit lorsque les délais et faibles constantes de temps non modélisées deviennent importants face à la dynamique du système. De plus, la fréquence des oscillations diminue lorsque l'inertie augmente, ce qui peut exciter des modes non modélisés à basse ou moyenne fréquence.

Les oscillations du signal de commande doivent être éliminées car elles peuvent exciter les modes non modélisés du système et ainsi être dommageables pour les éléments mécaniques du système.

4.3 Loi de commande avec bande d'adoucissement : Différentes méthodes ont été proposées afin d'éliminer les oscillations de la commande (1.3.2.c). La modification des termes discontinus de la loi de commande à l'aide d'une fonction d'adoucissement afin d'obtenir une commande continue est une méthode particulièrement intéressante. En effet, le problème est ainsi réglé à la base par l'élimination des discontinuités.

Ainsi, pour obtenir une meilleure robustesse face aux approximations de modélisation, pour conserver les propriétés de rejet des perturbations et pour ne pas générer de signaux indésirables à haute fréquence ou une activité excessive du signal de commande, une loi de commande continue est considérée afin de remplacer la loi

CHAPITRE IV

COMMANDÉ PAR MODE DE GLISSEMENT :

LOI DE COMMANDE AVEC BANDE D'ADOUCISSEMENT

4.1 Introduction : L'activité intense du signal de commande constitue un des problèmes principaux de la commande par mode de glissement. Ce phénomène est causé par les discontinuités du signal de commande sur la surface de glissement et est amplifié par l'effet des faibles délais et des modes du système non modélisés lors de la conception. La forte activité du signal de commande peut causer une détérioration rapide des éléments mécaniques du système (engrenages par exemple), provoque des oscillations sur le signal de sortie et peut causer une erreur à la sortie en régime permanent.

Dans ce chapitre, une loi de commande est développée pour un système du deuxième ordre à l'aide de la méthode proposée au chapitre II. Le système de positionnement utilisant une loi de commande discontinue est simulé, ce qui permet de visualiser l'effet des discontinuités du signal de commande sur les différentes réponses. Différentes stratégies de commande sont analysées et simulées. Ces lois de commande utilisent une bande d'adoucissement du signal de commande à l'intérieur de laquelle l'ensemble des termes discontinus de la loi de commande est "rapproché" par un terme continu (Sicard & al. (b), 1989). Des conclusions sont ensuite tirées.

4.2 Loi de commande discontinue :

4.2.1 Développement de la loi de commande : Reprenons le développement de la loi de commande d'ordre n (2.4.2.d) pour un système d'ordre 2 dont la grandeur de sortie et les dérivées première et seconde de la grandeur de sortie sont accessibles.

Soit un système simple entrée – simple sortie d'ordre 2 représenté sous forme canonique par:

$$[4.1] \quad \dot{x}(t) = f(X; t) + b(X; t) \cdot u(X; t) + d(t)$$

où $f(X; t)$ définit la dynamique du système (régime libre), $u(X; t)$ est le signal de commande, X est le vecteur d'état, $d(t)$ représente les perturbations et $b(X; t)$ est le gain d'entrée (positif et éventuellement variable).

Définissant $\hat{f}(X; t)$ et \hat{b} comme valeurs nominales de $f(X; t)$ et $b(X; t)$, et utilisant les résultats obtenus en 2.4.2.d, posons :

$$[4.2.a] \quad f(X; t) = \hat{f}(X; t) + \Delta f(X; t)$$

$$[4.2.b] \quad \frac{1}{b} = 0.5 \cdot \left[\left[\frac{1}{b(X; t)_{\min}} \right] + \left[\frac{1}{b(X; t)_{\max}} \right] \right]$$

$$[4.2.c] \quad \Delta \left(\frac{1}{b} \right)_{\max} = 0.5 \cdot \left[\left[\frac{1}{b(X; t)_{\min}} \right] - \left[\frac{1}{b(X; t)_{\max}} \right] \right]$$

Définissons la réponse désirée par la loi de commutation suivante qui décrit un système du premier ordre avec bande passante de λ :

$$[4.3] \quad s(X; t) = \ddot{x}(t) + \lambda \cdot \dot{x}(t)$$

où : $\ddot{x}(t) = x_d(t) - x(t)$.

Nous obtenons ainsi :

$$[4.4] \quad \dot{s}(X; t) = \ddot{\tilde{x}}(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{x}}(t)$$

Exprimons $\dot{s}(X; t)$ en fonction de $u(X; t)$ en substituant [4.1] dans [4.4]:

$$[4.5] \quad \dot{s}(X; t) = -f(X; t) - b(X; t) \cdot u(X; t) - d(t) + \dot{x}_d(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{x}}(t)$$

Selon [4.2], [4.5] et l'équation générale de la condition globale de glissement [2.1], la condition globale de glissement est:

$$\left(\left[-\hat{f}(X; t) + \dot{x}_d(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{x}}(t) - \Delta f(X; t) - d(t) \right] \cdot s(X; t) - b(X; t) \cdot u(X; t) \cdot s(X; t) \right) \leq -\beta \cdot |s(X; t)|$$

La loi de commande suivante satisfait cette condition (voir [2.11]):

$$[4.6] \quad u(X; t) = \frac{-\hat{f}(X; t) + \dot{x}_d(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{x}}(t)}{\hat{b}} + \left[\Delta \left(\frac{1}{b} \right)_{\max} \cdot \left| -\hat{f}(X; t) + \dot{x}_d(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{x}}(t) \right| + \frac{|\Delta f(X; t)| + D}{b(X; t)_{\min}} + K \cdot |s(X; t)| \right] \cdot \text{sign}(s(X; t))$$

Ainsi, considérant l'équation du système à commander :

$$[4.7] \quad \ddot{\theta}(t) = -a(X; t) \cdot \dot{\theta}(t) + b(X; t) \cdot u(t) + d(t)$$

où $a(X; t) = B/J(X; t)$ et $b(X; t) = K_t/J(X; t)$, la loi de commande suivante est obtenue ([4.1], [4.6]):

$$u(X; t) = \frac{\hat{a} \cdot \dot{\theta}(t) + \dot{\theta}_d(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{\theta}}(t)}{\hat{b}}$$

$$\begin{aligned}
& + \left[\Delta \left(\frac{1}{b} \right)_{\max} \cdot \left| \hat{a} \cdot \dot{\theta}(t) + \ddot{\theta}_d(t) + \lambda \cdot \ddot{\theta}(t) \right| \right. \\
& \quad \left. + \frac{\left| \Delta a_{\max} \cdot \dot{\theta}(t) \right| + D}{b(X; t)_{\min}} + K \cdot |s(X; t)| \right] \cdot \text{sign}(s(X; t))
\end{aligned}$$

où \hat{a} est la valeur nominale de $a(X; t)$, $\Delta a_{\max} = \max(|a(X; t) - \hat{a}|)$ et où

$$[4.8] \quad s(X; t) = \ddot{\theta}(t) + \lambda \cdot \ddot{\theta}(t).$$

Cependant, considérant que B et K_t sont constants, le terme discontinu de la loi de commande peut être minimisé. La loi de commande suivante est ainsi obtenue:

$$\begin{aligned}
[4.9] \quad u(X; t) = & \frac{B}{K_t} \cdot \dot{\theta}(t) + \frac{\hat{J}}{K_t} \cdot \left[\ddot{\theta}_d(t) + \lambda \cdot \ddot{\theta}(t) \right] \\
& + \left(\frac{\Delta J_{\max}}{K_t} \cdot \left| \ddot{\theta}_d(t) + \lambda \cdot \ddot{\theta}(t) \right| + \frac{J(X; t)_{\max} \cdot D}{K_t} \right. \\
& \quad \left. + K \cdot |s(X; t)| \right) \cdot \text{sign}(s(X; t))
\end{aligned}$$

\hat{J} est choisie de façon à minimiser l'amplitude du terme discontinu de la loi de commande, soit:

$$[4.10] \quad \hat{J} = 0.5 \cdot (J(X; t)_{\min} + J(X; t)_{\max})$$

$$[4.11] \quad \Delta J_{\max} = 0.5 \cdot (J(X; t)_{\max} - J(X; t)_{\min})$$

La loi de commande [4.9] sera utilisée pour poursuivre les travaux.

4.2.2 Simulation du système : Le système est simulé à l'aide du logiciel "compos.c" décrit à l'annexe E. Ce logiciel permet de simuler le système de

commande de position pour une variété de lois de commande, plusieurs types d'entrée et plusieurs types de perturbation de couple. De plus, le bruit de mesure et la vitesse minimale de détection peuvent être considérés. Quelques autres fonctions sont aussi présentes.

Les réponses du système (annexe B) à un échelon de référence ont été obtenues. Les conditions d'essai sont définies comme suit. Le courant limite est fixé à 5 A et la bande d'hystérésis du correcteur de courant est de ± 5 mA. Le temps de calcul et la période d'échantillonnage sont de 0.5 ms. La mesure de vitesse est obtenue à l'aide d'une approximation de la dérivée première de la position, soit :

$$\dot{\theta}_{\text{mes}}(k) = \frac{\theta(k) - \theta(k-1)}{T_{\text{ech}}}$$

Le couple de charge est considéré nul. Les valeurs extrêmes d'inertie sont considérées, soit $J=J_d=10^{-4}$ Kg·m² et $J=10 \cdot J_d=10^{-3}$ Kg·m². L'inertie nominale \hat{J} est donc $5.5 \cdot 10^{-4}$ Kg·m² et $\Delta J_{\text{max}}=4.5 \cdot 10^{-4}$ A·s² (voir [4.10] et [4.11]). De plus, seul le problème de régulation étant étudié, les dérivées première et seconde de la position de référence sont posées nulles.

Une bande passante λ de 10 rad/s a été choisie. La réponse du système est donc accélérée par un facteur d'environ 16 si l'inertie maximum est considérée et par un facteur d'environ 1.6 pour l'inertie minimum. De plus, λ est choisie suffisamment faible afin de ne pas exciter les modes non modélisés du système (échantillonnage, délai de calcul, boucle de régulation du courant, etc.).

Le facteur $\frac{J(X; t)_{\text{max}} \cdot D}{K_t}$ est fixé à 2, ce qui permet de compenser un couple de charge de l'ordre de la moitié du couple nominal. Ainsi, les perturbations

d'amplitude supérieure à cette valeur causeront une erreur stationnaire qui ne sera compensée que partiellement par le facteur de convergence K. La valeur de l'erreur stationnaire maximale est aisément obtenue dans le cas d'un couple de perturbation constant. Pour ce, le système est considéré stable et sans oscillation. En régime stationnaire, [4.9] devient:

$$u(X; t) = I_{\text{pert}} = \left(\frac{J(X; t)_{\max} \cdot D}{K_t} + K \cdot |s(X; t)| \right) \cdot \text{sign}(s(X; t))$$

[4.12] $I_{\text{pert}} = \frac{J(X; t)_{\max} \cdot D}{K_t} \cdot \text{sign}(s(X; t)) + K \cdot s(X; t)$

Et, selon [4.12] nous obtenons l'erreur par rapport à la droite de glissement en solutionnant

$$[4.13] \quad s(X; t) = \frac{1}{K} \cdot \left[I_{\text{pert}} - \frac{J(X; t)_{\max} \cdot D}{K_t} \cdot \text{sign}(s(X; t)) \right]$$

Si [4.13] ne possède pas de solution, l'erreur stationnaire est nulle. Sinon, l'erreur stationnaire est donnée par

$$\theta_{\text{err}} = s(X; t) / \lambda$$

Le facteur de convergence K a été fixé à 0.3 suite à quelques essais. Cette valeur permet d'obtenir un temps de convergence relativement court sans contribuer excessivement aux oscillations.

Les fichiers de données complets sont présentés à l'annexe F.

Les résultats de simulation sont présentés aux figures 4.1 ($J=J_{\min}$) et 4.2 ($J=J_{\max}$). Sur le plan de phase de la figure 4.1, on observe que la droite de glissement (trait pointillé) est atteinte mais que le mode de glissement idéal n'est

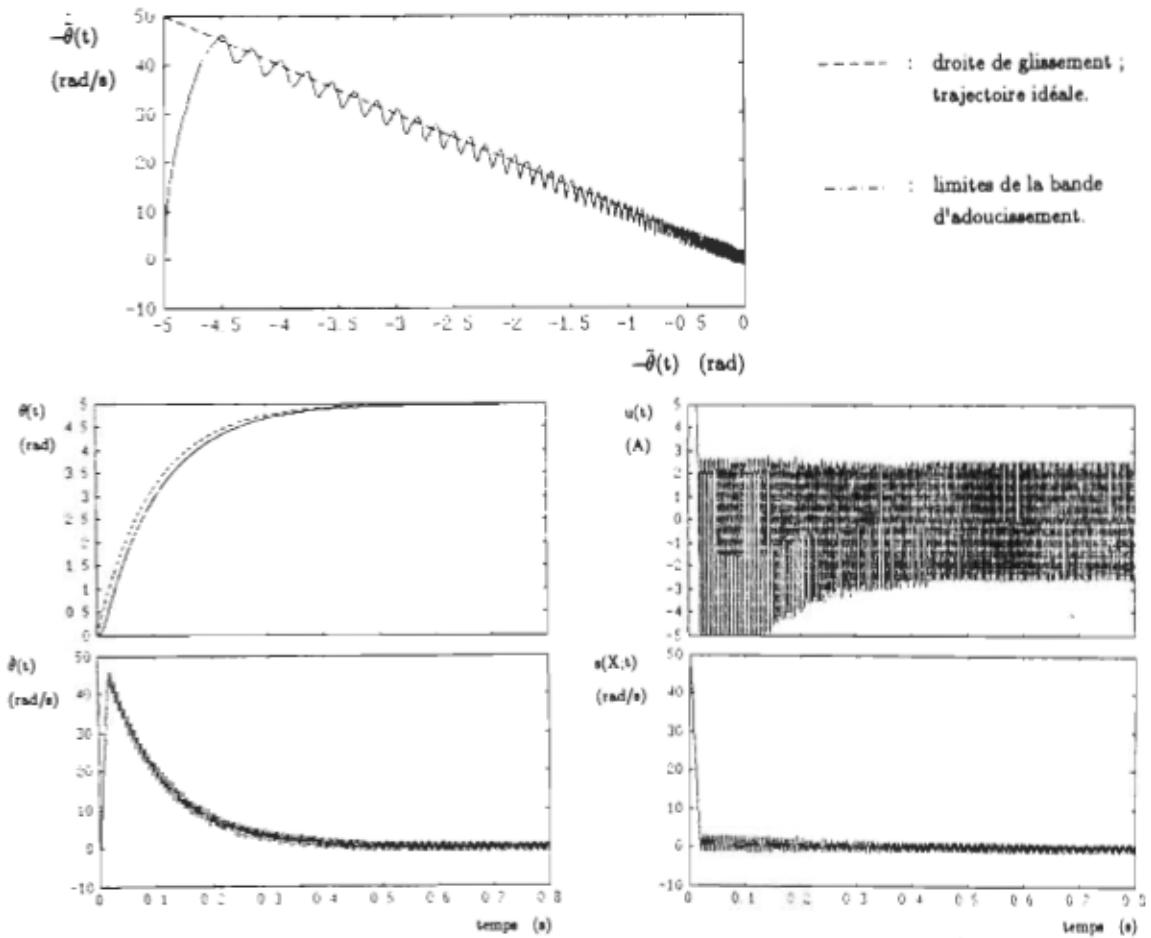


Figure 4.1. Réponses du système avec loi de commande discontinue ($J=10^{-4}$ Kg·m², $\theta_{\text{ref}}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s).

pas obtenu. En effet, l'échantillonnage, le délai de calcul, la dynamique de la boucle de courant et l'effet du mode de mesure de vitesse (vitesse moyenne) qui ont été négligés lors de la modélisation et de la conception causent des délais de commutation. Ceci introduit des oscillations autour de la droite de glissement qui peuvent être observées sur le plan de phase. Ces oscillations ne sont pas apparentes sur la réponse de position mais sont évidentes sur la réponse de vitesse et sur le signal de commande. Ces oscillations constituent un couple oscillatoire qui peut exciter d'autres modes qui n'ont pas été modélisés (effet de la flexibilité de l'arbre

du moteur ou des accouplements par exemple) et ainsi contribuer à diminuer la durée de vie des engrenages et autres éléments mécaniques.

De plus, l'analyse des réponses permet d'observer la présence de la phase de convergence vers la droite de glissement qui a une durée de l'ordre de 20 ms. L'effet de la phase de convergence est apparent sur la réponse de position alors que le système présente une caractéristique du deuxième ordre au démarrage et qu'un délai est présent en régime stationnaire entre la réponse simulée et la réponse idéale (trait pointillé). Notons que la phase de convergence a été prolongée par la limitation du signal de commande.

Néanmoins, lorsque la trajectoire atteint la droite de glissement, le système présente la caractéristique désirée (premier ordre en négligeant la composante à haute fréquence). De plus, une erreur nulle est obtenue en régime permanent.

L'analyse de la figure 4.2 permet de tirer des conclusions similaires. Cependant, l'inertie du système étant plus élevée, le système est plus lent et l'effet des délais et des faibles constantes de temps dans le système est moins important. Ainsi, l'amplitude des oscillations a grandement diminué. Le moteur a donc agi comme un filtre passe-bas. Notons que la fréquence des oscillations a diminué, ce qui peut amener l'excitation de modes à plus basse fréquence que dans le cas précédent (inertie minimum). Les oscillations peuvent donc être aussi dommageables dans un cas comme dans l'autre.

Par contre, le système a passé beaucoup plus de temps en mode de limitation de la commande et la phase de convergence est beaucoup plus longue. Ceci a causé une variation importante de la réponse de position du système. Cependant, dès que

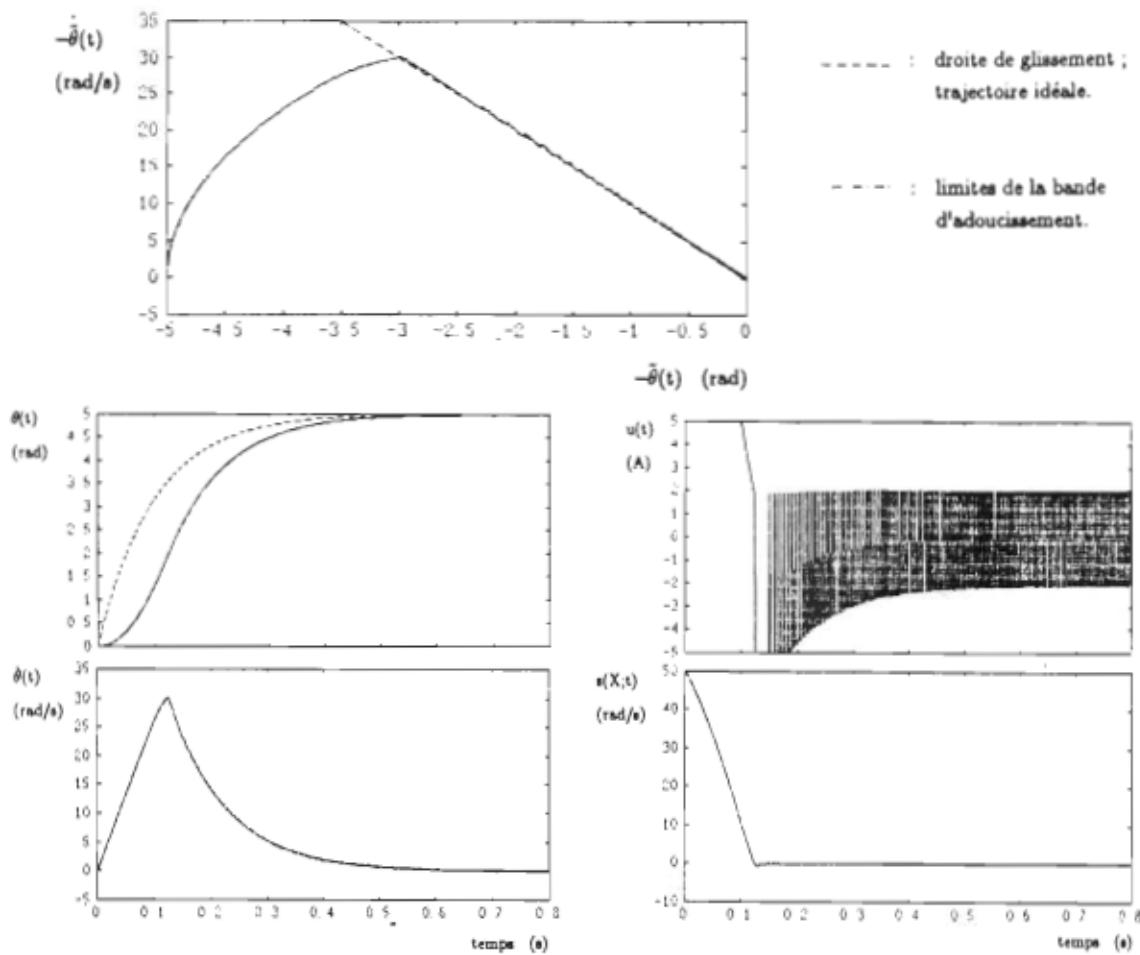


Figure 4.2. Réponses du système avec loi de commande discontinue ($J=10^{-3}$ Kg·m², $\theta_{\text{ref}}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s).

la droite de glissement est atteinte, une caractéristique de système du premier ordre est obtenue.

4.2.3 Conclusion : Suite aux observations effectuées, on déduit que la présence de contraintes sur l'amplitude du signal de commande ne permet pas d'obtenir une robustesse acceptable pour de grandes variations du signal de référence puisque la phase de convergence est alors prolongée considérablement. Aucune méthode corrective n'étant employée pour éliminer la phase de convergence (1.3.2.b, 2.4.1),

de faibles échelons de référence seront employés afin de permettre une analyse correcte des résultats.

Une activité intense a été observée sur le signal de commande. Cette forte activité est causée par les discontinuités de la loi de commande sur la droite de glissement et est amplifiée par l'effet des modes non modélisés du système. On observe que l'amplitude des oscillations de la commande est plus importante lorsque l'inertie est faible, soit lorsque les délais et faibles constantes de temps non modélisées deviennent importants face à la dynamique du système. De plus, la fréquence des oscillations diminue lorsque l'inertie augmente, ce qui peut exciter des modes non modélisés à basse ou moyenne fréquence.

Les oscillations du signal de commande pouvant exciter les modes non modélisés du système et pouvant être dommageables pour les éléments mécaniques du système, elles doivent être éliminées.

4.3 Loi de commande avec bande d'adoucissement : Différentes méthodes ont été proposées afin d'éliminer les oscillations de la commande (1.3.2.c). La modification des termes discontinus de la loi de commande à l'aide d'une fonction d'adoucissement afin d'obtenir une commande continue est une méthode particulièrement intéressante. En effet, le problème est ainsi réglé à la base par l'élimination des discontinuités.

Ainsi, pour obtenir une meilleure robustesse face aux approximations de modélisation, pour conserver les propriétés de rejet des perturbations et pour ne pas générer de signaux indésirables à haute fréquence ou une activité excessive du signal de commande, une loi de commande continue est considérée afin de remplacer la loi

de commande discontinue. Les discontinuités de la loi de commande seront éliminées à l'aide d'une bande étroite avoisinant la surface de glissement. Les trajectoires du système doivent converger vers cette bande et sont ainsi confinées à l'intérieur de celle-ci. Le système est alors robuste en fonction de cette bande. On obtient alors un mode de quasi-glisser et la dynamique du système à l'intérieur de la bande n'est qu'une approximation de la dynamique désirée.

Trois types de bande d'adoucissement seront étudiées : (a) bande de largeur constante; (b) bande de largeur variable; (c) bande de largeur variable avec largeur minimum non nulle.

4.3.1 Loi de commande avec bande d'adoucissement de largeur constante :

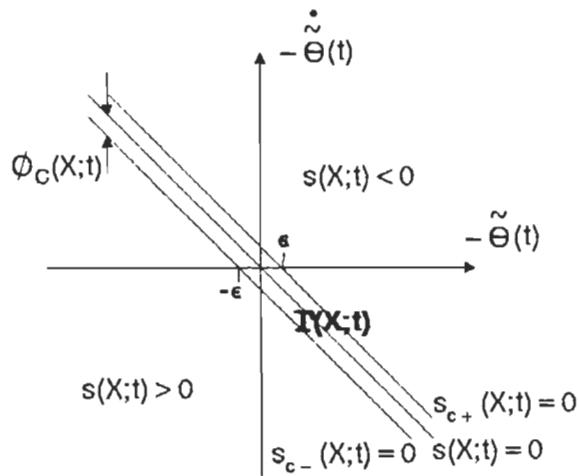


Figure 4.3. Définition de la bande d'adoucissement de largeur constante.

4.3.1.a) Développement et analyse de la loi de commande : Considérons une bande $\Gamma(X;t)$ de largeur constante avoisinant la droite de glissement tel qu'ilustré à la figure 4.3. $\Gamma(X;t)$ est délimitée par $s_{c+}(X;t)=0$ et $s_{c-}(X;t)=0$ où:

$$[4.14.a] \quad s_{c+}(X;t) = \lambda[\tilde{\theta}(t) + \epsilon] + \dot{\tilde{\theta}}(t)$$

$$[4.14.b] \quad s_{c-}(X;t) = \lambda[\tilde{\theta}(t) - \epsilon] + \dot{\tilde{\theta}}(t)$$

Si toutes les trajectoires pointent vers la surface de glissement $S(X;t)$, alors elles pointent aussi vers $\Gamma(X;t)$. Ainsi, la loi de commande [4.9] assure la convergence vers $\Gamma(X;t)$.

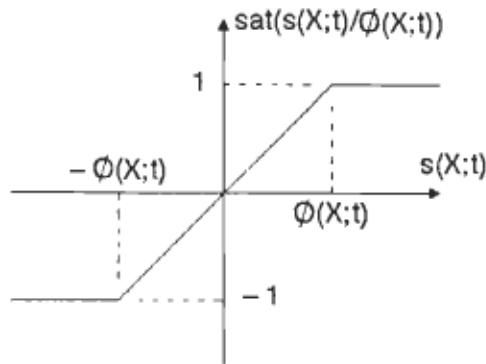


Figure 4.4. Définition de la fonction saturation.

Considérons maintenant la fonction d'adoucissement suivante qui sera substituée au terme $\text{sign}(s(X;t))$ dans la loi de commande [4.9] :

$$[4.15] \quad \text{gain}(X;t) = \text{sat}\left(\frac{s(X;t)}{\phi_c(X;t)}\right)$$

où $\phi_c(X;t)=\epsilon \cdot \lambda$ et $s(X;t)$ sont tous deux définis en terme d'erreur de vitesse. La fonction sat (saturation) est définie tel qu'ilustré à la figure 4.4. N'importe quelle interpolation continue entre le gain positif et le gain négatif peut permettre de confiner la trajectoire à l'intérieur de la bande (Slotine & Sastry, 1983). L'utilisation d'une droite permet une implantation simple. Notons aussi que lorsque ϵ tend vers zéro, la fonction $\text{sat}\left(\frac{s(X;t)}{\phi_c(X;t)}\right)$ tend vers $\text{sign}(s(X;t))$.

La loi de commande suivante est ainsi obtenue ([4.9], [4.15]) :

$$\begin{aligned}
 [4.16] \quad u(X; t) = & \frac{B}{K_t} \cdot \dot{\theta}(t) + \frac{\hat{J}}{K_t} \cdot [\ddot{\theta}_d(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{\theta}}(t)] \\
 & + \left(\frac{\Delta J_{\max}}{K_t} \cdot |\ddot{\theta}_d(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{\theta}}(t)| + \frac{J(X; t)_{\max} \cdot D}{K_t} \right. \\
 & \left. + K \cdot |s(X; t)| \right) \cdot \text{sat}\left(\frac{s(X; t)}{\epsilon \cdot \lambda}\right)
 \end{aligned}$$

Notons que le terme continu $K \cdot |s(X; t)|$ a été inclus parmi les termes affectés par la fonction d'adoucissement. Ce terme n'a pour fonction que d'assurer la convergence du système vers la droite de glissement. La zone de convergence ayant été élargie à $\Gamma(X; t)$, ce terme peut être atténué à l'intérieur de $\Gamma(X; t)$ sans compromettre la convergence. La convergence sera donc assurée sans que ce terme n'ait d'effet marqué en mode de quasi-glisement.

L'analyse de [4.9], de [4.15] et de [4.16] permet de voir que les lois de commande [4.9] et [4.16] sont équivalentes hors de $\Gamma(X; t)$ et possèdent donc des propriétés similaires. Néanmoins, ces lois de commande possèdent des caractéristiques différentes à l'intérieur de $\Gamma(X; t)$. Etudions ces caractéristiques (Slotine, 1984).

Soit la dérivée première de $s(X; t)$:

$$[4.17] \quad \dot{s}(X; t) = \ddot{\theta}(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{\theta}}(t)$$

Par substitution de [4.7] dans [4.17], nous obtenons

$$[4.18] \quad \dot{s}(X; t) = \frac{B}{J(X; t)} \cdot \dot{\theta}(t) - \frac{K_t}{J(X; t)} \cdot u(X; t) - d(t) + \ddot{\theta}_d(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{\theta}}(t)$$

Considérons que la trajectoire est confinée à l'intérieur de $\Gamma(X;t)$ et substituons l'équation de la loi de commande [4.16] dans [4.18] en ajoutant un terme $O(\varepsilon)$ représentant l'effet des approximations de modélisation :

$$\begin{aligned}
 [4.19] \quad s(X;t) = & \left[1 - \frac{\hat{J}}{J(X;t)} \right] \cdot \left[\ddot{\theta}_d(t) + \lambda \dot{\tilde{\theta}}(t) \right] - d(t) + O(\varepsilon) \\
 & - \frac{K_t}{J(X;t)} \cdot \left(\frac{\Delta J_{\max}}{K_t} \cdot \left| \ddot{\theta}_d(t) + \lambda \dot{\tilde{\theta}}(t) \right| + \frac{J(X;t)_{\max} D}{K_t} \right. \\
 & \left. + K \cdot |s(X;t)| \right) \cdot \left(\frac{s(X;t)}{\phi_c(X;t)} \right)
 \end{aligned}$$

Considérant que $K \cdot |s(X;t)|$ est faible par rapport aux termes de la seconde ligne de [4.19] lorsque la trajectoire se trouve à l'intérieur de $\Gamma(X;t)$, on peut réordonner [4.19] et représenter $s(X;t)$ comme la sortie d'un filtre passe-bas du premier ordre avec fréquence de coupure variable et possédant plusieurs entrées :

$$[4.20] \quad S_l(\omega) = \frac{\text{ENTREES}(\omega)}{p + P_b(\omega)}$$

où : $S_l(\omega) = \mathcal{L}[s(X;t)]$

$$\begin{aligned}
 \text{ENTREES}(\omega) &= \mathcal{L} \left(\left[1 - \frac{\hat{J}}{J(X;t)} \right] \cdot \left[\ddot{\theta}_d(t) + \lambda \dot{\tilde{\theta}}(t) \right] - d(t) + O(\varepsilon) \right) \\
 P_b(\omega) &= \mathcal{L} \left(\frac{K_t}{J(X;t) \cdot \phi_c(X;t)} \cdot \left(\frac{\Delta J_{\max}}{K_t} \cdot \left| \ddot{\theta}_d(t) + \lambda \dot{\tilde{\theta}}(t) \right| + \frac{J(X;t)_{\max} D}{K_t} + \right. \right. \\
 & \left. \left. K \cdot |s(X;t)| \right) \right)
 \end{aligned}$$

De plus, selon [4.8] :

$$[4.21] \quad \tilde{\Theta}(\omega) = \frac{S_1(\omega)}{p + \lambda}$$

où $\tilde{\Theta}(\omega) = \mathcal{F}[\tilde{\theta}(t)]$.

On peut déduire de [4.20] qu'une trajectoire stabilisée à l'intérieur de $\Gamma(X;t)$ demeure à l'intérieur de $\Gamma(X;t)$ tant que la fréquence de coupure du filtre défini par [4.20] est inférieure à la fréquence des perturbations et des modes non modélisés et que le système n'est pas trop rapide s'il y a des variations importantes de l'inertie.

La fréquence de coupure du filtre défini par [4.20] est fonction, entre autres, de la largeur de la bande d'adoucissement. La largeur de la bande doit être augmentée lorsque les approximations de modélisation sont plus importantes (augmentation de la période d'échantillonnage ou du temps de calcul par exemple). La fréquence de coupure est aussi affectée par l'erreur de vitesse et la dérivée seconde de la position de référence. Ainsi, dans le cas du problème de régulation traité (dérivées de la référence nulles), des oscillations peuvent apparaître lorsque la vitesse de rotation du moteur est grande.

De plus, la convergence du système n'étant assurée que vers $\Gamma(X;t)$, une erreur peut apparaître en régime permanent. L'amplitude maximum de cette erreur est de

$$\tilde{\theta}_{\max} = \frac{\phi_c(X;t)}{\lambda} = \frac{\lambda \cdot \epsilon}{\lambda} = \epsilon$$

Le choix de la largeur de la bande d'adoucissement est donc un compromis entre la robustesse du système face aux approximations de modélisation et la précision du système. Ce choix est fonction de l'erreur maximale permise, de la bande passante spécifiée λ , de la rapidité de réponse du système, de la plage de variation des paramètres, du bruit de mesure, de la période d'échantillonnage, du

temps de calcul et des autres délais.

4.3.1.b) Simulation du système : Le système a été simulé sous les mêmes conditions que le système avec loi de commande discontinue (4.2.2). De plus, après quelques essais, la largeur de la bande d'adoucissement ϵ a été fixée à 0.1 rad. Une période d'échantillonnage et un temps de calcul relativement élevés au regard de la dynamique du système ont amené le choix d'une valeur de cet ordre. Néanmoins, cette erreur correspond à l'erreur de position sur l'arbre du moteur. À la sortie du réducteur de vitesse, l'erreur est KG fois plus faible, soit un maximum de 0.0025 rad en négligeant les imperfections de l'engrenage.

Les résultats de simulation pour l'inertie minimum sont présentés à la figure 4.5 (fichier de données à l'annexe F). On observe sur la réponse de vitesse, sur la réponse du signal de commande et sur la courbe d'erreur de la trajectoire $s(X;t)$ que les oscillations sont toujours présentes à haute vitesse mais qu'elles ont été éliminées à faible vitesse. Dans ce cas (couple de charge nul), l'erreur de la trajectoire est nulle ou très faible en régime stationnaire. On observe aussi que le système atteint son régime permanent un peu plus rapidement que dans le cas de la commande discontinue (figure 4.1). De plus, la phase de convergence n'a pas été affectée.

On note sur le plan de phase, qu'à haute vitesse, seulement une portion des oscillations se retrouve à l'intérieur de $\Gamma(X;t)$ et que la crête de ces oscillations dépasse à peine $S(X;t)$. On peut en déduire que, le système étant très rapide, la bande d'adoucissement est trop étroite au regard de la période d'échantillonnage, ce qui amène une variation trop peu fréquente (discontinue) du gain (le gain n'est modifié qu'aux instants d'échantillonnage). La discontinuité de la commande est alors conservée. Une bande d'adoucissement plus large est donc requise à haute

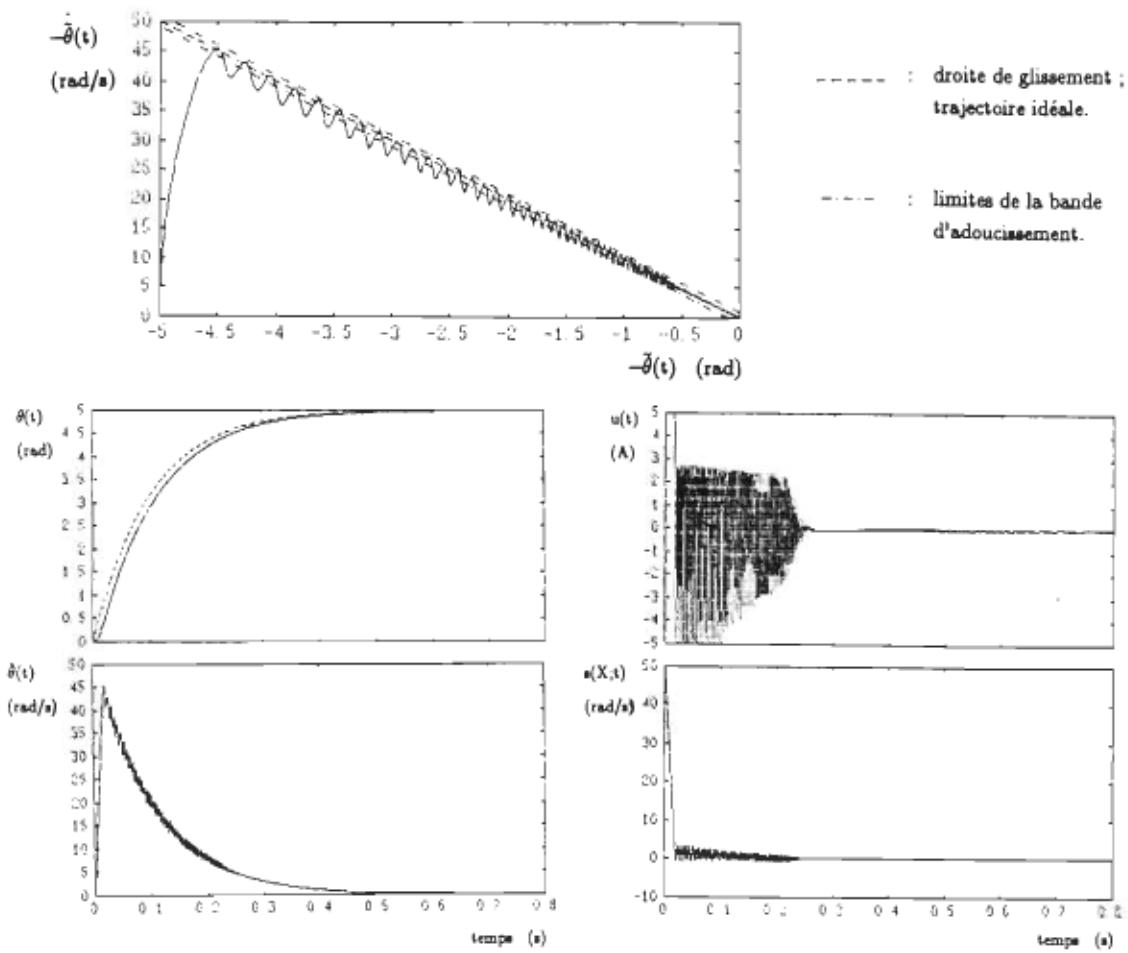


Figure 4.5. Réponses du système avec loi de commande utilisant une bande d'adoucissement de largeur constante ($J=10^{-4}$ Kg·m², $\theta_{\text{ref}}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s, $\epsilon=0.1$ rad).

vitesse tel qu'ilustré à la figure 4.6 où sont représentés les instants d'échantillonnage dans une portion du plan de phase pour un système oscillatoire du deuxième ordre. On voit bien sur cette figure que les instants d'échantillonnage sont plus distants dans le plan de phase lorsque la trajectoire est éloignée de l'origine.

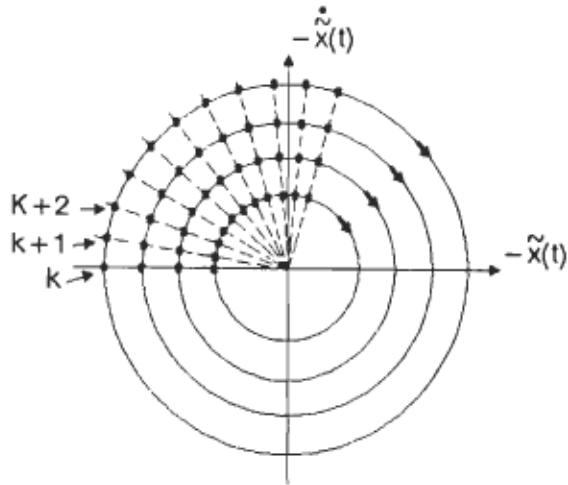


Figure 4.6. Représentation des instants d'échantillonnage dans le plan de phase pour un système du deuxième ordre pour différents points de fonctionnement.

Les résultats de simulation pour l'inertie maximum sont présentés à la figure 4.7 (fichier de données à l'annexe F). La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus avec la loi de commande discontinue (fig. 4.2) permet de voir que la phase de convergence n'a pas été affectée; que la réponse de position est très peu affectée; que les oscillations sont complètement éliminées; que, dès que la bande d'adoucissement est atteinte, l'erreur par rapport à la réponse idéale de position est maintenue inférieure à ϵ . On remarque cependant une légère augmentation de l'erreur de la trajectoire $s(X;t)$.

4.3.1.c) Conclusion : L'ajout de la bande d'adoucissement a permis d'éliminer les oscillations en régime permanent au coût d'une légère perte de robustesse. Cependant, ces oscillations sont toujours présentes à haute vitesse lorsque l'inertie est faible. Il a été conclu que ces oscillations sont dues au fait que les instants d'échantillonnage sont plus espacés dans le plan de phase dans la région

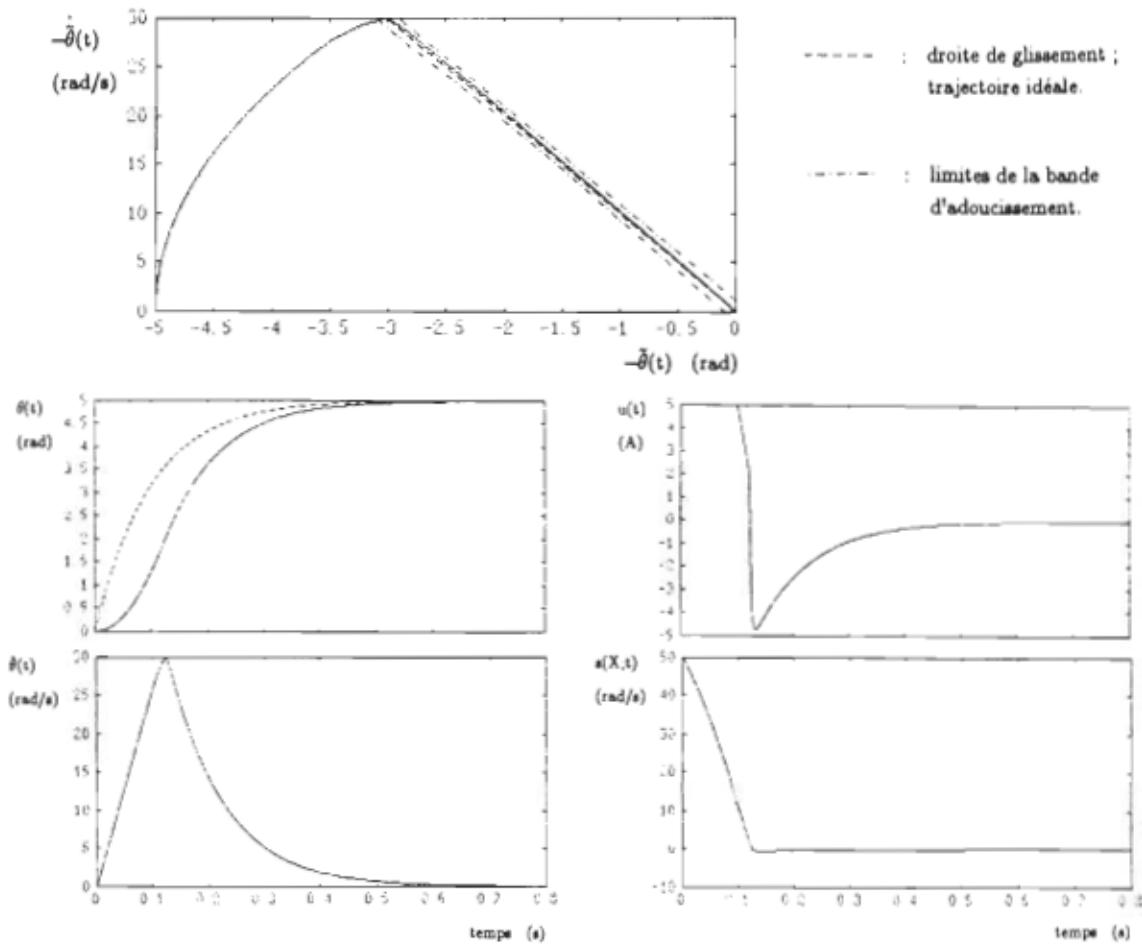


Figure 4.7. Réponses du système avec loi de commande utilisant une bande d'adoucissement de largeur constante ($J=10^{-3}$ Kg·m², $\theta_{ref}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s, $\epsilon=0.1$ rad).

éloignée que dans la région avoisinant l'origine. La bande d'adoucissement doit donc être élargie dans la région éloignée de l'origine du plan de phase.

4.3.2 Loi de commande avec bande d'adoucissement de largeur variable :

4.3.2.a) Développement et analyse de la loi de commande : Considérons une bande $\Gamma(X;t)$ de largeur variable avoisinant la droite de glissement tel qu'ilustré à la figure 4.8. $\Gamma(X;t)$ est délimité par $s_{v1}(X;t)=0$ et $s_{v2}(X;t)=0$ où :

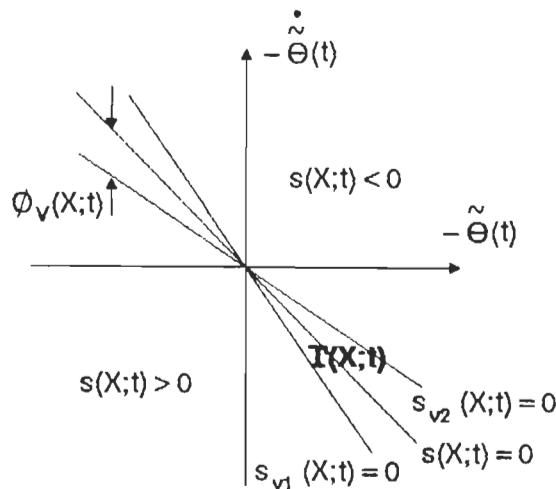


Figure 4.8. Définition de la bande d'adoucissement de largeur variable.

$$[4.22.a] \quad s_{v1}(X; t) = (\lambda + N_i) \cdot \tilde{\theta}(t) + \dot{\tilde{\theta}}(t)$$

$$[4.22.b] \quad s_{v2}(X; t) = (\lambda - N_i) \cdot \tilde{\theta}(t) + \dot{\tilde{\theta}}(t)$$

où N_i représente la variation acceptable de la bande passante spécifiée du système et sera nommée facteur de bande dans la suite du texte.

Une fonction d'adoucissement similaire à celle utilisée pour la loi de commande avec bande d'adoucissement de largeur constante est utilisée, soit la fonction suivante qui sera substituée au terme $\text{sign}(s(X; t))$ dans la loi de commande [4.9] :

$$\text{gain}(X; t) = \text{sat}\left(\frac{s(X; t)}{\phi_v(X; t)}\right)$$

où $\phi_v(X; t) = N_i \cdot |\tilde{\theta}(t)|$. La fonction **sat** (saturation) est définie tel qu'ilustré à la figure 4.4.

Les caractéristiques de convergence sont les mêmes que lors de l'utilisation d'une bande de largeur constante (4.3.1, [4.16]) et la loi de commande prend la même forme, soit :

$$\begin{aligned}
 [4.23] \quad u(X; t) = & \frac{B}{K_t} \cdot \dot{\theta}(t) + \frac{\hat{J}}{K_t} \cdot [\ddot{\theta}_d(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{\theta}}(t)] \\
 & + \left(\frac{\Delta J_{\max}}{K_t} \cdot |\ddot{\theta}_d(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{\theta}}(t)| + \frac{J(X; t)_{\max} \cdot D}{K_t} \right. \\
 & \left. + K \cdot |s(X; t)| \right) \cdot \text{sat} \left(\frac{s(X; t)}{N_i \cdot |\tilde{\theta}(t)|} \right)
 \end{aligned}$$

La loi de commande [4.23] possède des caractéristiques de filtre semblables à la loi de commande [4.16]. Néanmoins, certaines différences sont présentes. L'élargissement de la bande d'adoucissement lorsque l'erreur est grande permet de diminuer la bande passante du filtre équivalent générant $s(X; t)$ (voir [4.20] avec $\phi_v(t)$ au lieu de $\phi_c(t)$). Les oscillations à haute vitesse devraient donc être éliminées ou atténuées. Cependant, la fréquence de coupure du filtre augmente lorsque l'erreur de position diminue ce qui rend le système sensible aux bruits et imprécisions du modèle et laisse donc présager la présence d'oscillations lors de l'approche de l'origine. Néanmoins, l'erreur stationnaire (hormis les oscillations) est théoriquement nulle.

La perte de robustesse se manifeste ici par une variation de la bande passante spécifiée du système entre deux bornes, soit :

$$\lambda - N_i \leq \text{bande passante} \leq \lambda + N_i$$

N_i sera donc choisi selon la variation permise de la bande passante et selon la rapidité de réponse du système, la période d'échantillonnage, le bruit de mesure, le temps de calcul et les autres délais présents dans le système.

4.3.2.b) Simulation du système : Le système a été simulé sous les mêmes

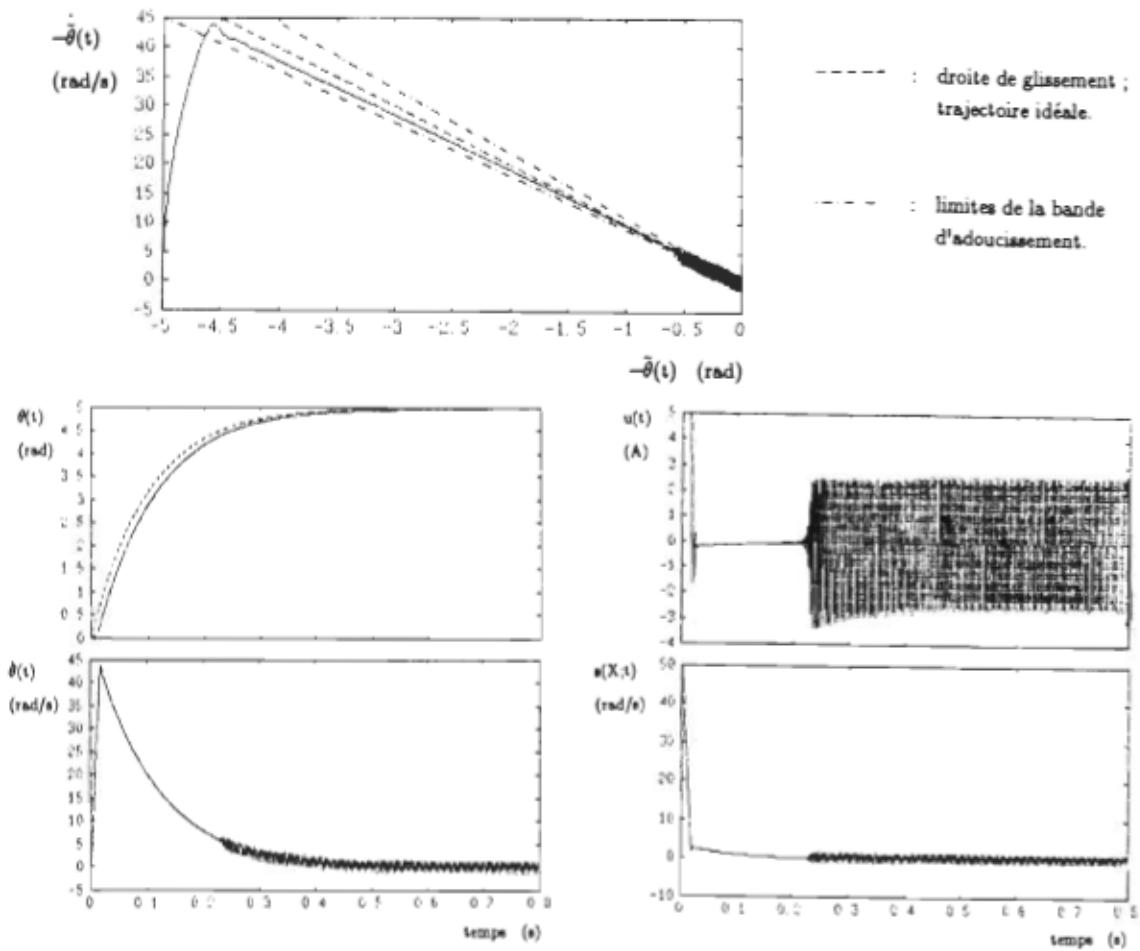


Figure 4.9. Réponses du système avec loi de commande utilisant une bande d'adoucissement de largeur variable ($J=10^{-4}$ Kg·m², $\theta_{\text{ref}}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s, $N_i=1$ rad/s).

conditions qu'en 4.2.2 et 4.3.1.b. Après quelques essais, le facteur de bande N_i a été fixé à 1 rad/s. La bande passante peut donc prendre toute valeur comprise entre 9 rad/s et 11 rad/s ($\lambda=10$ rad/s).

Les résultats de simulation pour l'inertie minimum (fichier de données à l'annexe F) sont présentés à la figure 4.9. On observe que la durée de la phase de convergence vers la bande d'adoucissement est presque inchangée mais que les

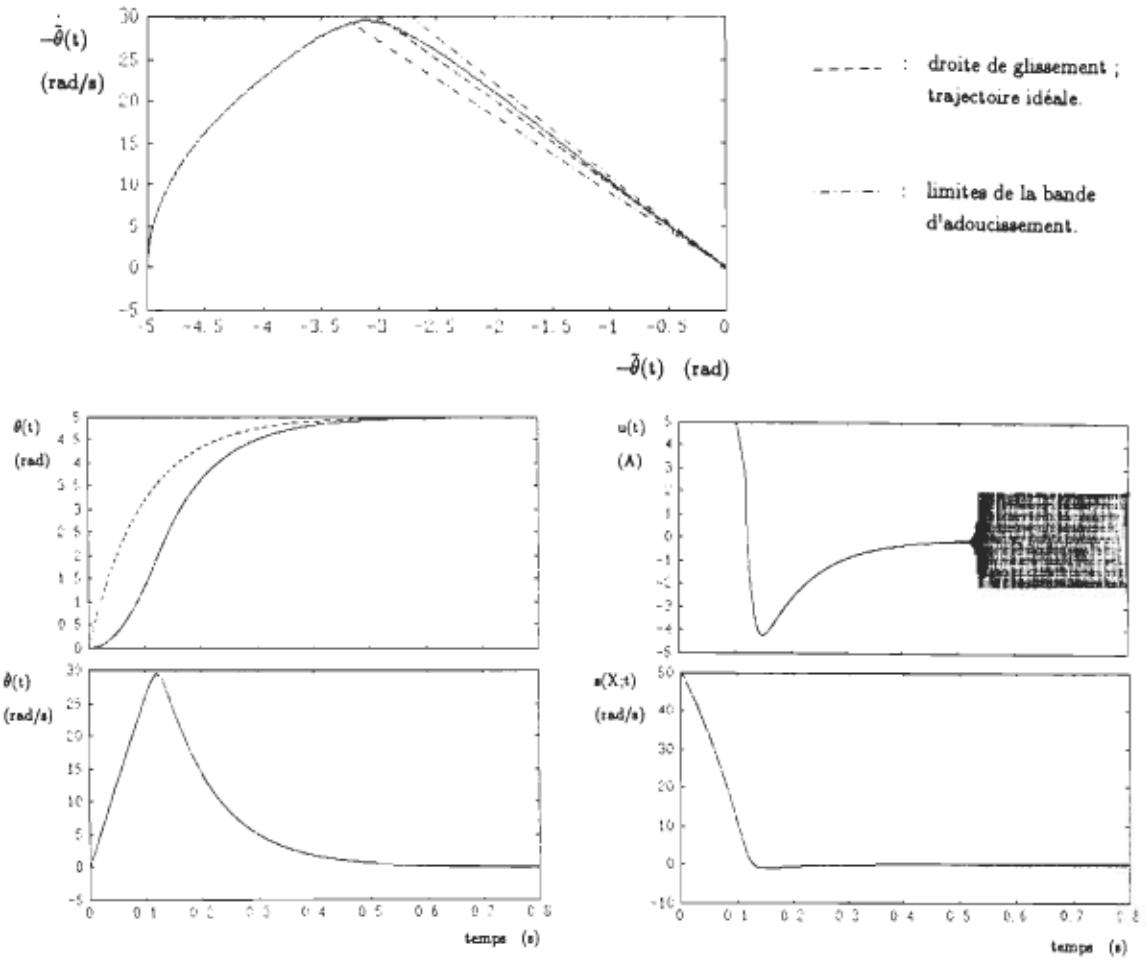


Figure 4.10. Réponses du système avec loi de commande utilisant une bande d'adoucissement de largeur variable ($J=10^{-3}$ Kg·m 2 , $\theta_{ref}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s, $N_i=1$ rad/s).

oscillations à haute vitesse ont été éliminées. Par contre, une erreur est présente entre la trajectoire et la droite de glissement idéale. De plus, les oscillations réapparaissent à faible vitesse, la bande d'adoucissement devenant trop étroite pour filtrer adéquatement les composantes non modélisées telles que les délais, la période d'échantillonnage, le temps de calcul et la boucle de courant.

La figure 4.10 a été obtenue sous les mêmes conditions mais avec une inertie

dix fois plus grande. On voit que la commande a été filtrée de façon plus importante que dans le cas de la figure 4.7. De plus, l'erreur $s(X;t)$ est un peu plus grande. Par contre, à faible vitesse, la bande devient trop étroite et des oscillations réapparaissent.

4.3.2c) Conclusion : Il a été observé que l'utilisation d'une bande d'adoucissement de largeur variable permet de filtrer efficacement les oscillations à haute vitesse au coût d'une variation limitée de la bande passante. Par contre, la bande devenant très étroite près de l'origine du plan de phase, la fréquence de coupure du filtre équivalent générant $s(X;t)$ devient élevée et les oscillations causées par les composantes non modélisées du système apparaissent sur les réponses. Une solution simple à l'élimination des oscillations sur toute la région du plan de phase atteinte en présence des contraintes consiste en l'utilisation combinée des deux méthodes présentées, soit l'utilisation d'une bande d'adoucissement de largeur variable avec largeur minimum non nulle près de l'origine.

4.3.3 Loi de commande avec bande d'adoucissement de largeur variable avec largeur minimum non nulle :

4.3.3.a) Développement et analyse de la loi de commande : Considérons une bande $\Gamma(X;t)$ de largeur variable avec une largeur minimum non nulle avoisinant la droite de glissement (fig.4.11). $\Gamma(X;t)$ est délimitée par :

$$\begin{array}{ll} s_{c+}(X;t) \text{ et } s_{c-}(X;t) & \text{pour } |\tilde{\theta}(t)| \leq \epsilon \cdot \lambda / N_i \\ s_{v1}(X;t) \text{ et } s_{v2}(X;t) & \text{pour } |\tilde{\theta}(t)| \geq \epsilon \cdot \lambda / N_i \end{array}$$

où $s_{c+}(X;t)$, $s_{c-}(X;t)$, $s_{v1}(X;t)$ et $s_{v2}(X;t)$ sont définis tel qu'en [4.14] et [4.22].

La fonction d'adoucissement suivante est substituée au terme $\text{sign}(s(X;t))$ dans

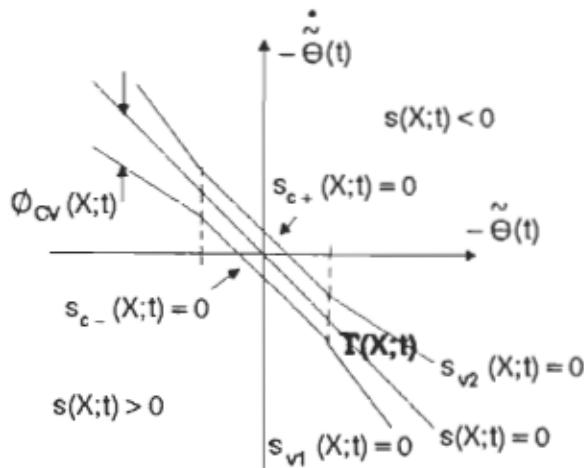


Figure 4.11. Définition de la bande d'adoucissement de largeur variable avec largeur minimum non nulle.

l'équation [4.9] :

$$\text{gain}(X; t) = \text{sat}\left(\frac{s(X; t)}{\phi_{cv}(X; t)}\right)$$

où $\phi_{cv}(X; t) = \max\{\phi_c(X; t), \phi_v(X; t)\} = \max\{\epsilon \cdot \lambda, N_i \cdot |\tilde{\theta}(t)|\}$. $\phi_c(X; t)$ et $\phi_v(X; t)$ se croisent à

$$|\tilde{\theta}(t)| = \epsilon \cdot \lambda / N_i$$

La loi de commande ainsi obtenue est donc:

$$\begin{aligned}
 [4.24] \quad u(X; t) = & \frac{B}{K_t} \cdot \dot{\theta}(t) + \frac{\hat{J}}{K_t} \cdot [\ddot{\theta}_d(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{\theta}}(t)] \\
 & + \left(\frac{\Delta J_{\max}}{K_t} \cdot |\ddot{\theta}_d(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{\theta}}(t)| + \frac{J(X; t)_{\max} \cdot D}{K_t} \right. \\
 & \left. + K \cdot |s(X; t)| \right) \cdot \text{sat}\left(\frac{s(X; t)}{\max\{\epsilon \cdot \lambda, N_i \cdot |\tilde{\theta}(t)|\}}\right)
 \end{aligned}$$

La caractéristique du filtre est beaucoup plus complète dans ce cas puisque, à haute vitesse (erreur de position grande), le terme $N_i \cdot |\tilde{\theta}(t)|$ tend à faire diminuer la

bande passante du filtre et ainsi contrecarrer l'effet du terme en $\tilde{\theta}(t)$ qui tend à faire augmenter cette bande passante (voir [4.20]). Par contre, à basse vitesse, le terme $\epsilon \cdot \lambda$ permet de limiter la fréquence de coupure du filtre alors que le terme $\frac{J(X; t)_{\max} \cdot D}{K_t}$ devient dominant ([4.20]). Les oscillations peuvent ainsi être filtrées sur tout le plan de phase.

La perte de robustesse se présente sous deux formes, soit une variation limitée de la bande passante spécifiée du système (en régime transitoire) et une erreur non nulle en régime permanent.

4.3.3.b) Simulation du système : Les figures 4.12 et 4.13 présentent les résultats de simulation sous les mêmes conditions qu'en 4.2.2, 4.3.1.b et 4.3.2.b. Les paramètres de la bande d'adoucissement sont les suivants: $\epsilon=0.1$ rad et $N_i=1$ rad/s.

On observe sur les plans de phase que la trajectoire est confinée à l'intérieur de la bande d'adoucissement et que les oscillations sont complètement éliminées. En fait, le régime transitoire des réponses est similaire à celui obtenu avec la loi de commande avec bande d'adoucissement variable alors que le régime permanent est similaire à celui obtenu avec la loi de commande avec bande d'adoucissement de largeur constante.

4.3.3.c) Conclusion : Avec la loi de commande utilisant une bande d'adoucissement de largeur variable avec largeur minimum non nulle, la propriété de filtre est maintenue sur tout le plan de phase limité par la région de convergence en considérant les contraintes. Les avantages propres aux deux types de bande d'adoucissement sont ainsi obtenus: élimination des oscillations en régime

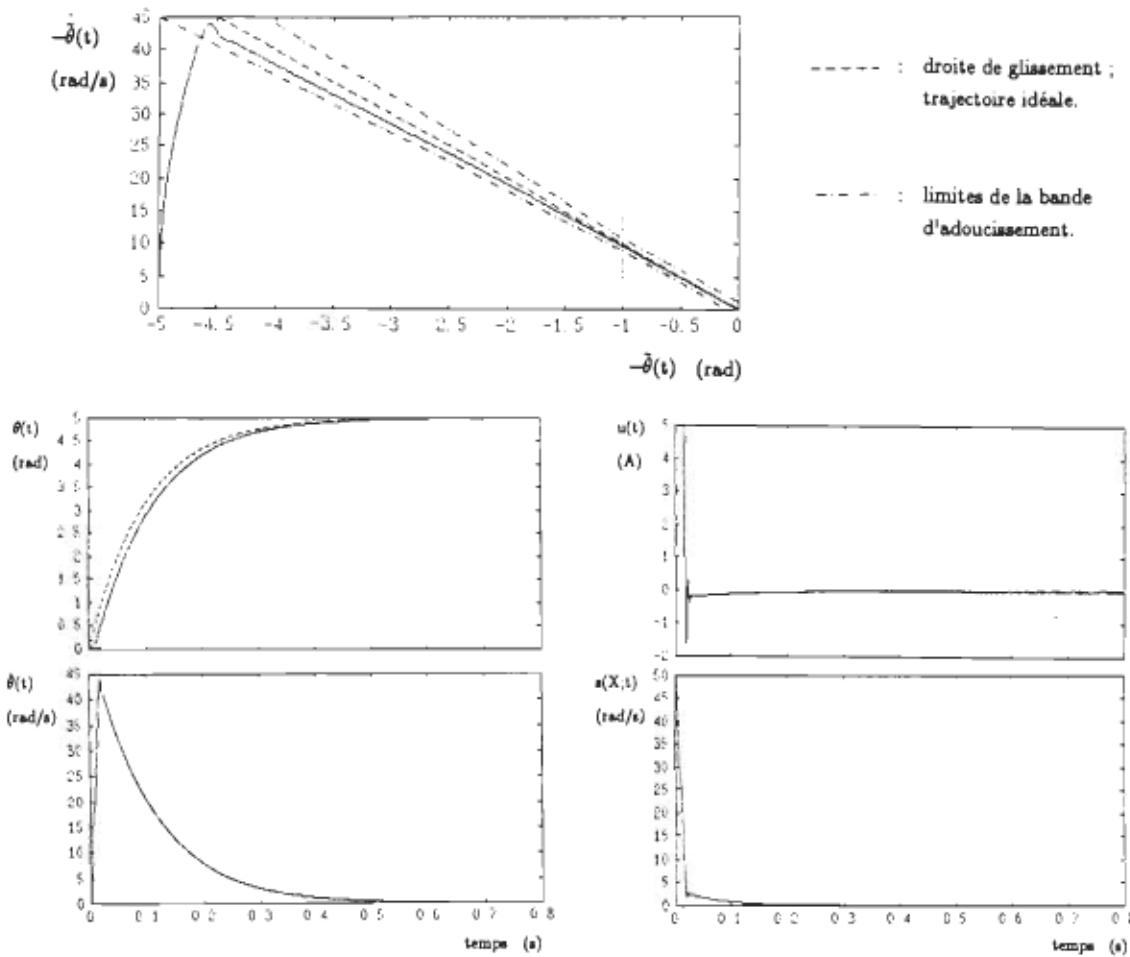


Figure 4.12. Réponses du système avec loi de commande utilisant une bande d'adoucissement de largeur variable avec largeur minimum non nulle ($J=10^{-4}$ $\text{Kg}\cdot\text{m}^2$, $\theta_{\text{ref}}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s, $N_i=1$ rad/s, $\epsilon=0.1$ rad).

transitoire et en régime permanent, variation limitée de la dynamique du système et erreur de position limitée.

4.4 Conclusion : L'utilisation d'une bande d'adoucissement permet de régler le problème d'activité intense du signal de commande à la base en éliminant la discontinuité de la commande. L'action obtenue peut être assimilée à la présence d'un filtre passe-bas sur la dynamique de l'erreur du système face à la trajectoire

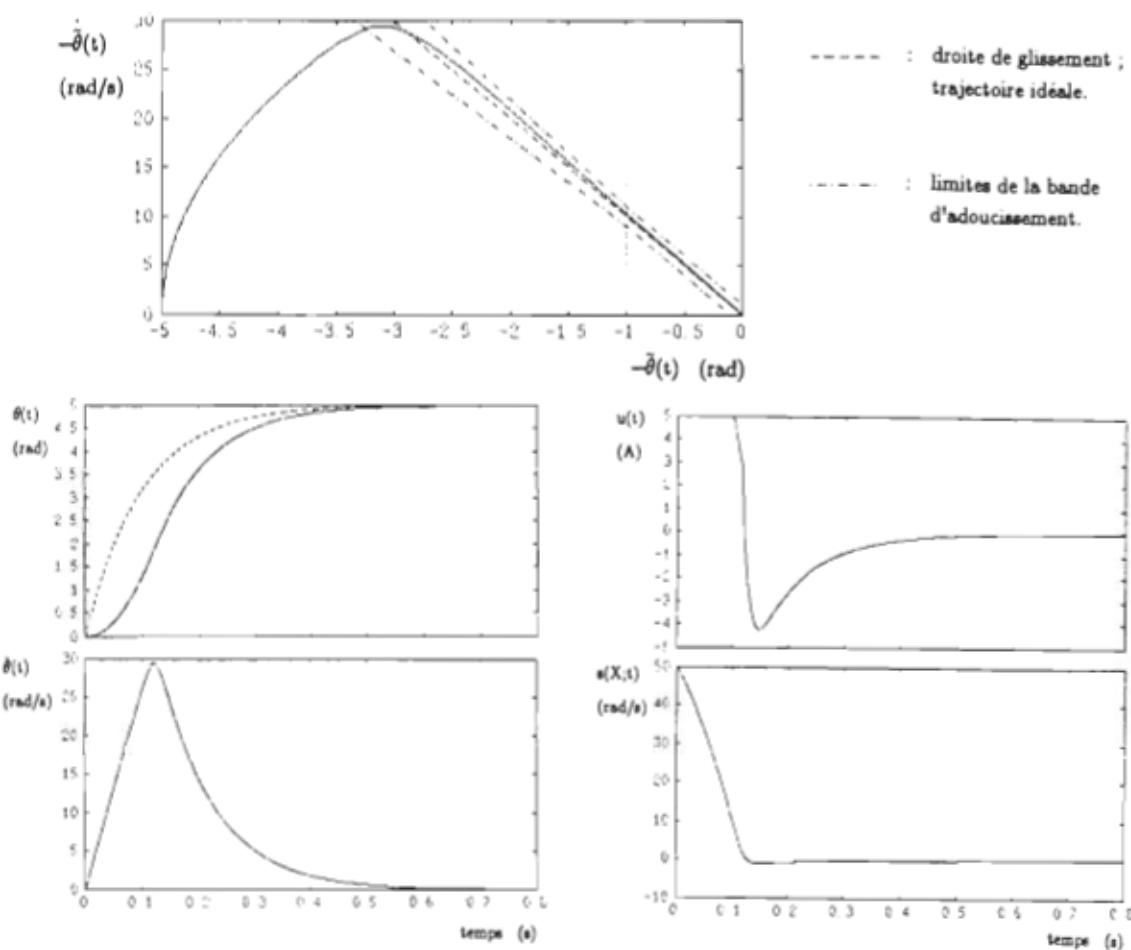


Figure 4.13. Réponses du système avec loi de commande utilisant une bande d'adoucissement de largeur variable avec largeur minimum non nulle ($J=10^{-3}$ $\text{Kg}\cdot\text{m}^2$, $\theta_{\text{ref}}=5$ rad, $\lambda=10$ rad/s, $N_i=1$ rad/s, $\epsilon=0.1$ rad).

idéale. Le système obtenu est robuste en fonction de la bande d'adoucissement: toutes les trajectoires pointent vers la bande et y sont confinées. Cette robustesse en relation avec la bande d'adoucissement permet de quantifier aisément la perte de robustesse du système face à la dynamique spécifiée. En fait, l'ajout de la bande représente un compromis entre la robustesse du système face aux modes dynamiques à haute fréquence non modélisés et la précision du système.

L'ajout d'une bande de largeur constante permet d'éliminer les oscillations pour le problème de poursuite ($\dot{\theta}(t)$ faible) en particulier et près du point cible. D'autre part, l'ajout d'une bande de largeur variable permet de traiter les fortes perturbations. L'utilisation combinée de ces deux méthodes permet donc de traiter à la fois le problème de régulation et le problème de poursuite. De plus, l'ajout d'une telle bande d'adoucissement n'augmente que très peu la complexité de conception et d'implantation.

La largeur de la bande d'adoucissement doit être augmentée en présence de l'échantillonnage, du temps de calcul, des autres délais du système et des fortes variations des paramètres du système. Ceci permet de filtrer plus efficacement les perturbations, l'effet des modes à haute fréquence non modélisés et le bruit de mesure. Pour une implantation sur micropuceur lent, la bande d'adoucissement doit donc être large d'où une variation non négligeable de la dynamique du système et une erreur de régime permanent qui peut être importante.

Ainsi, considérant que le bruit de mesure et les modes à haute fréquence du système ont été négligés lors de la simulation, les résultats de simulation obtenus sont optimistes en regard de la perte minimum de robustesse que l'on peut obtenir. Cette méthode ne sera donc pas employée pour la poursuite des travaux malgré ses avantages précités.

CHAPITRE V

LOI DE COMMANDE LINEAIRE INCORPORANT UN ESTIMATEUR DE PERTURBATIONS

5.1 Introduction : Un terme discontinu est utilisé dans les lois de commande par mode de glissement afin de rejeter les perturbations et compenser l'effet des variations des paramètres. L'amplitude minimum du terme discontinu augmente avec l'amplitude des perturbations à rejeter et la plage de variation des paramètres du système. Ainsi, si les perturbations sont mesurées ou estimées, l'amplitude du terme discontinu peut être réduite.

La théorie de la commande par mode de glissement est utilisée pour développer un correcteur robuste incorporant un estimateur de perturbations (Sicard & al. (a), 1989). Le problème d'élimination des oscillations est ensuite abordé et la loi de commande résultante est analysée et simulée.

5.2 Développement d'une loi de commande incorporant un estimateur de perturbations : Le développement de la loi de commande s'effectue selon la procédure décrite au chapitre II (2.4.2.d). Reprenons donc ce développement pour un système du deuxième ordre dont la grandeur de sortie et les dérivées première et seconde de la grandeur de sortie sont accessibles et en considérant l'estimateur de perturbations.

Soit un système simple entrée – simple sortie d'ordre 2 représenté sous forme canonique par :

$$[5.1] \quad \dot{x}(t) = f(X; t) + b(X; t) \cdot u(X; t) + d(t)$$

où $f(X; t)$ définit la dynamique du système (régime libre), $u(X; t)$ est le signal de commande, X est le vecteur d'état, $d(t)$ représente les perturbations et $b(X; t)$ est le gain d'entrée (positif et éventuellement variable).

Définissant $\hat{f}(X; t)$ et \hat{b} comme valeurs nominales de $f(X; t)$ et $b(X; t)$, et utilisant les résultats obtenus en 2.4.2.d, posons :

$$[5.2.a] \quad f(X; t) = \hat{f}(X; t) + \Delta f(X; t)$$

$$[5.2.b] \quad \frac{1}{b} = 0.5 \cdot \left(\left[\frac{1}{b(X; t)_{\min}} \right] + \left[\frac{1}{b(X; t)_{\max}} \right] \right)$$

$$[5.2.c] \quad \Delta \left(\frac{1}{b} \right)_{\max} = 0.5 \cdot \left(\left[\frac{1}{b(X; t)_{\min}} \right] - \left[\frac{1}{b(X; t)_{\max}} \right] \right)$$

Définissons la réponse désirée par la loi de commutation suivante qui décrit un système du premier ordre avec bande passante de λ :

$$[5.3] \quad s(X; t) = \dot{\tilde{x}}(t) + \lambda \cdot \tilde{x}(t)$$

où : $\tilde{x}(t) = x_d(t) - x(t)$.

Nous obtenons ainsi :

$$[5.4] \quad \ddot{s}(X; t) = \ddot{\tilde{x}}(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{x}}(t)$$

Exprimons $\dot{s}(X; t)$ en fonction de $u(X; t)$ en substituant [5.1] dans [5.4] :

$$[5.5] \quad \dot{s}(X; t) = -f(X; t) - b(X; t) \cdot u(X; t) - d(t) + x_d(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{x}}(t)$$

Définissons maintenant un estimateur de perturbations en utilisant la

dynamique inverse du système [5.1] et les valeurs nominales des paramètres :

$$[5.6] \quad \bar{u}_p(X; t) = u(X; t) - \frac{[\ddot{x}(t) - \hat{f}(X; t)]}{\hat{b}}$$

où $\bar{u}_p(X; t)$ représente la portion du signal de commande employée pour combattre les effets des perturbations et des variations de paramètres.

En substituant [5.1] dans [5.6], nous obtenons:

$$[5.7] \quad \bar{u}_p(X; t) = \frac{[\ddot{x}(t) - f(X; t) - d(t)] - [\ddot{x}(t) - \hat{f}(X; t)]}{b(X; t)} \frac{\hat{b}}{\hat{b}}$$

Posons:

$$[5.8] \quad u(X; t) = \bar{u}_p(X; t) + u_{sp}(X; t)$$

Exprimons maintenant $s(X; t)$ en fonction de l'inconnue $u_{sp}(X; t)$ par substitution de [5.7] et [5.8] dans [5.5] :

$$[5.9] \quad \dot{s}(X; t) = \ddot{\tilde{x}}(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{x}}(t) + \frac{b(X; t)}{\hat{b}} \cdot [\ddot{x}(t) - \hat{f}(X; t)] - b(X; t) \cdot u_{sp}(X; t)$$

Selon [5.9] et l'équation générale de la condition globale de glissement [2.1], la condition globale de glissement est:

$$\left[\left[\ddot{\tilde{x}}(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{x}}(t) + \frac{b(X; t)}{\hat{b}} \cdot [\ddot{x}(t) - \hat{f}(X; t)] \right] \cdot s(X; t) - b(X; t) \cdot u_{sp}(X; t) \cdot s(X; t) \right] \leq -\beta \cdot |s(X; t)|$$

Considérant la procédure de choix des différents termes de la loi de commande exposée en 2.4.2.d, la loi de commande $u_{sp}(X; t)$ suivante est obtenue:

$$[5.10] \quad u_{sp}(X; t) = \frac{[\ddot{x}(t) - \hat{f}(X; t)] + [\ddot{\tilde{x}}(t) + \lambda \cdot \dot{\tilde{x}}(t)]}{\hat{b}}$$

$$+ \Delta \left(\frac{1}{b} \right)_{\max} \cdot \left| \ddot{\tilde{x}}(t) + \lambda \dot{\tilde{x}}(t) \right| \cdot \text{sign}(s(X; t)) + K \cdot \frac{s(X; t)}{b}$$

Après substitution de [5.6] et de [5.10] dans [5.8], nous obtenons la loi de commande suivante:

$$[5.11] \quad u(X,t) = u(X;t_-) + \frac{\ddot{x}(t) + \lambda \dot{x}(t) + K s(X,t)}{b} \\ + \Delta \left(\frac{1}{b} \right)_{\max} \left| \ddot{x}(t) + \lambda \dot{x}(t) \right| \cdot \text{sign}(s(X,t))$$

où $u(X; t_-)$ représente la valeur du signal de commande à l'instant $t-\delta$, δ étant très faible.

[5.11] peut aussi s'exprimer par :

$$[5.12] \quad u(X; t) = u(X; t_-) + \frac{\dot{s}(X; t) + K \cdot s(X; t)}{b} + \Delta \left(\frac{1}{b} \right)_{\max} \cdot \left| \dot{s}(X; t) \right| \cdot \text{sign}(s(X; t))$$

Cette loi de commande est représentée à la figure 5.1.

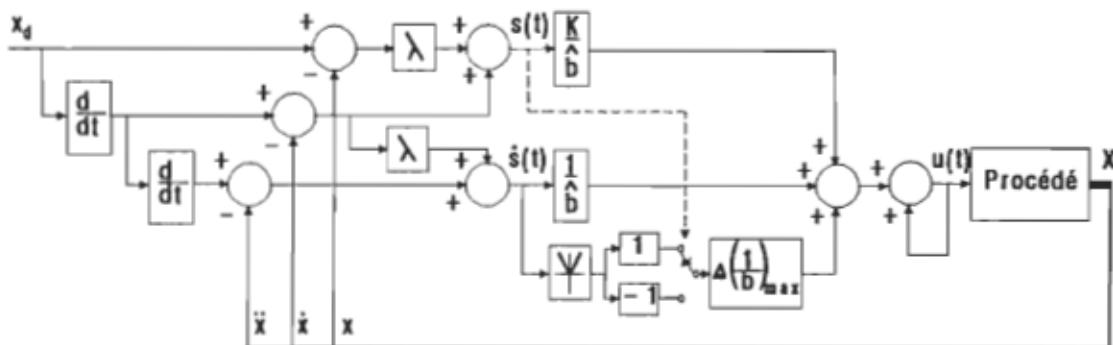


Figure 5.1. Diagramme bloc du correcteur utilisant le mode de glissement (loi de commande [5.12]).

On remarque que le terme discontinu de [5.12] peut être moindre que celui de la loi [4.6] où un facteur constant doit être utilisé pour combattre les perturbations.

5.3 Adoucissement de la commande : L'adoucissement du signal de commande pourrait être effectué à l'aide d'une fonction d'adoucissement telle que décrite au chapitre IV. Cependant, si on effectue une analyse par filtre équivalent comme au chapitre IV, on se rend compte que la fréquence de coupure du filtre varie avec $|s(X;t)|$. Ainsi, si le système possède une dynamique rapide, $s(X;t)$ sera élevée et la bande d'adoucissement devra être large afin d'obtenir un filtre efficace. De plus, les erreurs d'estimation dues à l'échantillonnage (déphasage entre la mesure de $\tilde{x}(t)$, de $\hat{f}(X;t)$ et de $u(X;t)$) peuvent causer une activité de la commande qui se réflétera sur $s(X;t)$ et ainsi sur la bande passante du filtre sur $s(X;t)$. Il semble alors préférable d'utiliser une autre méthode pour adoucir la commande.

Considérant que le terme discontinu a été minimisé, il est plausible que, si la loi de commande est utilisée sans le terme discontinu, le système obtenu possèdera une robustesse acceptable. La loi de commande devient alors (figure 5.2):

$$\begin{aligned} u(X;t) &= u(X;t_-) + \frac{s(X;t) + K \cdot s(X;t)}{\hat{b}} \\ [5.13] \quad u(X;t) &= u(X;t_-) + \frac{\ddot{\tilde{x}}(t) + (K+\lambda) \cdot \dot{\tilde{x}}(t) + K \cdot \lambda \cdot \tilde{x}(t)}{\hat{b}} \end{aligned}$$

Le correcteur ainsi obtenu est linéaire. Un correcteur équivalent a été présenté par Hsia (1989). Notons cependant que le développement a été effectué par une méthode différente.

5.4 Analyse du correcteur : L'analyse de la figure 5.2 et de l'équation [5.13] permet

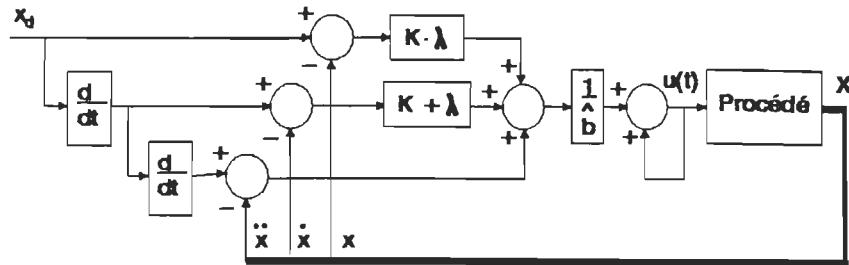


Figure 5.2. Diagramme bloc du correcteur linéaire (loi de commande [5.13]).

de voir que le système atteint un état stationnaire lorsque:

$$[5.14] \quad \ddot{\tilde{x}}(t) + (K + \lambda) \cdot \dot{\tilde{x}}(t) + K \cdot \lambda \cdot \tilde{x}(t) = 0$$

ou encore:

$$[5.15] \quad \ddot{\tilde{x}}(t) + K_v \cdot \dot{\tilde{x}}(t) + K_p \cdot \tilde{x}(t) = 0$$

où $K_v = K + \lambda$ et $K_p = K \cdot \lambda$.

Cette équation peut donc être considérée comme l'équation caractéristique rapprochée du système. Le système obtenu est donc du second ordre et non du premier ordre tel qu'il avait été défini dans les spécifications [5.3]. Cependant, ce choix semble plus adéquat puisque, pour obtenir une caractéristique de premier ordre, le signal de commande doit être élevé suite à une variation de la référence d'où une forte sollicitation de l'organe de commande. Le second pôle peut être choisi suffisamment élevé pour ne pas trop influencer la réponse.

La rétroaction positive de $u(X; t)$ sur lui-même peut être assimilée à une boucle à haut gain et confère au correcteur une caractéristique intégrateur qui assure une erreur stationnaire nulle (en considérant un système stable).

Le facteur $(1/\hat{b})$ (fig.5.2) peut être assimilé à un facteur d'ajustement de la

rapidité de convergence vers la trajectoire définie par [5.14]. Considérant que ce terme fait partie de l'estimateur de perturbations contenu implicitement dans la loi de commande, un choix logique de celui-ci est la valeur permettant au système le plus rapide d'obtenir une réponse sans oscillation. Considérant un système idéal, cette valeur est égale à

$$[5.16] \quad \frac{1}{\hat{b}} = \left(\frac{1}{b(X; t)} \right)_{\min}$$

qui permet d'obtenir une estimation exacte lorsque l'inertie est minimale. Un tel choix résulte, pour l'inertie maximale, en une réponse sans oscillation mais avec une phase de convergence lente puisque le facteur de convergence est faible.

Afin de pousser plus à fond l'analyse du correcteur, considérons le système de positionnement décrit au chapitre III et utilisons la version échantillonnée de la loi de commande.

Soit l'équation du système à commander:

$$[5.17] \quad \ddot{\theta}(t) = -a(X; t) \cdot \dot{\theta}(t) + b(X; t) \cdot u(t) + d(t)$$

où $a(X; t) = B/J(X; t)$ et $b(X; t) = K_t/J(X; t)$, la loi de commande est ([5.1], [5.13] et [5.18]):

$$u(X; t) = u(X; t_-) + K_c \left(\ddot{\tilde{\theta}}(t) + K_v \dot{\tilde{\theta}}(t) + K_p \tilde{\theta}(t) \right)$$

$$\text{où } K_c = \frac{J(X; t)_{\min}}{K_t} \quad ([5.16], [5.17]).$$

Pour l'implantation sur microprocesseur, la loi de commande devient :

$$[5.19] \quad u(X; k) = u(X; k-1) + K_c \left(\ddot{\tilde{\theta}}_e(k) + K_v \dot{\tilde{\theta}}_e(k) + K_p \tilde{\theta}_e(k) \right)$$

où l'indice e indique que la grandeur est estimée. Puisque seul le problème de régulation est traité, [5.19] se simplifie à:

$$[5.20] \quad u(X;k) = u(X;k-1) + K_c \left(-\dot{\theta}_e(k) - K_v \dot{\theta}_e(k) + K_p [\theta_d(k) - \theta_e(k)] \right)$$

La vitesse mesurée représente la vitesse moyenne pendant la dernière période d'échantillonnage et l'accélération est obtenue par une approximation de la dérivée de la vitesse mesurée. Ainsi,

$$[5.21] \quad \dot{\theta}_e(k) = \frac{\theta(k) - \theta(k-1)}{T_{ech}}$$

$$[5.22] \quad \ddot{\theta}_e(k) = \frac{\dot{\theta}_e(k) - \dot{\theta}_e(k-1)}{T_{ech}}$$

Si le temps de calcul et le temps de réponse de la boucle de courant sont faibles par rapport à la période d'échantillonnage, le système de positionnement peut être représenté par le diagramme bloc de la figure 5.3.

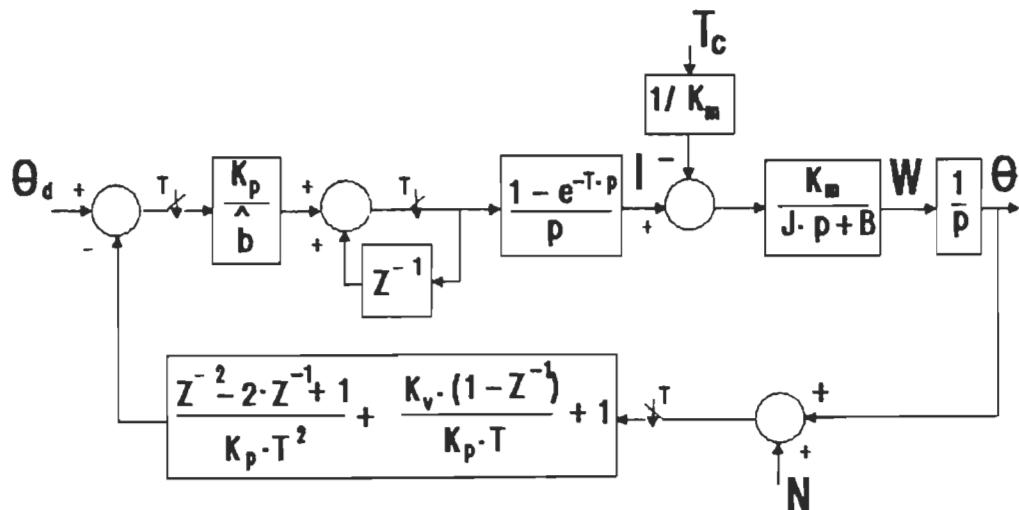


Figure 5.3. Diagramme bloc équivalent du système de commande de position échantillonner.

En utilisant cette représentation du système, différents lieux des racines ont été produits afin d'analyser la robustesse de cette configuration (programmes à l'annexe G).

La figure 5.4 présente le lieu des racines pour une inertie variant de $10^{-4} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ à $10^{-3} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ en utilisant les paramètres de l'annexe B, une période d'échantillonnage de 1 ms, $K_p=600$, $K_v=70$ ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$) et $(1/\hat{b})=J(X;t)_{\min}/K_t$. Les pôles du système demeurent à l'intérieur du cercle unitaire pour toute la gamme d'inerties. Cependant, certains pôles sont peu amortis lorsque l'inertie est faible, ce qui laisse présager la présence d'oscillations dans ce cas suite à une perturbation.

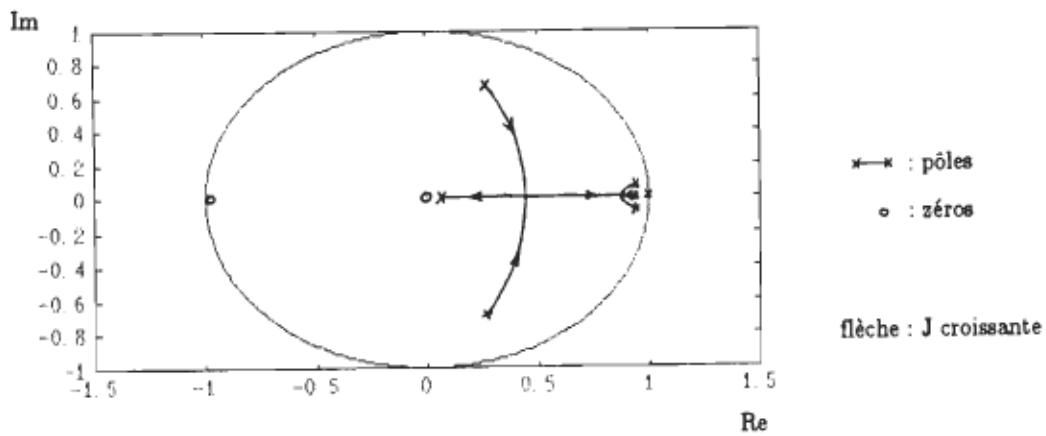
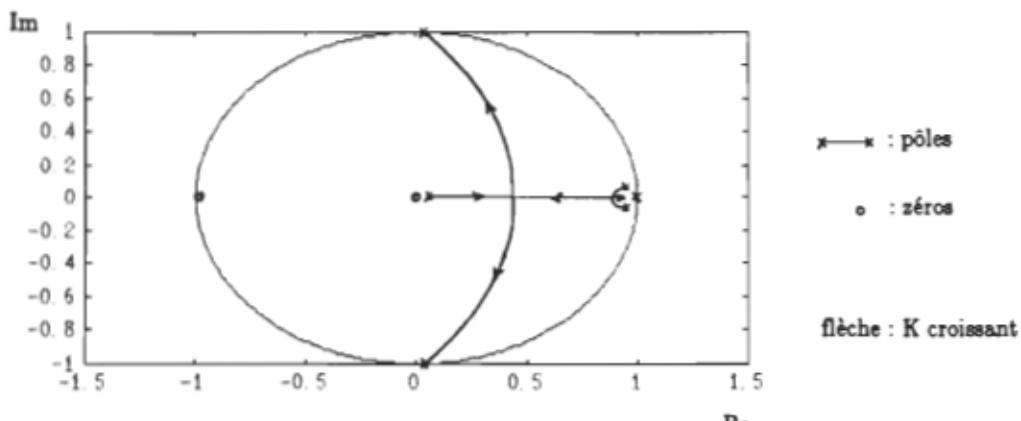
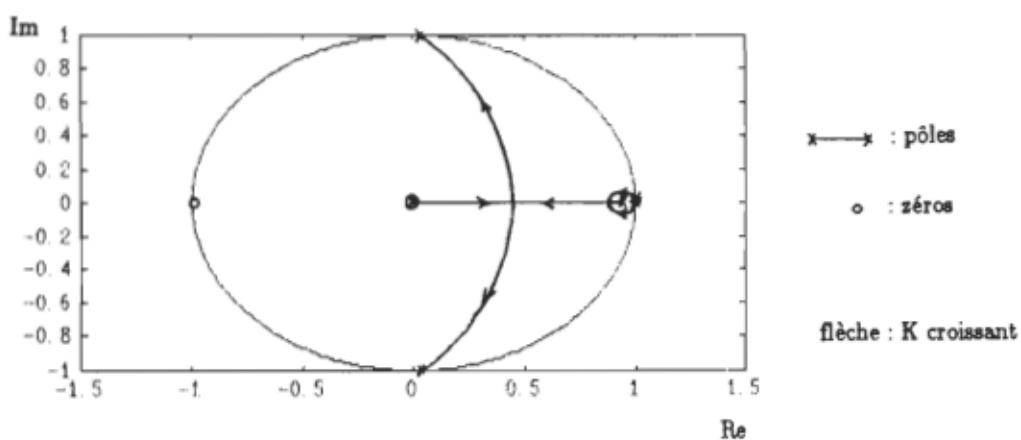


Figure 5.4. Lieu des racines du système échantillonné ($\Theta(p)/\Theta_d(p)$) pour une inertie variant de $10^{-4} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ à $10^{-3} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$).

A la figure 5.5, les lieux des racines sont tracés pour les mêmes paramètres mais pour $J=J(X;t)_{\min}=10^{-4} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ (5.5.a) et $J=J(X;t)_{\max}=10^{-3} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ (5.5.b) pour



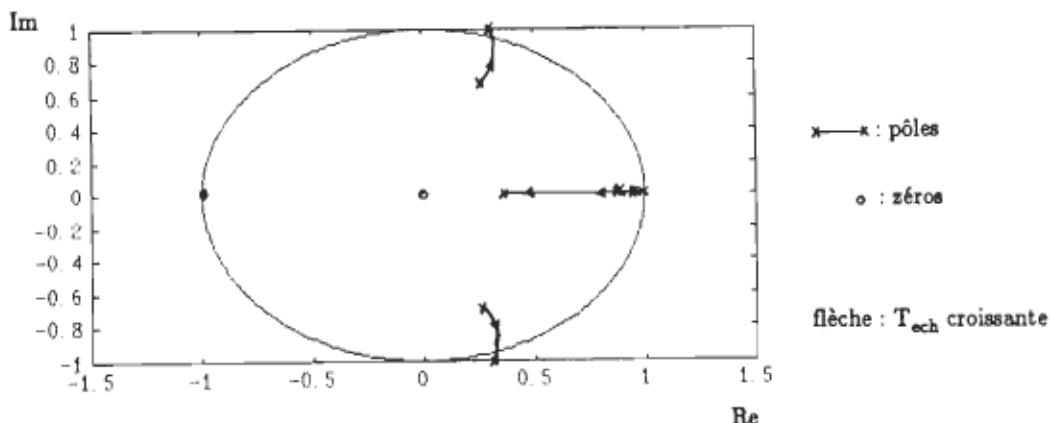
a) $J=10^{-4} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$, $(1/\hat{b})_{\text{critique}} \approx 1/270$.



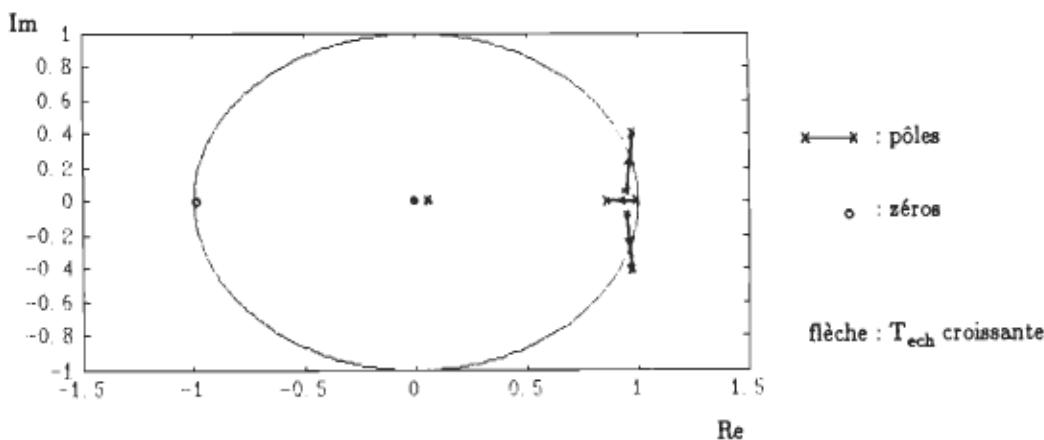
b) $J=10^{-3} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$, $(1/\hat{b})_{\text{critique}} \approx 1/27$.

Figure 5.5. Lieux des racines du système échantillonné ($\Theta(p)/\Theta_d(p)$) pour un gain de convergence variable ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})_{\min}=1/5400$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$).

un facteur de convergence variable. On observe que le système devient instable lorsque le gain est trop accru (deux fois le gain de base pour $J(X;t)_{\min}$ et vingt fois le gain de base pour $J(X;t)_{\max}$). Le gain du système peut cependant varier sensiblement sans que la stabilité du système ne soit compromise. Ces courbes peuvent aussi être utilisées pour choisir un gain permettant d'éliminer les oscillations de la commande lorsque l'inertie est faible. Le gain doit alors être



a) $J=10^{-4} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms à } 20 \text{ ms}$, $T_{\text{ech critique}} \approx 10 \text{ ms}$.



b) $J=10^{-4} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms à } 20 \text{ ms}$, $T_{\text{ech critique}} \approx 9 \text{ ms}$.

Figure 5.6. Lieux des racines du système échantillonné ($\Theta(p)/\Theta_d(p)$) pour une période d'échantillonnage variable ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$).

diminué, ce qui ralentit le système dans le cas d'une inertie élevée. Cette option ne sera donc considérée que si les oscillations sont trop importantes.

La figure 5.6 présente les lieux des racines pour les valeurs extrêmes d'inertie mais pour une période d'échantillonnage variable. Ceci permet de déterminer si l'utilisation d'une période d'échantillonnage variable est envisageable pour réduire la vitesse minimum qui peut être mesurée. Il a d'ailleurs été démontré analytiquement

que le système devient instable avec ce correcteur lorsque la lecture de vitesse et ainsi la lecture d'accélération ne sont pas disponibles. L'augmentation de la période d'échantillonnage amène une diminution de la stabilité (pôles moins amortis). Cependant, le système demeure stable tant que la période d'échantillonnage est inférieure à environ 9 à 10 ms. La période d'échantillonnage peut être accrue jusqu'à environ 5 ms sans que les réponses ne soient beaucoup affectées.

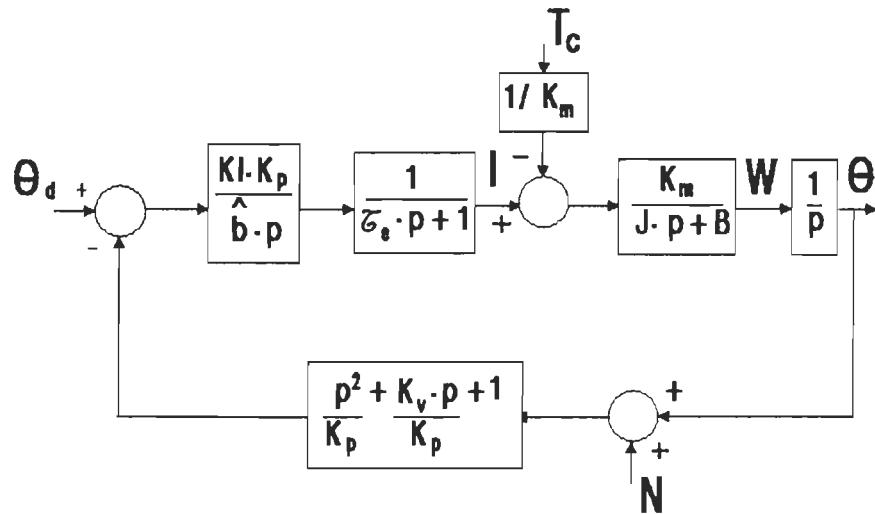


Figure 5.7. Modèle équivalent continu du système de commande.

Pour étudier les caractéristiques du système en présence d'un couple de charge et du bruit de mesure, utilisons le modèle équivalent continu du système représenté à la figure 5.7 où N représente le bruit de mesure, KI est le gain équivalent de l'intégrateur provenant de la boucle à gain élevé (rétroaction de $u(X;t)$) ($KI=1/T_{ech}$) et τ_e représente la constante de temps équivalente correspondant à l'effet de l'échantillonnage ($\tau_e=T_{ech}/2$). Selon la figure 5.7,

$$\frac{\Theta(p)}{T_c(p)} =$$

$$\frac{-p \cdot (\tau_e \cdot p + 1)}{J \cdot \tau_e \cdot p^4 + (J + \tau_e \cdot B) \cdot p^3 + \left(\frac{K_m \cdot K_I}{\hat{b}} + B \right) \cdot p^2 + \frac{K_m \cdot K_I \cdot K_v}{\hat{b}} \cdot p + \frac{K_m \cdot K_I \cdot K_p}{\hat{b}}}$$

Le lieu des racines et les courbes de Bode utilisant cette équation sont présentés aux figures 5.8 et 5.9. On y représente les réponses pour une inertie variable ($J(X;t)_{\min}$ à $J(X;t)_{\max}$) pour les paramètres de l'annexe B, une période

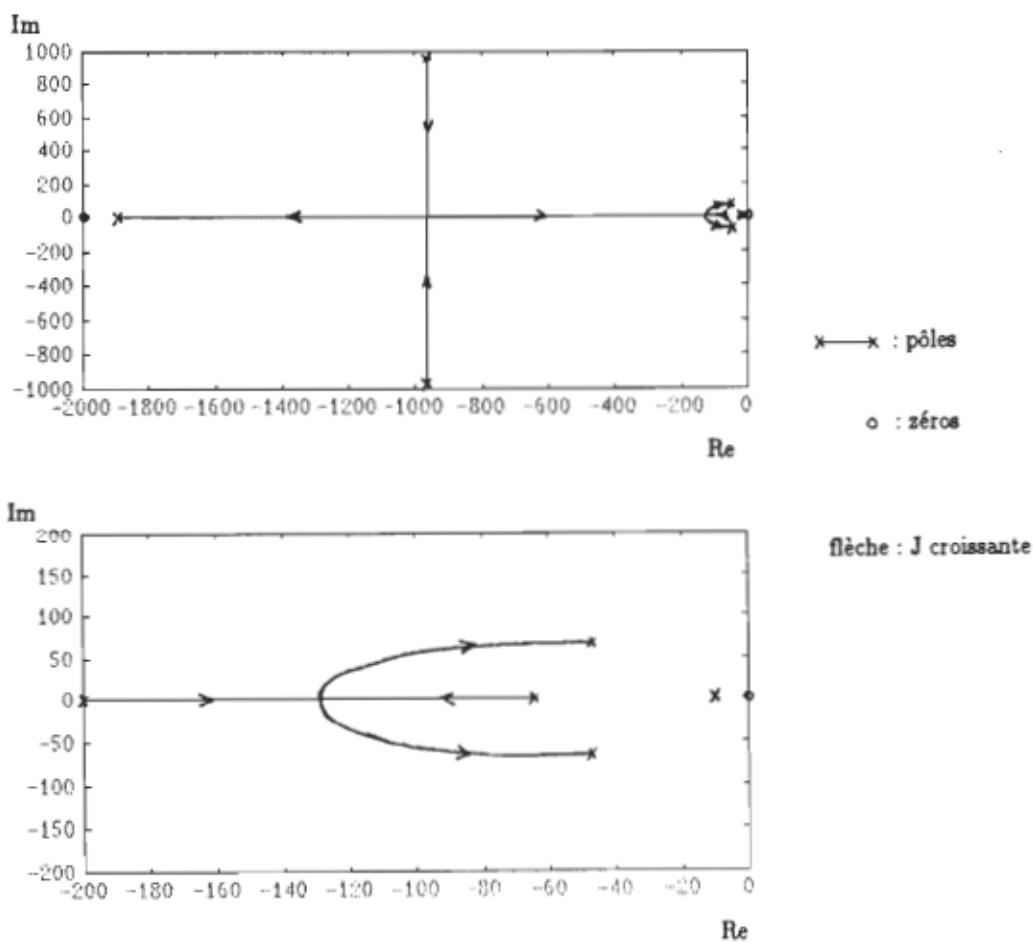


Figure 5.8. Lieu des racines du modèle équivalent continu du système $(\Theta(p)/T_c(p))$ pour une inertie variant de $10^{-4} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ à $10^{-3} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$).

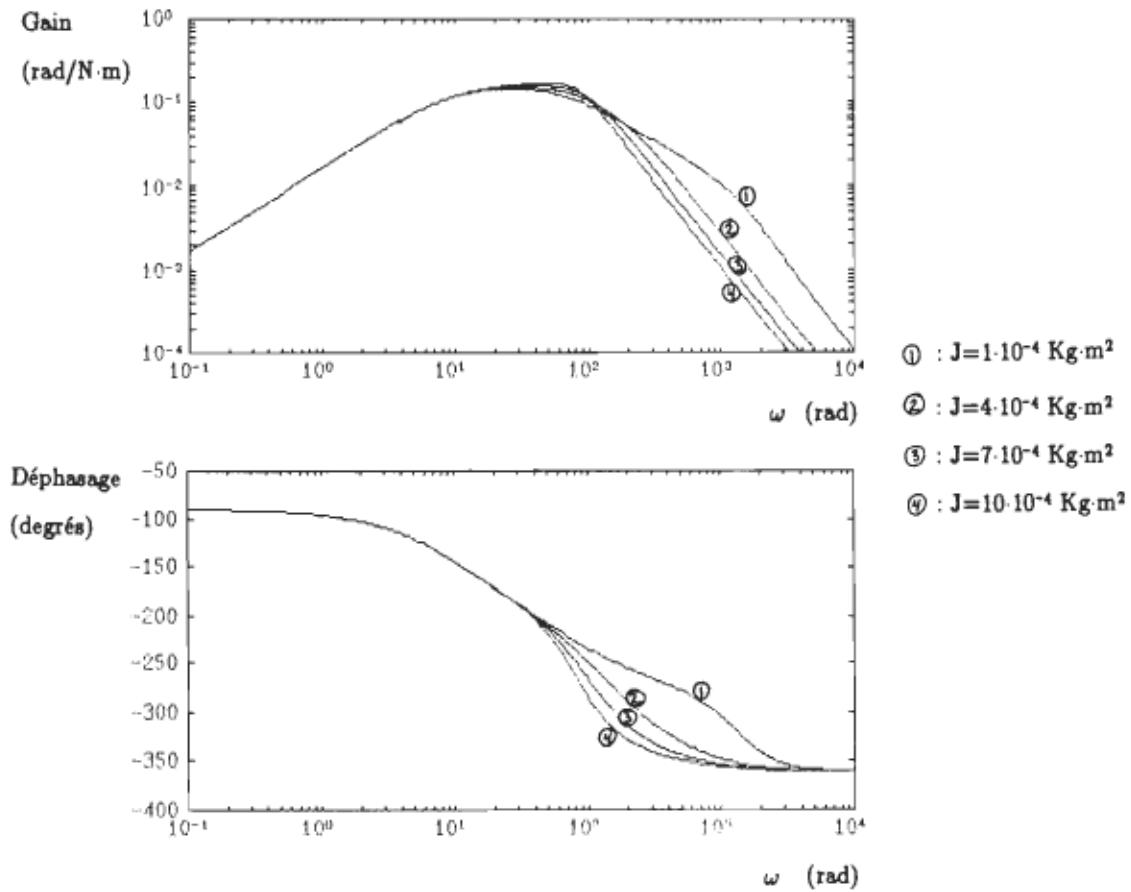


Figure 5.9. Réponses fréquentielles (Bode) du modèle équivalent continu du système $(\Theta(p)/T_c(p))$ pour différentes valeurs d'inertie.

d'échantillonnage de 1 ms et pour $K_p=600$ et $K_v=70$ ($\lambda=10$ rad/s, $K=60$ rad/s).

Pour une inertie faible, $\Theta(p)/T_c(p)$ possède des pôles à λ et à K et possède une caractéristique de filtre passe-bande. Le système est alors particulièrement sensible aux perturbations dont la pulsation est comprise entre λ et K . L'augmentation de l'inertie amène un déplacement de la fréquence de coupure du filtre passe-bande et éventuellement l'apparition de pôles conjugués complexes (fig 5.8). Sur les courbes de Bode (fig 5.9), ceci se manifeste par une augmentation du gain maximum, un élargissement de la bande passante et une chute plus abrupte du gain.

Ces résultats sont optimistes si on considère les approximations effectuées. Cependant, on peut conclure que le rejet des perturbations est acceptable si on considère l'atténuation obtenue (gain très faible). Par contre, le correcteur présente une certaine sensibilité aux perturbations dont la pulsation est de l'ordre d'environ 5 rad/s à 100 rad/s.

La transmission du bruit de mesure à la position est (fig 5.7) :

$$\frac{\Theta(p)}{N(p)} = \frac{\frac{KI \cdot K_m}{\hat{b}} \cdot (p^2 + K_v \cdot p + K_p)}{J \cdot \tau_e \cdot p^4 + (J + \tau_e \cdot B) \cdot p^3 + \left(\frac{K_m \cdot K_I}{\hat{b}} + B \right) \cdot p^2 + \frac{K_m \cdot K_I \cdot K_v}{\hat{b}} \cdot p + \frac{K_m \cdot K_I \cdot K_p}{\hat{b}}}$$

La caractéristique fréquentielle de $\Theta(p)/N(p)$ est présentée à la figure 5.10 pour différentes valeurs d'inertie en utilisant les paramètres de l'annexe B, une période d'échantillonnage de 1 ms et pour $K_p=600$ et $K_v=70$. On observe que dans le cas de l'inertie minimum, le gain est toujours inférieur ou égal à l'unité. Ainsi, le bruit peut se réfléter sur la grandeur de sortie mais n'est jamais amplifié. Lorsque l'inertie augmente, la bande passante de la caractéristique fréquentielle diminue. Cependant, le bruit de mesure est amplifié à la sortie pour une mince plage de fréquences. Néanmoins, cette amplification est relativement faible (valeur maximum de l'ordre de 1.5).

Le correcteur conserve donc sa stabilité pour toute valeur d'inertie à l'intérieur de la plage visée, pour une variation limitée du gain de convergence et pour une variation limitée de la fréquence d'échantillonnage. De plus, les caractéristiques de

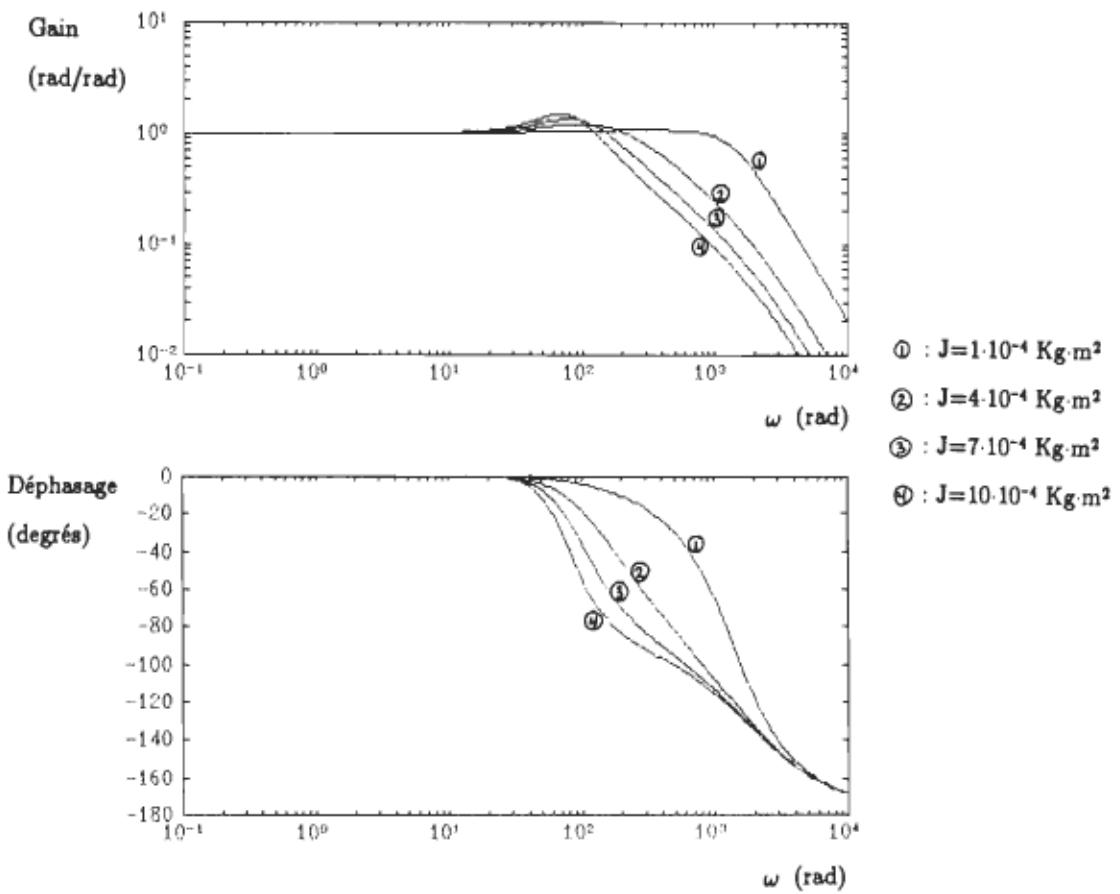


Figure 5.10. Réponses fréquentielles (Bode) du modèle équivalent continu du système ($\Theta(p)/N(p)$) pour différentes valeurs d'inertie.

rejet des perturbations et du bruit de mesure semblent bonnes. La simulation du système permettra d'évaluer plus concrètement le correcteur.

5.5 Simulation du système : La performance de l'algorithme de commande ([5.19], [5.20]) est évaluée sous plusieurs conditions. Les paramètres communs aux différentes simulations sont : $\lambda = 10 \text{ rad/s}$; $K = 60 \text{ rad/s}$; $(1/\hat{b}) = K_c = J(X; t)_{\min}/K_t$; $T_{\text{ech}} = 1 \text{ ms}$; $T_{\text{calcul}} = 0.5 \text{ ms}$; paramètres du moteur à l'annexe B ; mesure d'une vitesse moyenne (sauf avis contraire) ; aucune limite de courant (sauf avis contraire). Le programme de simulation compos.c est utilisé (annexe E). Les

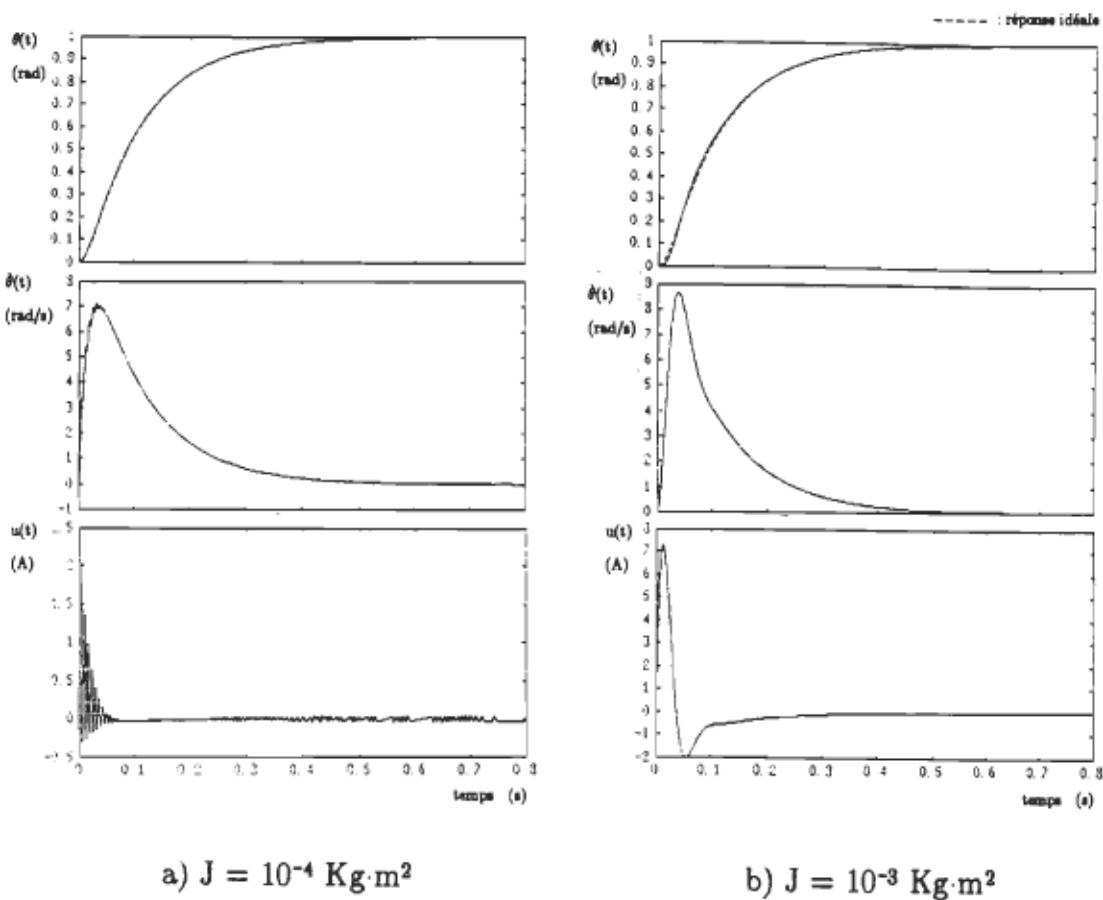


Figure 5.11. Réponses du système à un échelon de référence de 1 rad ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$, mesure d'une vitesse moyenne).

fichiers de données se trouvent à l'annexe H.

La figure 5.11 présente les réponses à un échelon de position de référence de 1 rad pour les deux valeurs extrêmes d'inertie. On observe que la trajectoire idéale définie par [5.14] est presque parfaitement suivie dans le cas de l'inertie minimum (fig. 5.11.a). Par contre, on note la présence d'oscillations sur le signal de commande suite à l'échelon. Ces oscillations sont dues en grande partie à des erreurs d'estimation causées par le déphasage entre les différentes valeurs mesurées

utilisées par l'estimateur de perturbations. Ceci sera illustré sur la prochaine simulation. Par contre, dans le cas de l'inertie maximum, un léger écart est observé entre la réponse de position et la trajectoire idéale. Cependant, cet écart est faible et, le système étant plus lent, les erreurs d'estimation dues au déphasage entre les mesures sont plus faibles et aucune oscillation n'est observée sur le signal de commande. De plus, une erreur stationnaire nulle est obtenue dans les deux cas.

Pour bien démontrer que le déphasage entre les mesures des différentes grandeurs utilisées par l'estimateur de perturbations est la source principale des oscillations de la commande à la figure 5.11.a, le système a été simulé en considérant la lecture d'une vitesse instantannée (l'accélération est toujours calculée à l'aide de [5.22]). Les résultats sont présentés à la figure 5.12. On observe que les oscillations ont été presque totalement éliminées (fig. 5.12.a). La portion résiduelle des oscillations est probablement due au déphasage de la mesure de l'accélération avec les autres grandeurs et à l'effet des délais et modes non modélisés pour la conception (temps de calcul et temps de réponse de la boucle de courant). De plus, on note que la réponse de position n'a été que très peu affectée. Dans le cas de l'inertie maximum (fig 5.12.b), on observe que les réponses ont été très peu affectées par la modification du mode de mesure de vitesse mais que la valeur de pointe du signal de commande a diminué.

La mesure d'une vitesse moyenne est une contrainte dont il est difficile de se défaire (le traitement des signaux ou l'utilisation d'une génératrice tachymétrique de très bonne qualité comportent certains désavantages). Deux méthodes sont proposées pour régler le problème des oscillations causées par l'effet du déphasage entre les mesures : (a) l'ajout d'un filtre sur l'estimateur de perturbations, ce qui

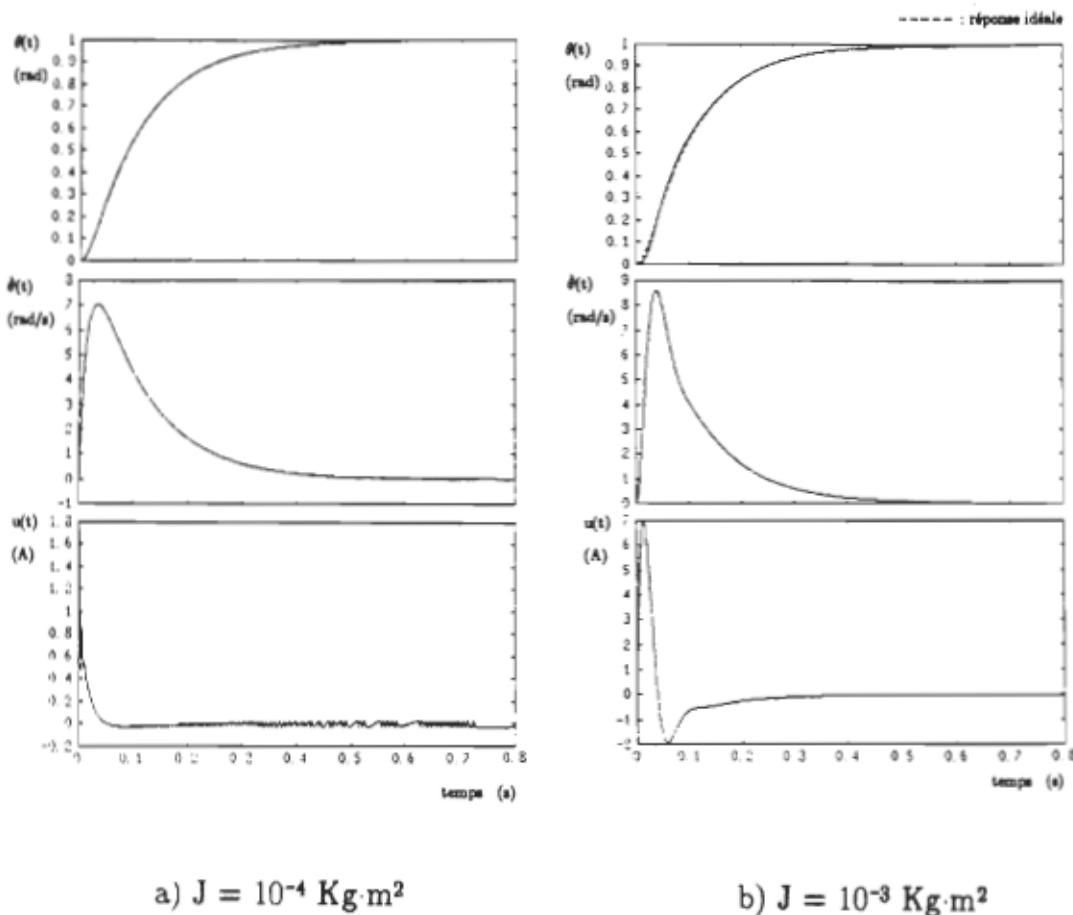


Figure 5.12. Réponses du système à un échelon de référence de 1 rad ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$, mesure d'une vitesse instantanée).

affectera grandement la loi de commande et augmentera la complexité de l'algorithme; (b) la diminution du gain de convergence qui est une méthode très simple mais qui peut causer un écart plus important entre la réponse réelle et idéale, en particulier dans le cas où l'inertie est élevée.

La suite de l'étude s'effectuera sans traiter le problème des oscillations. Cependant, ce problème devra être corrigé en pratique car ces oscillations peuvent exciter des modes non modélisés. La stratégie de diminution du gain de convergence

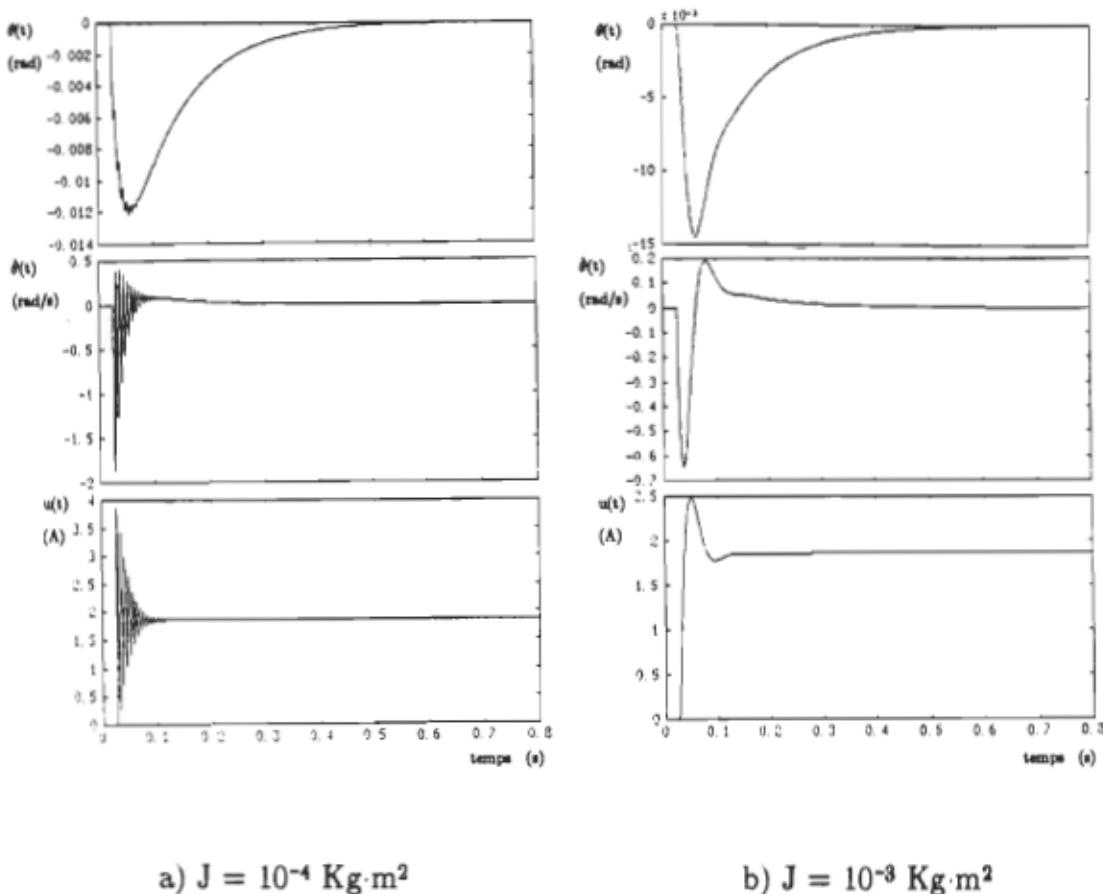


Figure 5.13. Réponses du système à un échelon de couple de charge de $0.1 \text{ N}\cdot\text{m}$ à 0.025 s ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$, mesure d'une vitesse moyenne).

sera alors employée.

La figure 5.13 présente les réponses du système à un échelon de couple de charge de l'ordre de 50% du couple nominal. On voit que le correcteur réagit rapidement à la perturbation (variation rapide du signal de commande). De plus, une erreur stationnaire nulle est obtenue et le système présente la même dynamique pour l'entrée échelon de couple et l'entrée échelon de la référence de position.

Le correcteur pouvant être appelé à être utilisé dans des applications en robotique, il est important de voir s'il offre les caractéristiques nécessaires. Les simulations effectuées ont permis de démontrer la robustesse du correcteur face aux variations d'inertie. Une autre caractéristique des systèmes en robotique qu'il est important de traiter est le comportement du système face à l'effet du couplage entre les axes des manipulateurs. Ces couplages se réflètent, entre autres, par la présence d'une inertie et d'un couple variant dynamiquement suivant une équation comprenant une somme de fonctions sinusoïdales. Pour simuler ces effets de couplage, une inertie constante et le couple de perturbation

$$T_{\text{pert}}(t) = 0.05 \cdot \sin(8 \cdot t) + 0.05 \cdot \sin(80 \cdot t)$$

sont considérés. $T_{\text{pert}}(t)$ possède une amplitude maximale de l'ordre de 50% du couple nominal du moteur.

Les réponses du système à un échelon de référence de 1 rad sous ces conditions sont présentées à la figure 5.14. On observe que, dès que le régime transitoire est terminé, le signal de commande possède la même forme et est en phase avec le signal de perturbation. La réponse du système suit bien le modèle mais présente de légères oscillations. Ces oscillations sont dues à la composante à haute fréquence qui n'a pas été suffisamment atténuée (voir fig. 5.9). On note d'ailleurs que l'amplitude des oscillations est plus grande dans le cas de l'inertie maximum comme on pouvait prévoir selon les courbes de la figure 5.9 pour une perturbation de pulsation de 80 rad/s. On peut cependant conclure que le rejet des perturbations est très bon considérant l'importance de la perturbation et l'effet peu marqué de celle-ci sur la réponse de position. Le correcteur peut donc compenser efficacement une portion importante des effets de couplage.

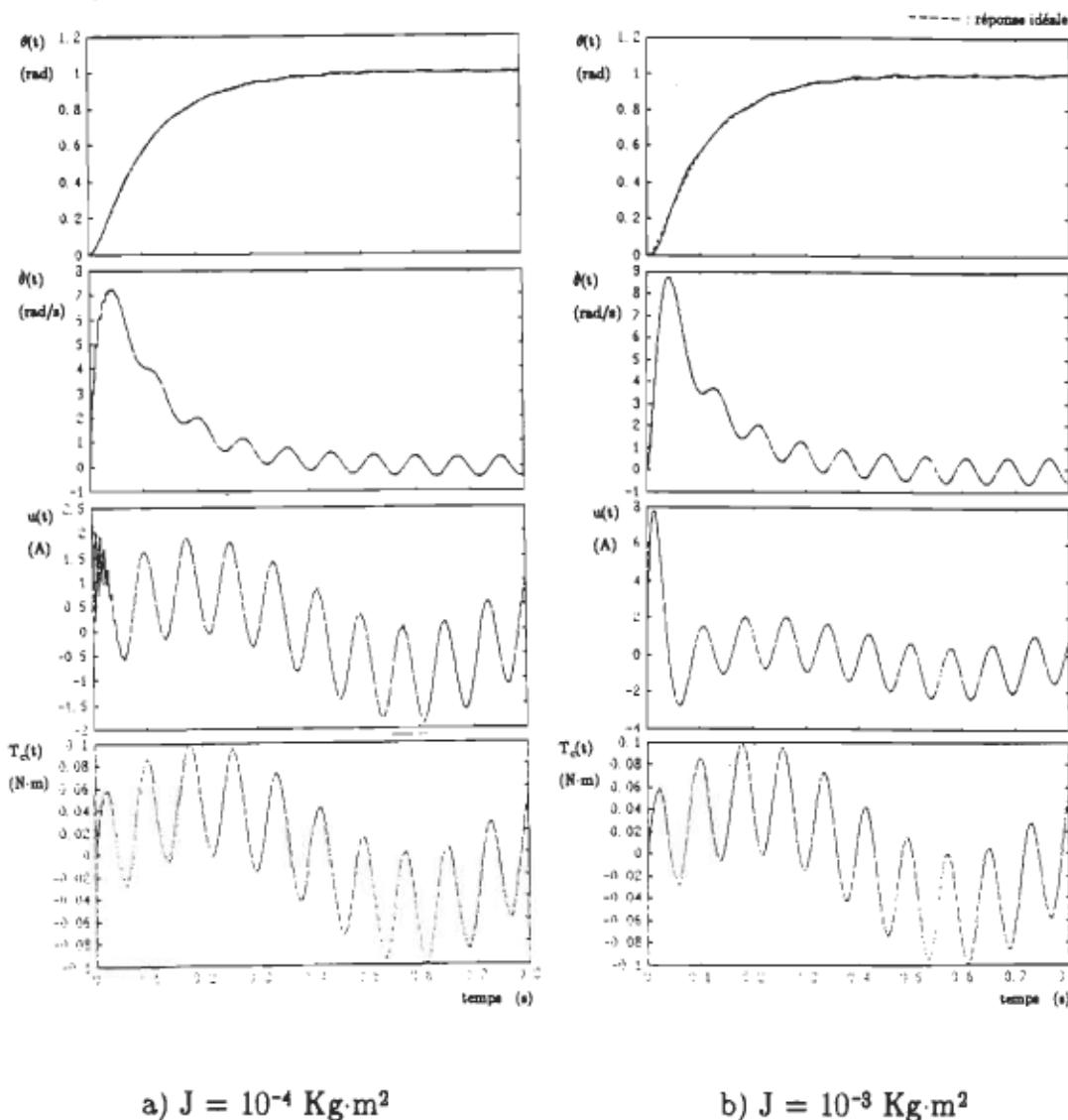


Figure 5.14. Réponses du système à un échelon de référence de 1 rad en présence d'un couple de charge oscillatoire ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$, mesure d'une vitesse moyenne).

Les réponses du système à un échelon de référence de 1 rad en présence d'un bruit de mesure de vitesse aléatoire d'amplitude maximum de 0.15 rad/s sont présentées à la figure 5.15. Ainsi, la mesure de position est supposée sans erreur

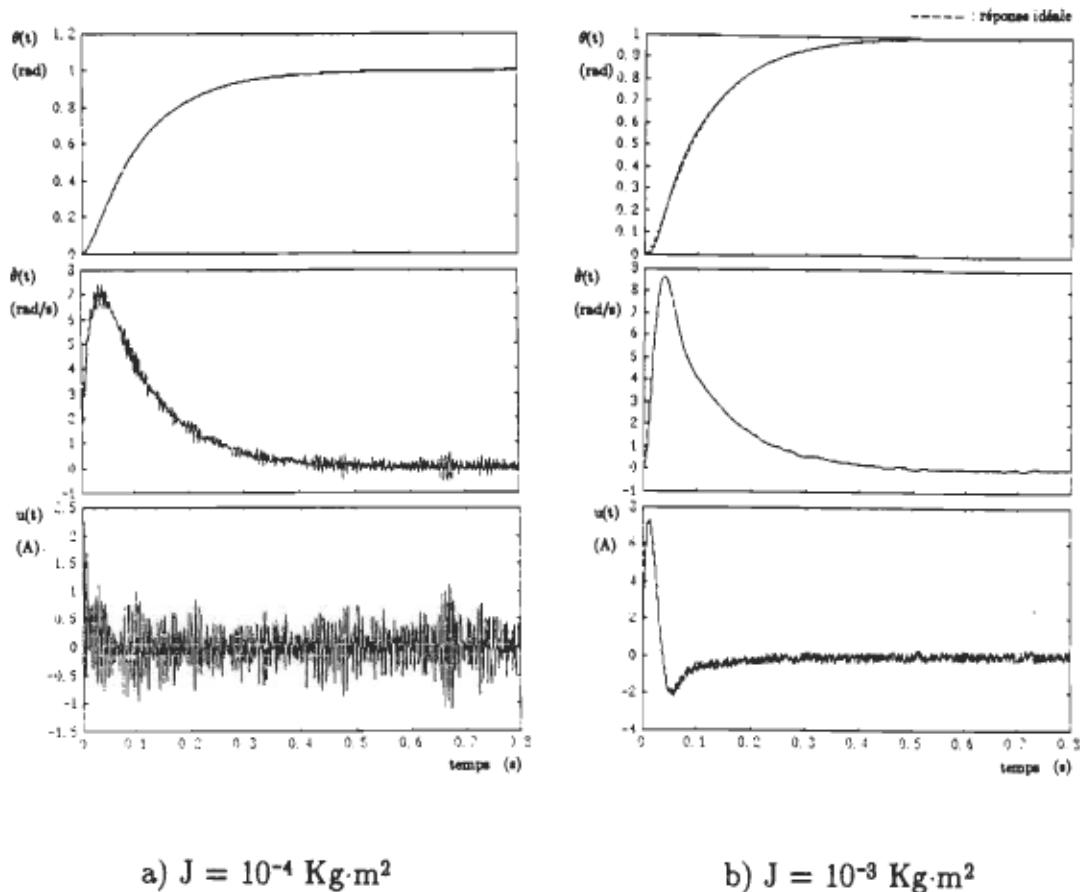


Figure 5.15. Réponses du système à un échelon de référence de 1 rad en présence d'un bruit de mesure de vitesse aléatoire d'amplitude maximale de 0.15 rad/s ($\lambda=10$ rad/s, $K=60$ rad/s, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{ech}=1$ ms, mesure d'une vitesse moyenne).

alors que la mesure d'accélération est bruitée (dérivée de la vitesse). La réponse de position est très peu affectée par ce bruit de mesure. L'effet de celui-ci est plus marqué sur les courbes de vitesse et du signal de commande sur lesquelles des oscillations apparaissent. La présence du bruit de mesure amène donc une sollicitation plus importante de l'organe de commande. On observe à l'aide des courbes de vitesse que le bruit de mesure a moins d'effet lorsque l'inertie augmente. Cette caractéristique peut d'ailleurs être observée à la figure 5.10 pour les signaux

de fréquence élevée. Les caractéristiques du correcteur en présence du bruit de mesure sont donc très bonnes.

Les méthodes de mesure de vitesse employant un codeur optique présentent une faiblesse importante, soit l'existence d'une vitesse minimum w_{\min} qui peut être mesurée. En effet, si aucune impulsion provenant du codeur n'est détectée pendant la période de mesure, la vitesse est supposée nulle. Sous cette condition, en plus de perdre la mesure de vitesse, la lecture de l'accélération est perdue ou faussée. En effet, si la lecture d'une vitesse nulle est considérée pour le calcul de l'accélération, la valeur de l'accélération calculée peut être erronée (pointes d'accélération à l'entrée et à la sortie de la bande de vitesses non détectées). Le signal de commande présente alors des discontinuités (fig. 5.16 où w_{\min} =vitesse minimum détectée pour le système en considérant une période d'échantillonnage de 1 ms). De plus, lorsque la lecture de vitesse et d'accélération sont inaccessibles, le système est instable tel que noté en 5.4. Le système présente alors un cycle limite (fig. 5.16) dont l'amplitude maximum sur la courbe de vitesse est de l'ordre de $\pm w_{\min}$ et dont la fréquence dépend de la valeur de l'inertie. Les oscillations introduites peuvent exciter les modes non modélisés du système et se réflètent sur la réponse de position. Celles-ci doivent donc être éliminées ou atténuées.

L'utilisation d'une dérivée sélective de la mesure de vitesse pour obtenir l'accélération est considérée : on considère que l'accélération est nulle lorsque la vitesse mesurée à l'instant k ou à l'instant $k-1$ est nulle. Cette modification amène une diminution de l'amplitude des discontinuités du signal de commande (fig. 5.17). Cependant, étant donnée l'instabilité du système lorsque la mesure de vitesse et d'accélération ne sont pas disponibles, les réponses présentent toujours un cycle

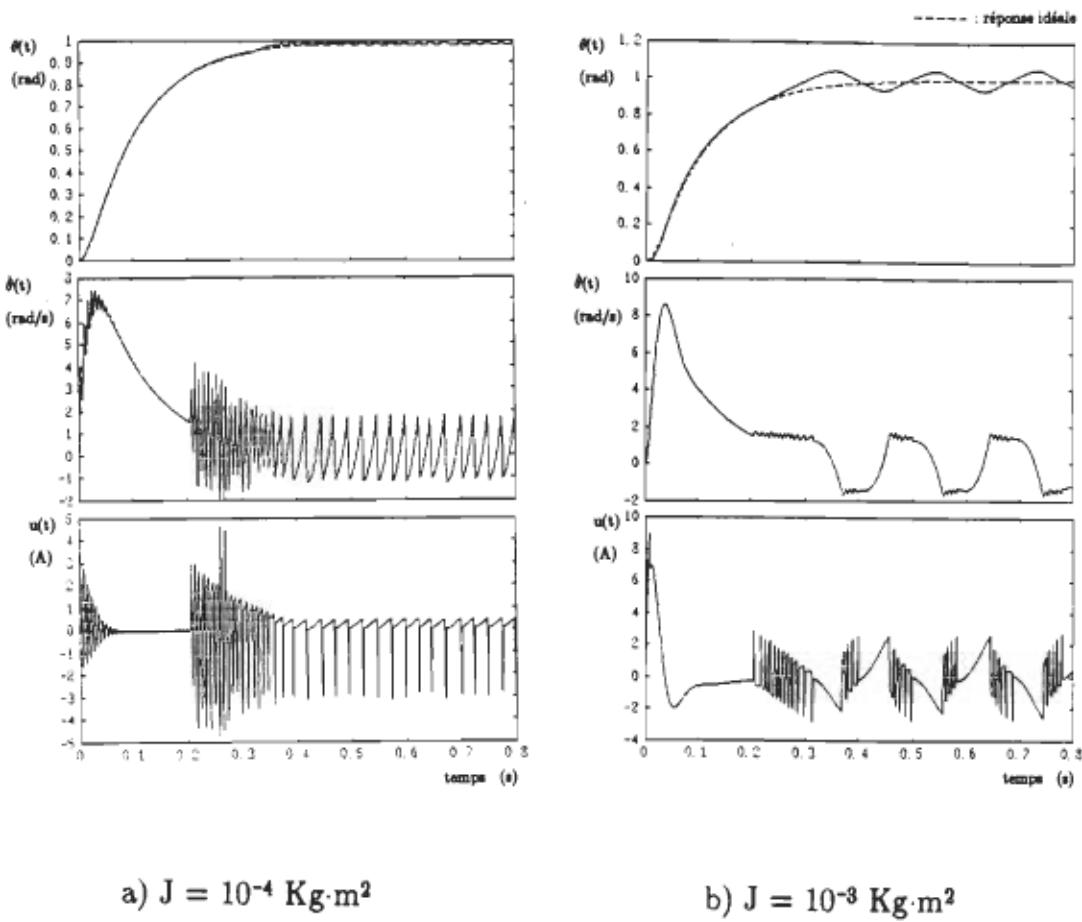


Figure 5.16. Réponses du système à un échelon de référence de 1 rad en présence d'une vitesse minimum détectée de 1.5 rad/s ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$, mesure d'une vitesse moyenne).

limite. Cette solution ne corrige donc que partiellement le problème.

La caractéristique de stabilité du système en présence de la variation de la période d'échantillonnage peut être mise à profit pour diminuer l'amplitude des oscillations. La période d'échantillonnage peut être augmentée dynamiquement jusqu'à une limite prédéterminée afin de diminuer la vitesse minimum de détection. Ceci permet de diminuer l'amplitude du cycle limite.

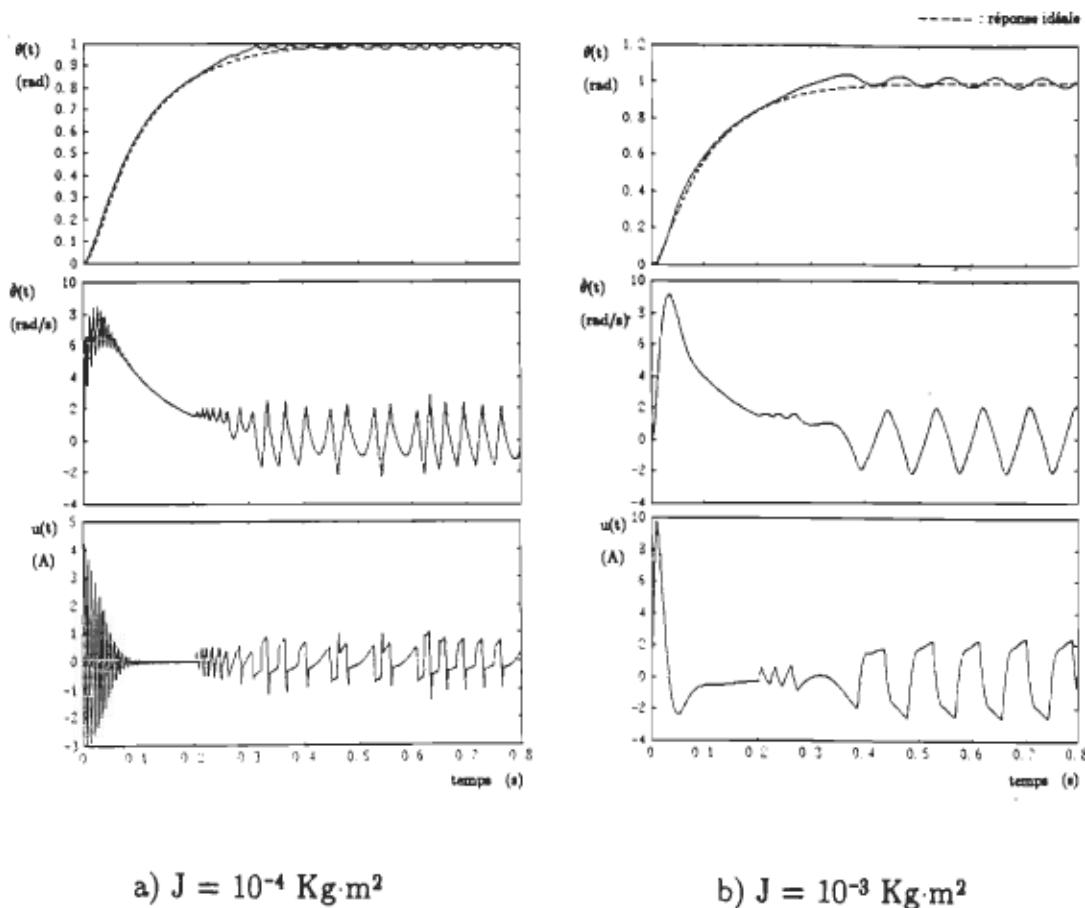


Figure 5.17. Réponses du système à un échelon de référence de 1 rad en présence d'une vitesse minimum détectée de 1.5 rad/s et en considérant la perte de la mesure de vitesse dans l'algorithme de commande ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$, mesure d'une vitesse moyenne).

Une dernière caractéristique importante à analyser est le comportement du système en présence de la limitation du signal de commande. Pour ce, des échelons d'amplitude plus grande ont été appliqués et le courant est limité à 5 A (fig. 5.18). Suite à la sortie du mode de limitation du courant, le système possède la caractéristique dynamique désirée, seul un délai étant introduit entre la réponse désirée et la réponse réelle. Le système réagit donc très bien en présence de la

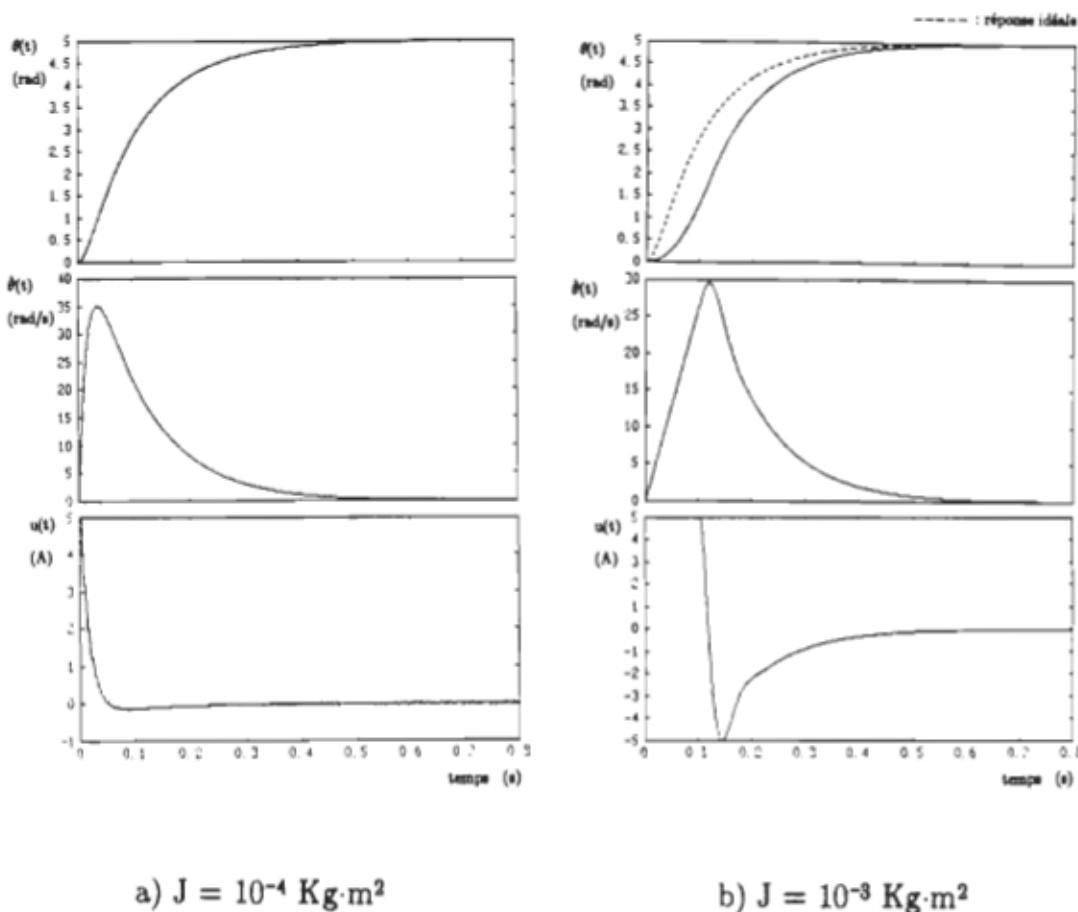


Figure 5.18. Réponses du système à un échelon de référence de 5 rad en présence de la limitation du signal de commande à 5 A ($\lambda=10 \text{ rad/s}$, $K=60 \text{ rad/s}$, $(1/\hat{b})=1/540$, $T_{\text{ech}}=1 \text{ ms}$, mesure d'une vitesse moyenne).

limitation du signal de commande.

5.6 Conclusion : La minimisation du terme discontinu d'une loi de commande conçue à l'aide de la théorie de la commande par mode de glissement a été obtenue par l'utilisation d'un estimateur de perturbations. L'élimination du terme discontinu a permis d'obtenir une loi de commande linéaire. Cette loi confère au système une bonne robustesse considérant que la caractéristique obtenue est

maintenant du second ordre et non du premier ordre tel que désiré au départ. De plus, une erreur nulle est obtenue en régime permanent.

Le correcteur possède plusieurs avantages. La conception du correcteur est très simple : les deux pôles définissant la caractéristique dynamique désirée et le gain de convergence du correcteur doivent être déterminés. Une règle simple est proposée pour déterminer le gain de convergence. L'algorithme de commande obtenu est aussi simple à planter. Le système présente une bonne robustesse en présence de variations de l'inertie, du gain du système et de la période d'échantillonnage et en présence de perturbations du couple de charge, du bruit de mesure et de la limitation du signal de commande. De plus, la caractéristique de robustesse du système en présence de la variation de la période d'échantillonnage peut être mise à profit pour diminuer la valeur de la vitesse minimale pouvant être mesurée et ainsi diminuer l'effet de la perte de la mesure de la vitesse.

Par contre, la mesure de l'accélération est nécessaire pour assurer le bon fonctionnement du correcteur.

Considérant les nombreux avantages qu'offre ce correcteur, il sera utilisé pour la version expérimentale du système au chapitre VI.

CHAPITRE VI

EXPERIMENTATION DE LA LOI DE COMMANDE LINEAIRE INCORPORANT UN ESTIMATEUR DE PERTURBATIONS

6.1 Introduction : Le correcteur linéaire développé au chapitre V a été réalisé expérimentalement à l'aide du système de positionnement brièvement décrit au chapitre III. Pour ce, le système a été modélisé afin de déterminer les échelles des différentes grandeurs numériques intermédiaires et afin de déterminer la valeur des différents termes du correcteur. Un logiciel de commande, incluant un logiciel de mesure des différentes grandeurs, a aussi été développé. Des résultats expérimentaux sont présentés pour des paramètres du même ordre de grandeur que ceux utilisés pour les simulations au chapitre V.

6.2 Modélisation du système de commande et mise en échelle : Le système décrit au chapitre III (voir aussi annexe B, C et D) est utilisé pour l'expérmentation. Le diagramme bloc représentant le système de commande de position est présenté à la figure 6.1.

Selon l'annexe B et les chapitres III et V, les paramètres du correcteur sont :

$$\lambda = 10 \text{ rad/s}$$

$$K = 60 \text{ rad/s}$$

$$J(X; t)_{\min} = 10^{-4} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$$

$$K_t = 0.054 \text{ N}\cdot\text{m/A}$$

$$I_{a \lim} = 5 \text{ A}$$

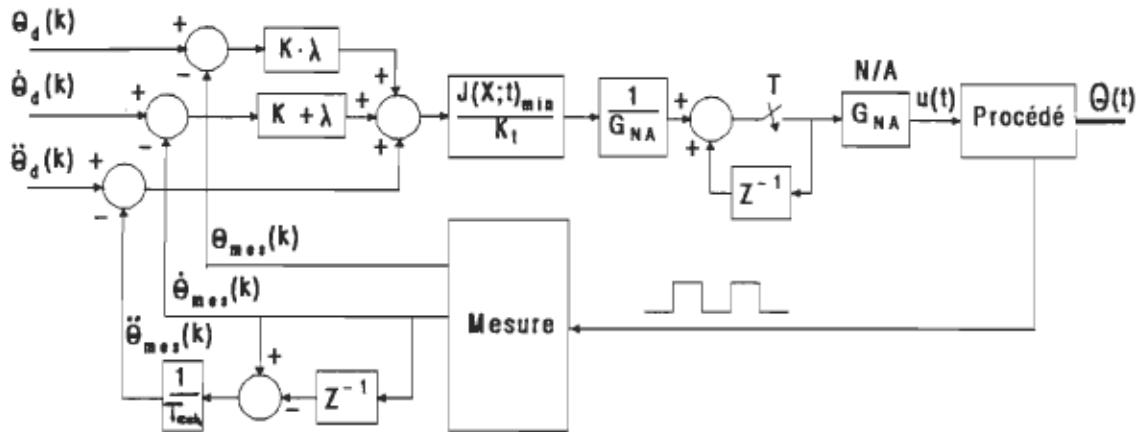


Figure 6.1. Diagramme bloc du système de commande de position.

Le choix de la période d'échantillonnage dépend de divers facteurs dont la fréquence des perturbations à rejeter, la dynamique naturelle du système, la dynamique désirée et la limite de la fréquence d'échantillonnage due au temps de calcul et au temps de mesure. Le temps de mesure doit être suffisamment long pour permettre d'obtenir une vitesse de détection minimale faible. Par contre, la période d'échantillonnage ne doit pas être trop longue afin de ne pas compromettre la stabilité du système. Le choix d'une période d'échantillonnage de 1 ms permet d'obtenir la stabilité nécessaire (chapitre V). Par contre, la vitesse de détection minimale est alors d'environ 1.5 rad/s, ce qui cause certains problèmes de stabilité à faible vitesse. La période d'échantillonnage est donc variée dynamiquement jusqu'à une valeur maximale de 5 ms selon la vitesse de rotation du moteur. Ainsi,

$$1 \text{ ms} \leq T_{ech} \leq 5 \text{ ms}$$

De plus, l'accélération est obtenue à l'aide de la dérivée sélective de la mesure de vitesse afin de diminuer l'activité du signal de commande à basse vitesse tel que décrit au chapitre V.

Considérant la sortie du convertisseur N/A sur une base de 1 A/V et que le convertisseur est de 8 bits et est utilisé en mode bipolaire sur une plage de ± 5 V :

$$G_{NA} = \frac{5 \text{ V}}{128 \text{ cpte}} = \frac{1 \text{ V}}{25.6 \text{ cpte}}$$

Les différents termes de la loi de commande sont calculés comme suit (fig. 6.2, annexe I).

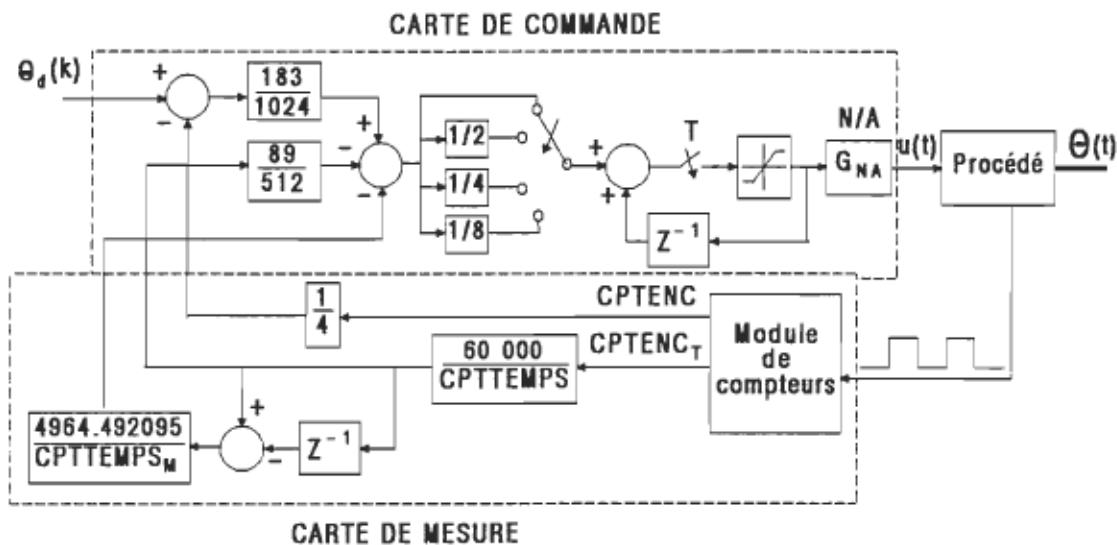


Figure 6.2. Modèle détaillé du module de traitement du système de commande de position.

1. Position :

Valeurs limites : ± 128 tours.

Variable de mesure et unité de mesure de base : CPTENC (valeur cumulative des impulsions provenant du circuit de traitement des signaux du codeur optique), 1 cpte = $1/4000$ tour.

Traitement sur carte de mesure :

$$\theta_b(k) = \frac{CPTENC}{4} \quad ; \text{ 1 cpte} = 1/1000 \text{ tour} ; 24 \text{ bits.}$$

Traitement sur carte de commande :

$$u_p(k) = [\theta_{d,b}(k) - \theta_b(k)] \cdot K \cdot \lambda \cdot \frac{J(X; t)_{\min}}{K_t} \cdot \frac{1}{G_{NA}} \cdot \frac{2 \cdot \pi \text{ rad}}{1000 \text{ mtour}}$$

$$u_p(k) = [\theta_{d,b}(k) - \theta_b(k)] \cdot 0.1787217515$$

$$u_p(k) = [\theta_{d,b}(k) - \theta_b(k)] \cdot 183/1024$$

2. Vitesse :

Valeurs limites désirées : $\pm 1500 \text{ r/min.}$

Variables de mesure et unités de mesure de base : CPTTEMPS (mesure du temps effectif d'acquisition), 1 cpte = $0.5 \mu s$ ($f_{hor}=2 \text{ MHz}$) ; CPTENC_T (mesure du nombre d'impulsions provenant du circuit de traitement des signaux du codeur optique pendant le temps effectif d'acquisition), 1 cpte = $1/4000 \text{ tour.}$

Traitement sur carte de mesure :

$$\dot{\theta}_b(k) = \frac{CPTENC_T}{CPTTEMPS} \cdot \frac{f_{hor}}{P_t} \cdot \frac{60 \text{ s}}{\text{min}} \cdot \frac{2 \text{ dr/min}}{\text{r/min}}$$

$$\dot{\theta}_b(k) = \frac{CPTENC_T}{CPTTEMPS} \cdot 60000 \quad ; \text{ 1 cpte} = 0.5 \text{ r/min} = 1 \text{ dr/min} ;$$

16 bits ; le facteur $60000/CPTTEMPS$ est déterminé à l'aide d'une table.

Traitement sur carte de commande ($\dot{\theta}_d(k)=0$ pour le problème de

régulation traité) :

$$u_v(k) = -\dot{\theta}_b(k) \cdot (K + \lambda) \cdot \frac{J(X; t)_{\min}}{K_t} \cdot \frac{1}{G_{NA}} \cdot \frac{\pi \text{ rad}}{\text{dr/min}} \cdot \frac{1 \text{ min}}{60 \text{ s}}$$

$$u_v(k) = -\dot{\theta}_b(k) \cdot 0.173757216$$

$$u_v(k) = -\dot{\theta}_b(k) \cdot 89/512$$

3. Accélération :

$$\text{Valeurs limites souhaitées : } \ddot{\theta}_{\max}(t) \approx \frac{K_t \cdot I_{a \lim}}{J(X; t)_{\min}} = 2700 \text{ rad/s}^2 ; \text{ donc}$$

$$\pm 2700 \text{ rad/s}^2.$$

Variables de mesure et unité de mesure de base : $\dot{\theta}_b(k)$ et $\dot{\theta}_b(k-1)$, 1 cpte=0.5 r/min ; CPTTEMPS_M (mesure approximative du temps d'acquisition de l'accélération; environ égale à la moyenne des deux dernières périodes d'acquisition de vitesse), 1 cpte=0.5 us.

Traitements sur carte de mesure :

$$\ddot{\theta}_b(k) = [\dot{\theta}_b(k) - \dot{\theta}_b(k-1)] \cdot \frac{f_{hor}}{\text{CPTTEMPS}_M} \cdot \frac{J(X; t)_{\min}}{K_t} \cdot \frac{1}{G_{NA}} \cdot \frac{\pi \text{ rad}}{\text{dr/min}} \cdot \frac{1 \text{ min}}{60 \text{ s}}$$

$$\ddot{\theta}_b(k) = [\dot{\theta}_b(k) - \dot{\theta}_b(k-1)] \cdot \frac{4964 \cdot 492095}{\text{CPTTEMPS}_M} ; 1 \text{ cpte} = 21.09375$$

rad/s²; 16 bits; le facteur 4964.492095/CPTTEMPS_M est déterminé à l'aide d'une table.

Traitements sur carte de commande ($\ddot{\theta}_d(k)=0$ pour le problème de

régulation traité) :

$$u_a(k) = -\ddot{\theta}_b(k)$$

4. Signal de commande : Une portion du signal de commande est obtenue à l'aide de la somme pondérée de $u_p(k)$, $u_v(k)$ et $u_a(k)$:

$$u_0(k) = F_p [u_p(k) + u_v(k) + u_a(k)]$$

Selon l'algorithme de commande, le facteur de pondération F_p devrait être unitaire. Cependant, en cas de nécessité de diminution du gain (effet trop important de modes non modélisés par exemple), trois valeurs supplémentaires de facteur de pondération ont été ajoutées (0.5, 0.25, 0.125). Le facteur effectif est choisi en positionnant des interrupteurs aux positions appropriées (annexe D).

Le signal de commande est limité pour protéger le moteur et la source de puissance et afin d'éviter un emballement de l'intégrateur du correcteur. Le signal de commande est donc :

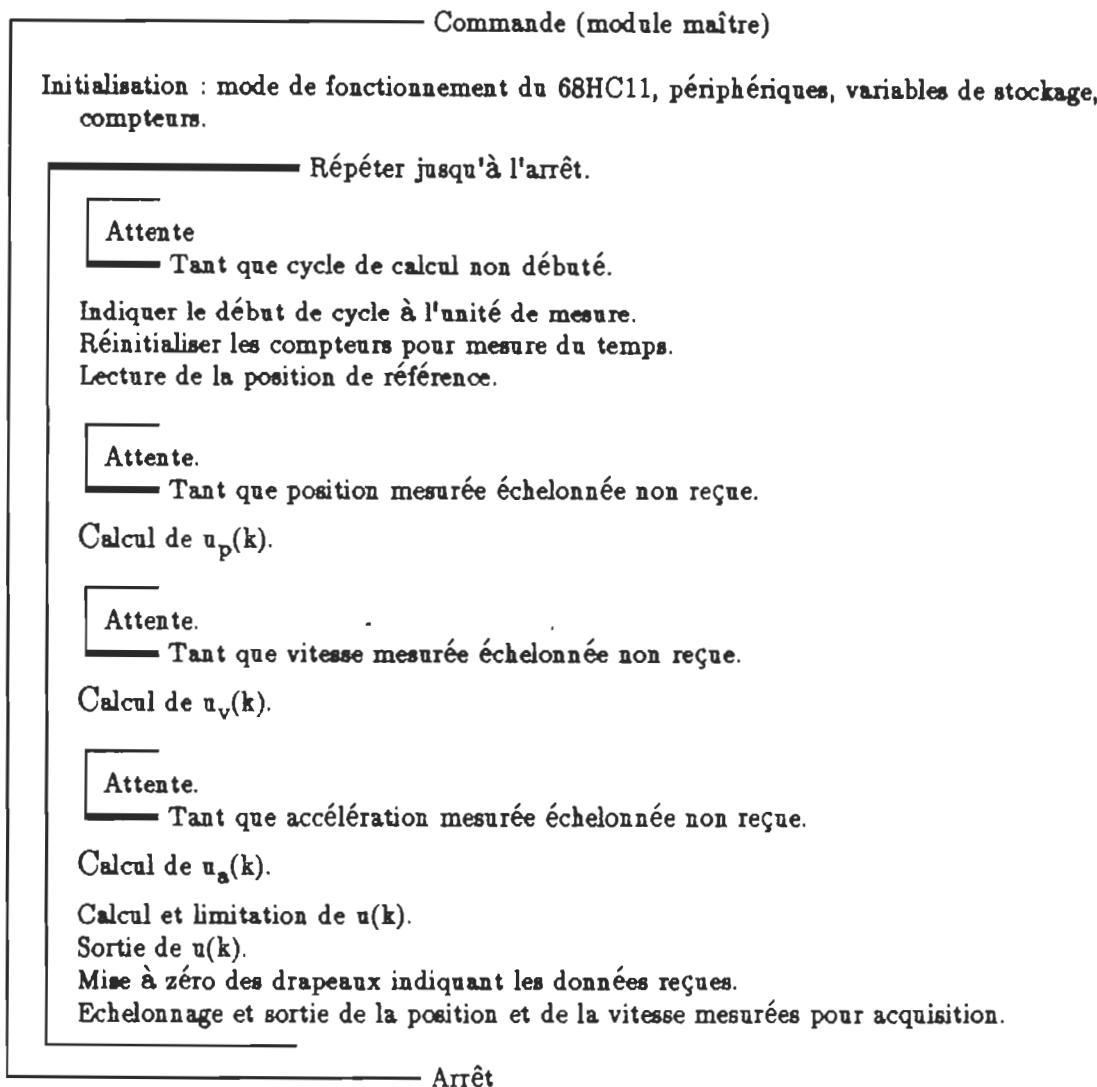
$$u(k) = \text{valeur limitée de } [u_0(k) + u(k-1)] \text{ entre } \pm I_{a \lim}$$

La meilleure résolution pouvant être obtenue en régime permanent est principalement fonction de la résolution de mesure de position et des effets de quantification. Ainsi, une diminution du gain du système par le facteur de pondération F_p amène une diminution de la résolution (résolution de base $\approx 1/1000$ tour).

6.3 Logiciel de commande et de mesure : Le logiciel de commande et de mesure a été écrit en langage assembleur, ce qui permet d'obtenir du code très rapide. Le logiciel est présenté à l'annexe I. La séquence des opérations principales et la

répartition des tâches entre les deux unités de calcul sont présentées à la figure 6.3.

Les deux unités de calcul effectuent des opérations en parallèle. Le temps de calcul ainsi obtenu est de l'ordre de 0.6 ms (0.5 ms utilisé pour les simulations au chapitre V).



a) Commande : opérations principales.

Figure 6.3. Séquence des opérations principales du logiciel de mesure et de commande.

— Réception (suite à une interruption "donnée disponible")

Réception de la donnée.
 Sauvegarde de la donnée.
 Ajustement des drapeaux indiquant les données reçues.
 — Retour

b) Commande : réception des données.

— Mesure (module esclave)

Initialisation : mode de fonctionnement du 68HC11, périphériques, variables de stockage.

— Répéter jusqu'à l'arrêt.

Attente

Tant que signal de début de cycle de calcul non détecté.

Lecture des compteurs.

Calcul de la position mesurée échelonnée.

Indiquer à l'unité de commande qu'une donnée est disponible.

Transmettre la valeur de position mesurée échelonnée.

Calcul de la vitesse mesurée échelonnée.

Indiquer à l'unité de commande qu'une donnée est disponible.

Transmettre la valeur de vitesse mesurée échelonnée.

Calcul de l'accélération mesurée échelonnée.

Indiquer à l'unité de commande qu'une donnée est disponible.

Transmettre la valeur d'accélération mesurée échelonnée.

— Arrêt

c) Mesure.

Figure 6.3. (Suite).

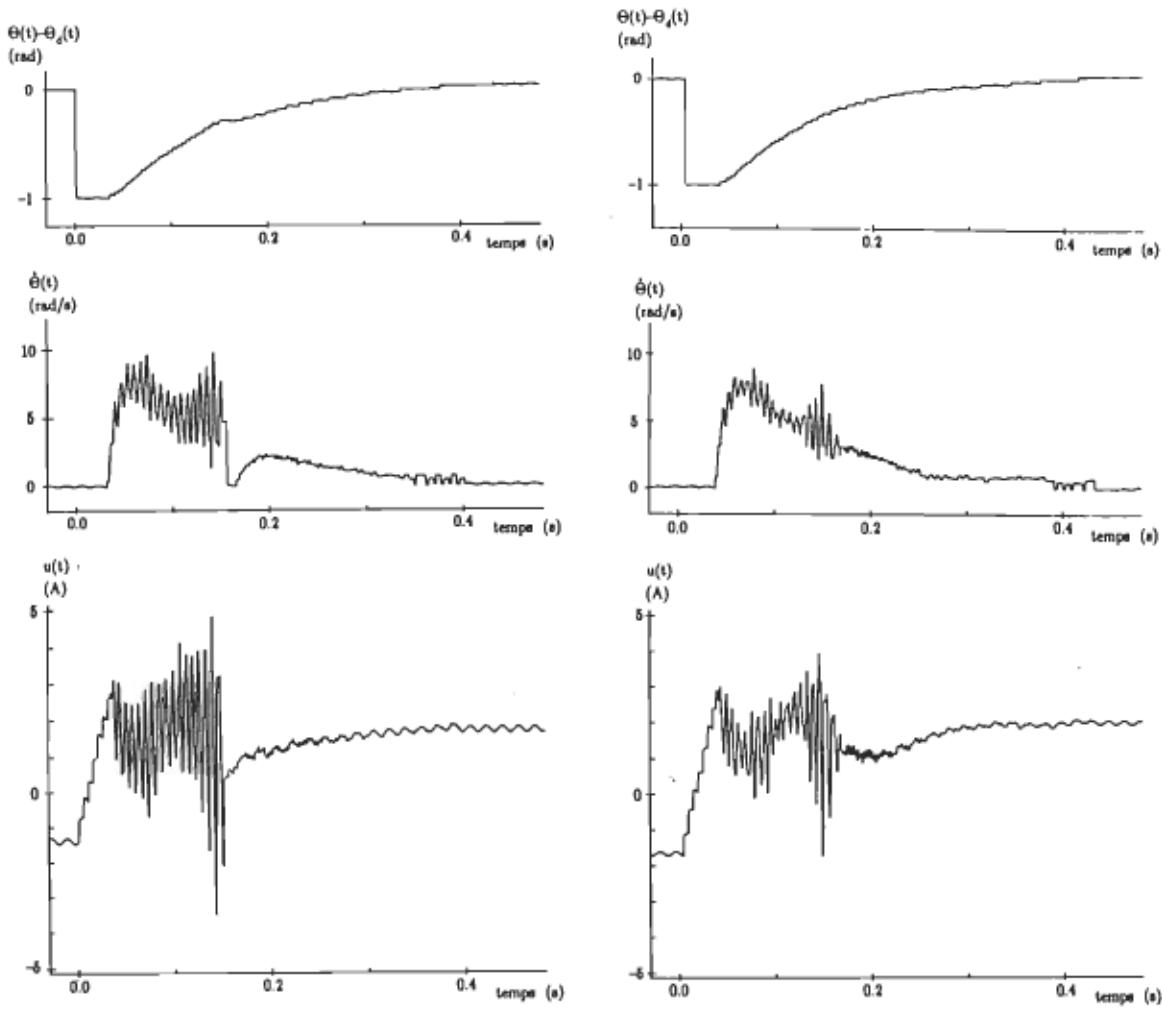
6.4 Résultats expérimentaux : Des essais ont été effectués avec le système pour différentes valeurs de charge et d'échelons de position de référence. Les résultats obtenus sous deux conditions ont été retenus : moteur entraînant deux roues d'inertie (Lab Volt EMS 8915) via le réducteur de vitesse ($J \approx 10^{-4}$ Kg·m²), et moteur

entraînant deux roues d'inertie (Lab Volt EMS 8915) auxquelles sont attachées deux masses de 1.5 Kg (charge balancée) via le réducteur de vitesse ($J \approx 10^{-3}$ Kg·m²). La configuration de la charge est illustrée à l'annexe B.

Les essais du correcteur tel que conçu ont permis d'observer la présence d'oscillations de vitesse importantes causant des vibrations. La cause de ces oscillations peut être multiple : effet des modes non modélisés, effet de la boucle de courant, délai de calcul plus long que simulé, etc. Les observations effectuées ont permis de conclure que l'une des causes principales de ces oscillations seraient l'effet du jeu de l'engrenage (*backlash*). Le jeu de l'engrenage cause un délai supplémentaire entre l'application du signal de commande et l'action effective de celui-ci, la charge pouvant se retrouver "flottante" du point de vue du moteur. L'utilisation d'un gain de convergence élevé dans le correcteur amène une variation rapide du signal de commande qui rend le système très sensible à cette perte de contrôle. Le gain se doit donc d'être diminué pour éliminer ces oscillations. De plus, il a été observé que la moteur présente un couple oscillatoire relativement important (probablement dû aux pôles du moteur) qui est vu comme une perturbation. La variation de la constante de couple et du coefficient de frottement effectif avec le point de fonctionnement ainsi que les non-linéarités du système peuvent aussi contribuer à ces oscillations.

Pour éliminer ces oscillations, le gain du système a donc été diminué à l'aide du module de division (facteur de pondération) illustré à la figure 6.2.

Les résultats obtenus pour un gain de convergence atténué par un facteur de 2 sont illustrés à la figure 6.4. On observe la présence d'un délai important (≈ 40 ms) entre l'application de l'échelon de référence et le déplacement de l'arbre du moteur.



a) Charge: roue d'inertie seulement.

b) Charge: roues d'inertie et masse de 3 Kg.

Figure 6.4. Réponses expérimentales du système à un échelon de référence de 1 rad (gain de convergence atténué par un facteur de 2).

Ce délai est dû au couple de démarrage nécessaire pour combattre le frottement sec de l'entraînement. Le correcteur comprenant un intégrateur, ce délai augmente en importance lorsque le gain de convergence diminue. Suite au démarrage, le système présente la caractéristique dynamique désirée (hormis les oscillations à haute

fréquence) et une erreur nulle ou très faible est obtenue en régime permanent.

Les réponses du système avec charge maximum sont plus souples mais des oscillations importantes sont présentes pour les deux charges. Cette instabilité amène un comportement quelque peu erratique dans le cas de l'inertie minimum et cause des vibrations mécaniques très perceptibles. Le gain doit donc être abaissé de nouveau.

Les résultats obtenus pour un gain réduit par un facteur de 4 sont présentés à la figure 6.5. La durée du délai de mise en route a doublé tel que prévu. De plus, la dynamique désirée est obtenue. L'analyse du plan de phase permet de voir qu'une

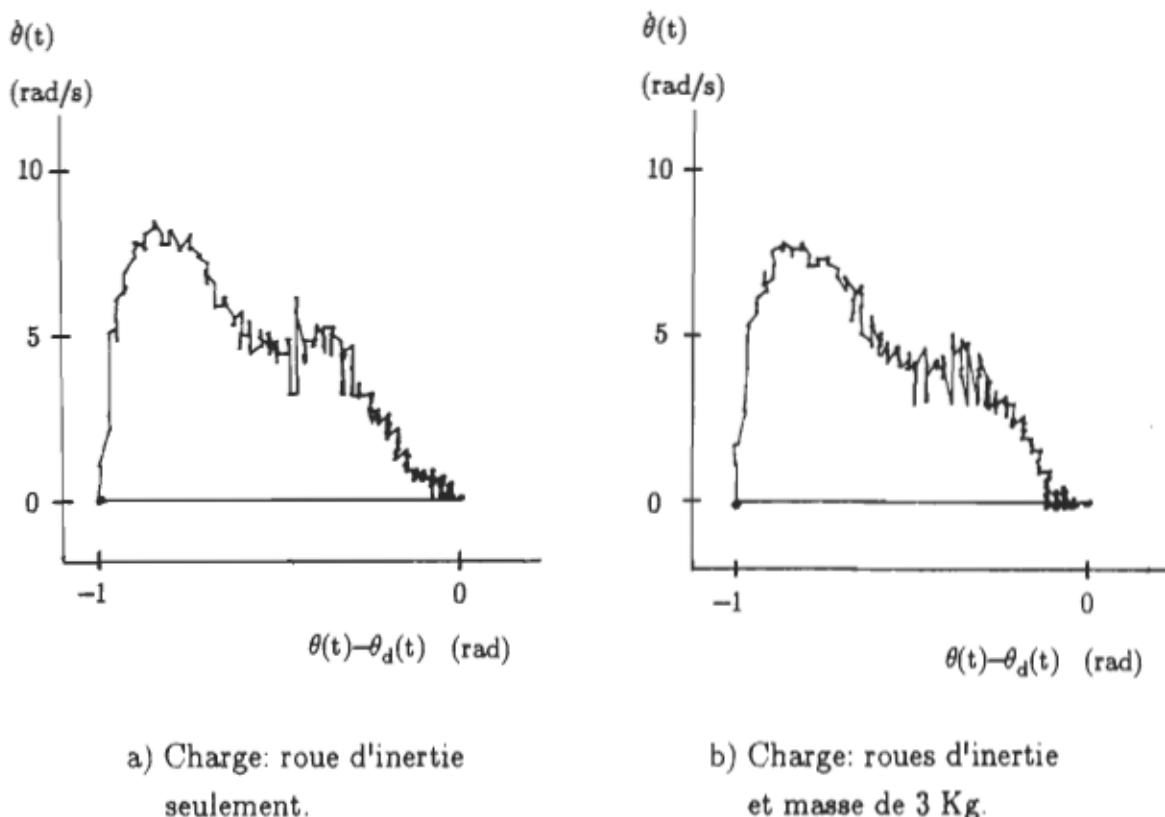
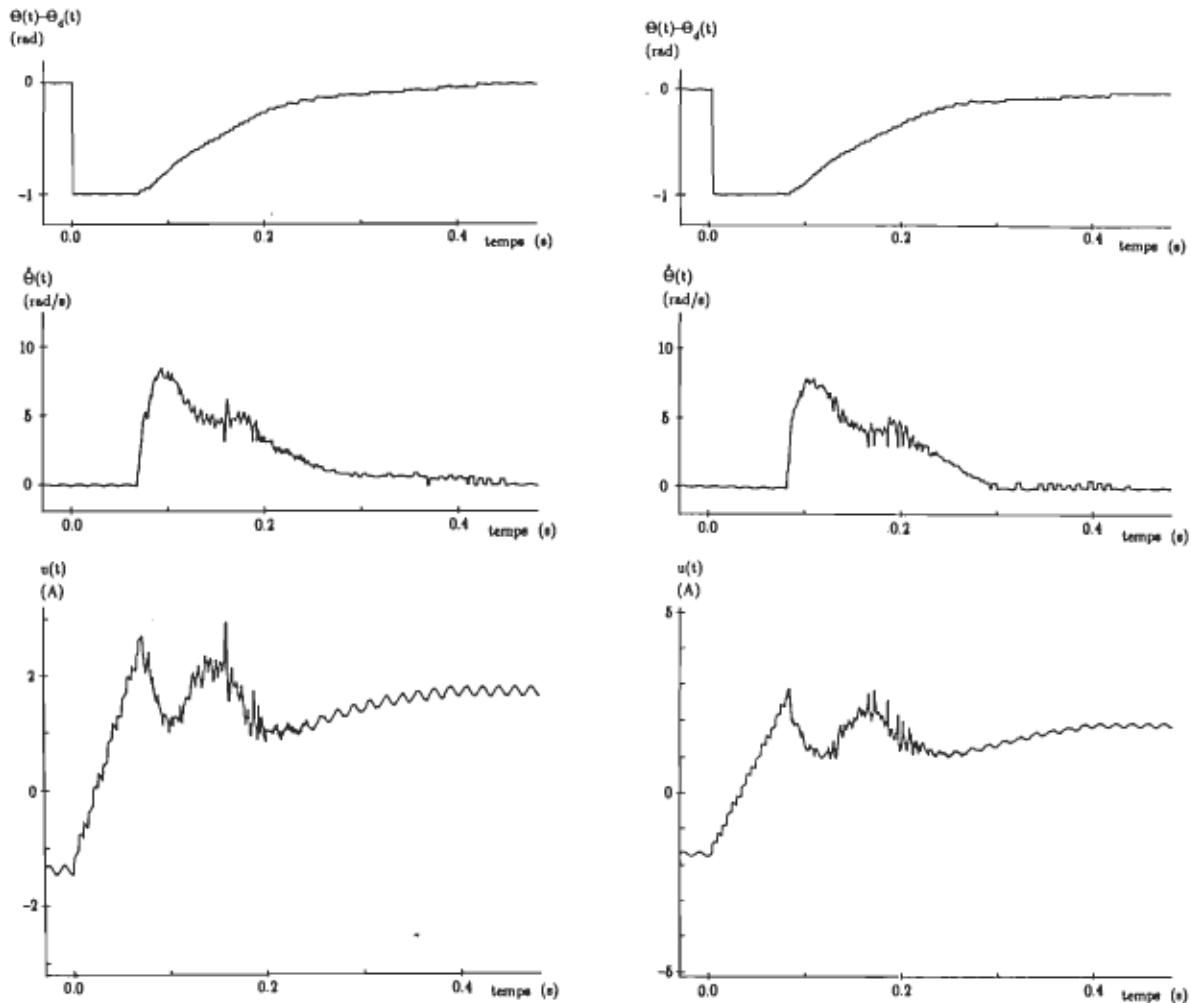


Figure 6.5. Réponses expérimentales du système à un échelon de référence de 1 rad (gain de convergence atténué par un facteur de 4).



a) Charge: roue d'inertie seulement.

b) Charge: roues d'inertie et masse de 3 Kg.

Figure 6.5. (Suite).

erreur est présente en régime permanent. Par contre, le signal de commande est beaucoup plus souple que précédemment et aucune vibration mécanique n'est perceptible. La diminution de l'instabilité de la commande a donc été obtenue au coût d'une diminution de la précision du système.

Il est important de noter que les oscillations de faible amplitude observées sur les courbes du signal de commande (oscillations à 60 Hz) proviennent de l'induction de signaux par le réseau.

On note aussi que les réponses obtenues pour les deux valeurs d'inertie sont très similaires d'où la bonne robustesse du système face aux variations de l'inertie.

Cette valeur de gain sera donc utilisée pour poursuivre les essais.

Les résultats obtenus pour un échelon de référence de position de π rad sont présentés à la figure 6.6. On observe que les réponses sont relativement souples et qu'une légère erreur de position est présente en régime permanent. L'analyse du plan de phase permet de voir que la réponse du système est très près de la réponse du système rapproché (système du premier ordre avec un pôle à 10 rad/s). La dynamique du système est donc telle que désirée. De plus, on remarque encore une fois qu'il y a très peu de différence entre les réponses pour les deux types de charge.

On observe à haute vitesse qu'il y a un délai important entre la variation du signal de commande et la variation de la vitesse. Les observations effectuées et l'analyse des réponses a permis de conclure que ce délai est probablement dû au jeu de l'engrenage. Un délai plus important a été observé pour un échelon d'entrée de 2π rad (en particulier pour la charge maximale), ce qui tend à confirmer cette hypothèse.

Pour visualiser le comportement du système en mode de limitation de la commande, les réponses à un échelon de référence important sont présentées à la figure 6.7. Le mode de tracé des réponses de position et de vitesse est le suivant.

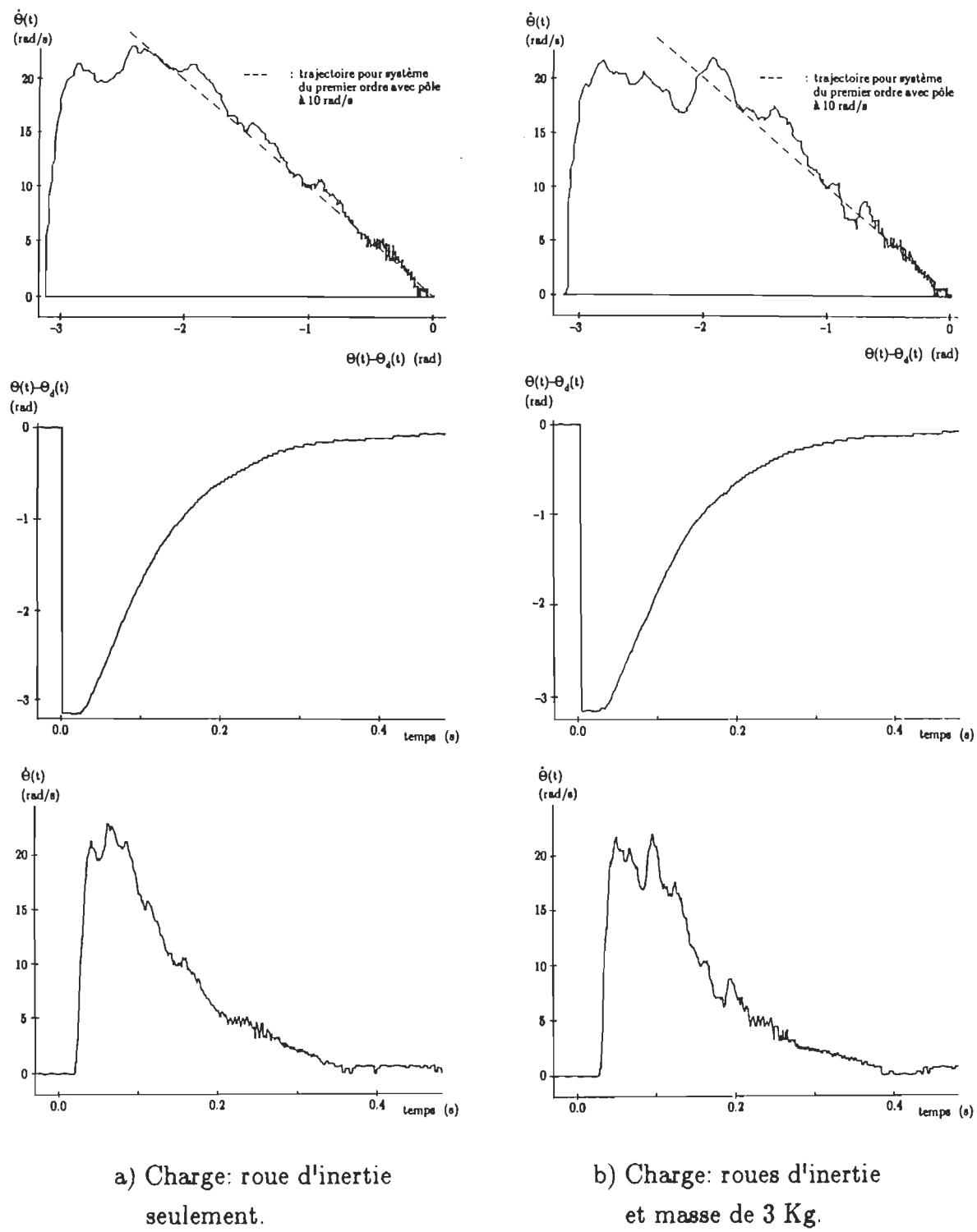


Figure 6.6. Réponses expérimentales du système à un échelon de référence de π rad (gain de convergence atténué par un facteur de 4).

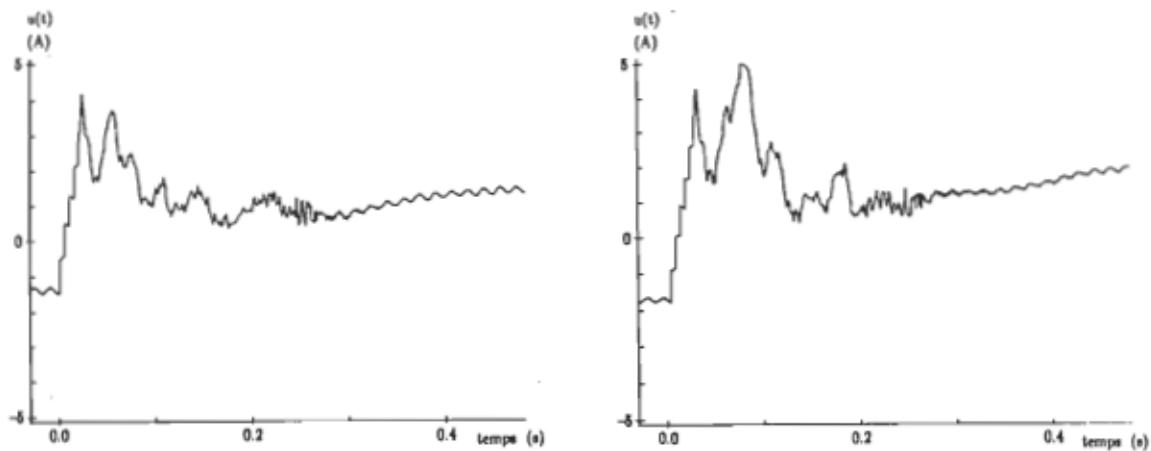


Figure 6.6. (Suite).

Les grandeurs mesurées sont mises en échelle et sont transmises à des convertisseurs N/A. Pour obtenir une bonne résolution de sortie, les mêmes échelles de sortie que pour les résultats précédents ont été conservées. Il y a donc débordement des convertisseurs N/A lorsque ces grandeurs sont grandes, ce qui explique la forme des courbes.

On note sur les deux séries de courbes une chute de la vitesse et ainsi une variation de la pente de la position à un temps d'environ 40–50 ms. Le signal de commande étant constant au cours de cette période, la chute de vitesse doit être causée par un élément mécanique du système. On observe que la chute de vitesse survient après un déplacement d'environ 0.2 tour, soit 5 millièmes de tour après le réducteur. La chute de vitesse pourrait ainsi s'expliquer par un léger glissement des roues d'inertie au démarrage ou par le jeu de l'engrenage : charge initiale faible et apparition d'un couple de perturbation lorsque la charge est entraînée.

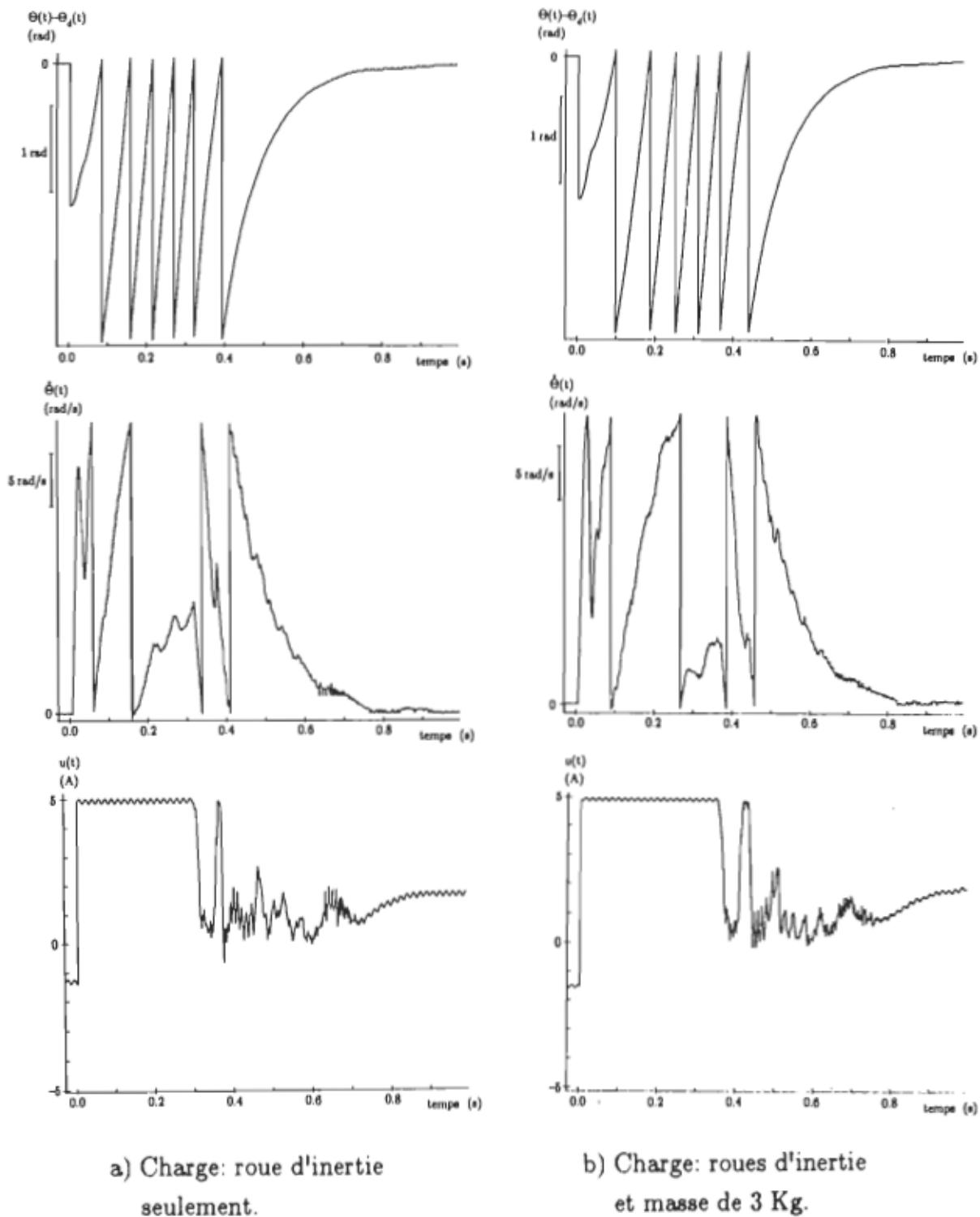


Figure 6.7. Réponses expérimentales du système à un échelon de référence de 40/6 tour (gain de convergence atténué par un facteur de 4).

Le temps passé en mode de limitation du signal de commande est du même ordre de grandeur pour les deux types de charge. Ceci est probablement dû à la présence d'un couple de frottement important qui n'a pas été modélisé (coefficient de frottement plus grand que mesuré, couple de démarrage, etc.). L'augmentation du coefficient de frottement amènerait aussi une diminution de la constante de temps mécanique du système (modification des caractéristiques de stabilité du système), ce qui apporterait une justification supplémentaire à la diminution du gain de convergence.

Suite à la sortie du mode de limitation du signal de commande, le signal de commande diminue pour ensuite réaugmenter suite à une décélération trop rapide du moteur. Ceci peut être expliqué soit par le jeu de l'engrenage, soit par la présence d'un couple de frottement important, ce qui vient appuyer les hypothèses citées précédemment.

Les réponses de position pour les deux types de charge possèdent la dynamique spécifiée à l'approche de la consigne.

6.5 Conclusion : Le correcteur développé au chapitre V a été appliqué à un système réel possédant des imperfections importantes (couple de démarrage important, jeu de l'engrenage, etc.).

Le gain de convergence a dû être diminué afin d'assurer l'applicabilité du correcteur pour le système étudié. Les hypothèses principales justifiant cette diminution du gain sont l'effet du jeu de l'engrenage du réducteur de vitesse et la présence d'un couple de frottement plus important qu'utilisé dans le modèle. L'atténuation du gain du correcteur a été effectuée au coût d'une diminution de la

précision du système. La diminution de la précision du système peut cependant être évitée en raffinant l'intégrateur du correcteur et le mode de limitation du signal de commande.

La diminution du gain du correcteur a permis d'atténuer considérablement les oscillations du signal de commande. Suite à cette modification, le système a présenté le comportement dynamique désiré ainsi qu'un bon comportement en présence de la limitation du signal de commande.

Considérant les imperfections importantes de l'entraînement étudié, le correcteur présente une très bonne performance.

CHAPITRE VII

CONCLUSION

Un système robuste de positionnement d'un moteur à courant continu de faible puissance sujet à des variations de paramètres et du couple de charge a été développé. La théorie de la commande par mode de glissement a été utilisée pour développer le correcteur, un effort particulier ayant été apporté à l'élimination des oscillations associées au réglage par mode de glissement. Deux méthodes ont été considérées pour éliminer ces oscillations : (a) utilisation d'une bande d'adoucissement du signal de commande ; (b) utilisation d'un estimateur de perturbations pour minimiser le terme discontinu de la loi de commande et retrait du terme discontinu de la loi de commande.

7.1 Loi de commande avec bande d'adoucissement : L'utilisation d'une bande d'adoucissement permet de régler le problème d'activité intense du signal de commande à la base en modifiant le terme discontinu de la loi de commande de sorte que la loi de commande soit continue dans le temps. L'action obtenue peut être assimilée à l'ajout d'un filtre passe-bas sur la dynamique de l'erreur du système face à la trajectoire spécifiée.

La forme et la largeur de la bande d'adoucissement affectent les caractéristiques du filtre équivalent et ainsi le domaine d'application du correcteur. De façon générale, la bande d'adoucissement doit avoir une largeur non nulle près de la consigne (origine du plan de phase utilisant les erreurs comme paramètres) afin

d'éliminer les oscillations en régime permanent. De plus, la largeur de bande doit augmenter avec la distance du point représentatif du système par rapport à l'origine du plan de phase de façon à assurer un bon comportement en régime transitoire. Ces deux mesures résultent respectivement en l'apparition d'une erreur en régime permanent et une erreur en régime transitoire (écart sur la dynamique spécifiée). Ainsi, l'élimination des oscillations est obtenue au coût d'une perte de précision en régime dynamique et en régime stationnaire. Cependant, le système obtenu est robuste au regard de la bande d'adoucissement, ce qui permet de quantifier aisément la perte de robustesse du système face aux spécifications.

L'emploi d'une bande d'adoucissement n'augmente que très peu la complexité de l'algorithme de commande et permet d'adoucir efficacement le signal de commande. Par contre, la bande d'adoucissement doit être élargie en présence de l'échantillonnage, de délais, de grandes variations des paramètres du système et du bruit de mesure, et selon l'importance des perturbations à rejeter.

7.2. Loi de commande linéaire robuste incorporant un estimateur de perturbations : L'utilisation d'un estimateur de perturbations pour minimiser le terme discontinu d'une loi de commande conçue à l'aide de la théorie de la commande par mode de glissement permet d'obtenir une loi de commande linéaire et robuste. Cependant, la caractéristique dynamique obtenue est du second ordre et non du premier ordre tel que spécifié au départ.

Le correcteur possède plusieurs avantages. La conception et l'implantation du correcteur sont très simples. Le système offre une bonne robustesse en présence de variations de l'inertie, du gain du système et de la période d'échantillonnage et en présence de perturbations du couple de charge, du bruit de mesure et de la

limitation du signal de commande. Le correcteur possédant une caractéristique intégrateur, une erreur de position nulle est obtenue en régime permanent. De plus, la caractéristique de robustesse du système en présence de la variation de la période d'échantillonnage peut être mise à profit pour diminuer la valeur de la vitesse minimale pouvant être mesurée et ainsi diminuer l'effet de la perte de la mesure de la vitesse.

Par contre, la mesure de l'accélération est nécessaire pour assurer le bon fonctionnement du correcteur.

Ce correcteur a été appliqué à un système réel possédant des imperfections importantes (couple de démarrage important, jeu de l'engrenage, etc.). Après avoir modifié le gain du correcteur, des résultats expérimentaux démontrant la robustesse du correcteur ont été obtenus. La diminution du gain du correcteur peut être justifiée par la présence des modes non modélisés et de non-linéarités, et par l'écart entre les paramètres du modèle et les paramètres réels du système qui affecte les caractéristiques de stabilité. Il est important de noter qu'aucun filtre n'est utilisé par l'estimateur de perturbations.

7.3 Domaine d'application et développements futurs : Les correcteurs développés sont destinés à la commande de procédés sujets à des variations de paramètres et à des perturbations (manipulateurs en robotique par exemple). Néanmoins, la loi de commande utilisant une bande d'adoucissement requiert l'utilisation d'une unité de calcul rapide pour assurer une élimination efficace des oscillations du signal de commande avec les systèmes rapides. De plus, la loi de commande linéaire requiert d'accéder à la mesure de la dérivée d'ordre supérieur de la grandeur à régler. Ceci limite la gamme des applications des correcteurs.

Les travaux peuvent être aisément étendus à la commande de systèmes en mode de poursuite (considérer les dérivées de la grandeur de consigne). De plus, l'étude peut être poursuivie pour traiter les systèmes d'ordre élevé, pour déterminer de façon plus efficace la largeur de la bande d'adoucissement et pour voir la possibilité d'effectuer la commande du courant à même le correcteur de position.

BIBLIOGRAPHIE

- Aksenenko, V. S. , & Dolgozviag, V. A. *Indirect Method of Sliding Regime Forming in Variable Structure Systems (VSS)*. Proceedings of the IFAC 6th World Congress, 1975, A11—A18.
- Ambrosino, G., Celentano, G., & Garofalo, F. *Variable Structure Model Reference Adaptive Control System*. Int. J. Control, 1984, Vol. 39, No. 6, 1339—1349.
- Åström, K.J. *Adaptive Feedback Control*. Proceedings of the IEEE, 1987, Vol. 75, No. 2, 185—217.
- Åström, K.J., & Wittenmark, B. Computer Controlled Systems - Theory and Design. Prentice-Hall Information and System Sciences Series, Englewood Cliffs, N.J., Etats-Unis : Prentice-Hall, Inc., 1984.
- Bose, B.K. *Sliding Mode Control of Induction Motor*. IAS-85 Annual Meeting Conference Record, 1985, 479—486.
- Bühler, H. Réglage par mode de glissement. Lausanne : Presses polytechniques romandes, 1986.
- Burton, J. A., & Zinober, A.S.I. *Continuous Approximation of Variable Structure Control*. Int. J. Systems SCI, 1986, Vol. 17, No. 6, 875—885.
- Dote, Y. *Application of Modern Control Techniques to Motor Control*.

- Proceedings of the IEEE, 1988, Vol. 76, No. 4, 438-454.
- Hached, M., Madani-Esehani, S. M., & Zak, S. H. *Stabilization of Uncertain Systems Subject to Hard Bounds on Control With Application to a Robot Manipulator*. IEEE Journal of Robotics and Automation, 1988, Vol. 4, No. 3, 310-323.
- Harashima, F., Hashimoto, H., & Kondo, S. *MOSFET Converter-Ped Position Servo System with Sliding Mode Control*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1985, Vol. IE-32, No. 3, 238-244.
- Hashimoto, H., Yamamoto, H., Yanagisawa, S., & Harashima, F. *Brushless Servo Motor Control Using Variable Structure Approach*. IEEE Trans. on Industry Applications, 1988, Vol. 24, No. 1, 160-170.
- Hsia, T.C. Steve *A New Technique for Robust Control of Servo Systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1989, Vol. 36, No. 1, 1-7.
- Isermann, R. *Parameter Adaptative Control Algorithms - A Tutorial*. Automatica, 1982, Vol. 18, No. 5, 513-528.
- Itkis, U. *Control Systems of Variable Structure*. Israel : Israel Universities Press, 1976.
- Koivo, A.J., & Guo, T.-H. *Adaptive linear Controller for Robotic Manipulators*. IEEE Transactions on Automatic Control, 1983, Vol. AC-28, No. 2, 162-171.
- Lin, Shih-Chang, & Tsai, Song-Jau *A Microprocessor-Based Incremental Servo*

- System with Variable Structure.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1984, Vol. IE-31, No. 4, 313-316.
- Luh, J.Y.S. *Conventional Controller Design for Industrial Robots - A Tutorial.* IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 1983, Vol. SMC-13, No. 3, 298-316.
- Luh, J.Y.S., Walker, M.W., & Paul, R.P.C. *Resolved-Acceleration Control of Mechanical Manipulators.* IEEE Transactions on Automatic Control, 1980, Vol. AC-25, No. 3, 468-474.
- MC68HC11A8 Advanced Information HCMOS Single-Chip Microcontroller.
Motorola Inc., ADI1207R2, 1988.
- MC68HC11EVM Evaluation Module Users Manual. 5ième édition, Motorola Inc., M68HC11EVM/AD5, 1988.
- Milosavljević, Č. *General Conditions for the Existence of Quasisliding Mode on the Switching Hyperplane in Discrete Variable Structure Systems.* Automat. Remote Contr., 1985, Vol. 46, 307-314.
- Morgan, R.G., & Özgüner, U. *A Decentralized Variable Structure Control Algorithm for Robotics Manipulators.* IEEE Journal of Robotics and Automation, 1985, Vol. RA-1, No. 1, 57-65.
- Naitoh, H., & Tadakuma, S. *Microprocessor-Based Adjustable-Speed DC Motor Drives Using Model Reference Adaptive Control.* IEEE Transactions on Industry Applications, 1987, Vol. IA-23, No. 2, 313-318.
- Namuduri, C., & Sen, P.C. *A Servo-Control System Using a Self-Controlled*

Synchronous Motor (SCSM) with Sliding Mode Controller. IEEE Transactions on Industry Applications, 1987, Vol. IA-23, No. 2, 283-295.

Normes de présentation des travaux de recherche dans les programmes d'études avancées. Université du Québec à Trois-Rivières, 1983.

Ohishi, K., Nakao, M., Ohnishi, K. & Miyachi, K. *Microprocessor-Controlled DC Motor for Load-Insensitive Position Servo System.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1987, Vol. IE-34, No. 1, 44-49.

Ohishi, K., Ohnishi, K., Hotta, M., & Taniguchi, K. *Linear Adaptive Position Control System of Brushless DC Servo Motor.* PESC'88 Record, 1988, 191-198.

Ohmae, T., Matsuda, T., Kamiyama, K. & Tachikawa, M. *A Microprocessor-Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1982, Vol. IE-29, No. 3, 207-211.

Sabanovic, A., Benitez, R., Hashimoto, H., & Harashima, F. *VSS Control to DC Drives Control.* PESC'88 Record, 1988, 235-242.

Sarpturk, S. Z., Istefanopoulos, Y. & Kaynak, O. *On the Stability of Discrete-Time Sliding Mode Control Systems.* IEEE Transactions on Automatic Control, 1987, Vol. AC-32, No. 10, 930-932.

Sicard, P. Système de commande de position – Rapport technique. Rapport interne non-publié, Département d'ingénierie, Université du Québec à Trois-Rivières, 1989.

Sicard, P., Al-Haddad, K. & Dubé, Y. *DC Motor Position Control Using Sliding Mode and Disturbance Estimator.* PESC'89 Record, 1989, 431–437. (a)

Sicard, P., Al-Haddad, K. & Rajagopalan, V. *Sliding Mode Control of a DC Servomotor Using a Microprocessor – Chattering Elimination.* Sera publié dans le recueil de conférence de EPE'89, 1989. (b)

Slotine, J.-J. E. *Tracking Control of Nonlinear System Using Sliding Surfaces.* Thèse (Ph.D.) non-publiée, Massachusetts Institute of Technology, 1983.

Slotine, J.-J. E. *Sliding Controller Design for Non-Linear Systems.* Int. J. Control, 1984, Vol. 40, No. 2, 421–434.

Slotine, J.-J. E. *The robust Control of Robot Manipulators.* The International Journal of Robotics Research, 1985, Vol. 4, No. 2, 49–64.

Slotine, J.-J., & Sastry, S.S. *Tracking Control of Non-Linear Systems Using Sliding Surfaces, with Application to Robot Manipulators.* Int. J. Control, 1983, Vol. 38, No. 2, 465–492.

Tourassis, V.D., & Neuman, C.P. *Robust Nonlinear Feedback Control for Robotic Manipulators.* IEE Proceedings, 1985, Vol. 132, Pt. D, No. 4, 134–143.

Utkin, V. I. *Variable Structure Systems with Sliding Modes.* IEEE Transactions on Automatic Control, 1977, Vol. AC-22, No. 2, 212–222.

Utkin, V. I. *Sliding Modes and their Application in Variable Structure Systems.* Moscou : MIR Publishers, 1978. (Traduction du russe, édition

- 1974).
- Utkin, V. I. *Variable Structure Systems : Present and Future.* Auto. Remote Contr., 1984, Vol. 44, 1105–1120.
- White, B. A. & Silson, P. M. *Reachability in Variable Structure Control Systems.* IEE Proceedings, 1984, Vol. 131, Pt. D, No. 3, 85–91.
- Wvong, M. D., & Ji, Xiao-da *Discrete Variable-Structure Speed Controller for a DC Motor with a Current Observer.* Congrès canadien en génie électrique et informatique, 1988, 339–342.
- Yeung, Kay S., & Chen, Yon P. *A New Controller Design for Manipulators Using the Theory of Variable Structure Systems.* IEEE Transactions on Automatic Control, 1988, Vol. AC-33, No. 2, 200–206.
- Young, K.-K. *Controller Design for a Manipulator Using Theory of Variable Structure Systems.* IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 1978, Vol. SMC-8, No. 2, 101–109. (a)
- Young, Kar-Keung D. *Design of Variable Structure Model-Following Control Systems.* IEEE Transactions on Automatic Control, 1978, Vol. AC-23, No. 6, 1079–1085. (b)
- Young, Kar-Keung D., & Kwatny, Harry G. *Variable Structure Servomechanism Design and Applications to Overspeed Protection Control.* Automatica, 1982, Vol. 18, No 4, 385–400.
- Zhang, J. and Barton, T. H. *Optimal Sliding Mode Control of Asynchronous*

Machine Speed with State Feedback. Conference Record of 1988 IEEE IAS Annual Meeting, 1988, 328-336.

Zinober, A.S.I., El-Ghazawi, O.M.E. and Billings, S.A. *Multivariable Variable-Structure Adaptive Model-Following Control Systems.* IEE Proc., 1982, Vol. 129, Pt. D, No.1, 6-12.

ANNEXE A

Démonstration des conditions de glissement et de convergence pour les systèmes échantillonnés

Pour un système échantillonné, la condition assurant que les trajectoires convergent vers la surface de glissement et assurant que les oscillations le long de cette surface sont d'amplitude non croissante est la suivante :

$$[a.1] \quad |s(X;k+1)| \leq |s(X;k)|$$

Les deux conditions suivantes (glissement [a.2] et convergence [a.3]) sont équivalentes à [a.1] :

$$[a.2] \quad [s(X;k+1) - s(X;k)] \cdot \text{sign}(s(X;k)) < 0$$

$$[a.3] \quad [s(X;k+1) + s(X;k)] \cdot \text{sign}(s(X;k)) \geq 0$$

Preuve :

Reformulons [a.2] et [a.3] de façon à mettre en évidence le terme en $s(X;k)$:

$$[a.4] \quad s(X;k+1) \cdot \text{sign}(s(X;k)) < |s(X;k)|$$

$$[a.5] \quad s(X;k+1) \cdot \text{sign}(s(X;k)) \geq -|s(X;k)|$$

De [a.4] et [a.5], nous obtenons :

$$[a.6] \quad -|s(X;k)| \leq s(X;k+1) \cdot \text{sign}(s(X;k)) < |s(X;k)|$$

De [a.6], nous tirons la condition simple suivante :

$$|s(X;k+1)| \leq |s(X;k)|$$

soit la condition globale de glissement suffisante et nécessaire pour les systèmes

échantillonnés [a.1].

ANNEXE B

Paramètres des éléments mécaniques et équations de la charge

B.1 Moteur : RAE Corporation No. 241851.1 S.503

Alimentation: 12 V_{c-c}

Courant nominal: 4 A

Vitesse nominale: 1490 trs/min

Couple: 24.5 po-oz

Paramètres mesurés :

$$R_a = 1.2 \Omega$$

$$L_a = 1.67 \text{ mH}$$

$$B = 6.33 \cdot 10^{-4} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$$

$$J_0 = 6.0 \cdot 10^{-5} \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$$

$J = J_d = 1.0 \cdot 10^{-4} \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$ avec réducteur et disque sans poids

$$K_t = K_e = 0.054 \text{ N} \cdot \text{m/A} \quad (\text{V} \cdot \text{s})$$

B.2 Réducteur de vitesse :

BOSTON GEAR No. 309A-40-A Modèle # 001 IA

Rapport de transformation: 40:1 (KG = 40)

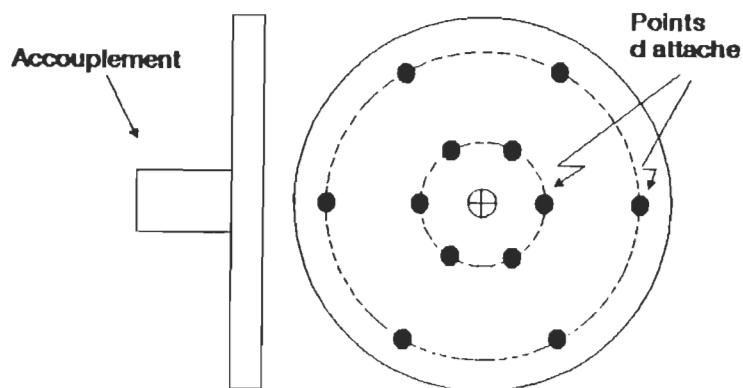
Vitesse d'entrée maximale: 1750 trs/min

Couple d'entrée: 0.07 Hp

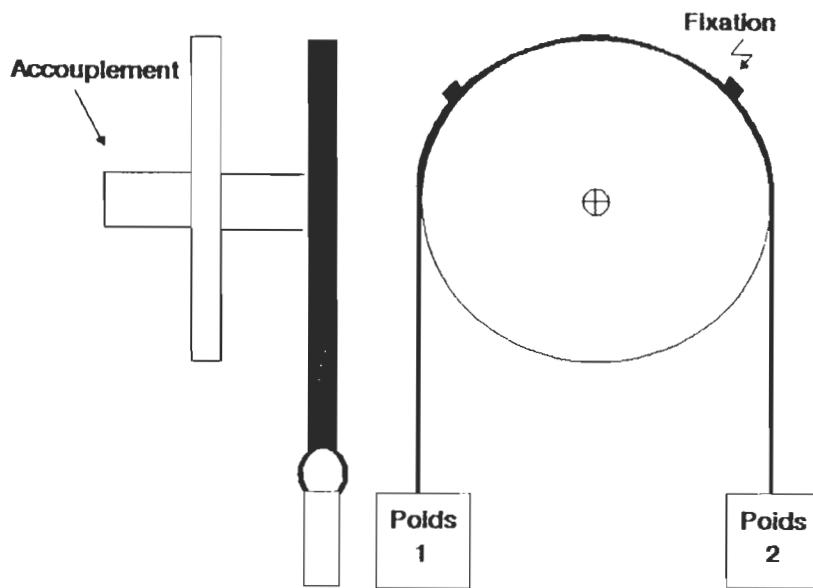
Couple de sortie: 31 lb-po

B.3 Charge : Deux types de charge sont utilisés.

La première charge est constituée d'un disque de 30 cm de diamètre sur lequel sont fixés des poids. Le disque est fixé à la sortie du réducteur de vitesse.
Configuration du disque:



La seconde charge est constituée de deux roues d'inertie (Lab Volt, EMS 8915; diamètre = 23 cm) dont l'inertie est variée par l'ajout de masses suspendues à une bande métallique flexible. Cette charge est fixée à la sortie du réducteur de vitesse.
Configuration de la charge:



B.4 Equations de la charge vue par le moteur :

Friction :

$$B_t = B + B_\delta$$

où: B_t : friction totale

B : friction mesurée

B_δ : composantes non modélisées.

Inertie :

Configuration "disque" :

$$J = J_d + \sum_{i=1}^N \frac{m_i \cdot l_i^2}{KG}$$

où: J : inertie totale

J_d : inertie du moteur avec disque sans charge

N : nombre de poids fixés au disque

m_i : masse du poids i

l_i : distance entre le centre du disque et le centre de gravité du poids i

KG : rapport de transformation du réducteur de vitesse

Configuration "roues d'inertie" :

$$J = J_r + \frac{m_1+m_2}{KG} \cdot r^2$$

où: J : inertie totale

J_r : inertie du moteur avec les 2 roues d'inertie

m_1 et m_2 : masses

r : rayon de la roue d'inertie

KG : rapport de transformation du réducteur de vitesse

Couple :

Configuration "disque" :

$$T = T_\delta - \sum_{j=1}^K \sum_{i=1}^{N_j} \frac{m_{ij} \cdot l_{ij}}{KG} \cdot \cos(\theta_0 + 2\pi(j-1)/K)$$

où: T : couple total

T_δ : couples non modélisés

K : nombre d'axes sur lesquels des poids peuvent être fixés (les axes sont supposés définis par un pas angulaire constant)

N_j : nombre de poids sur l'axe de positionnement j

m_{ij} : masse du poids i sur l'axe j

l_{ij} : distance entre le centre du disque et le centre de gravité de la masse m_{ij}

θ_0 : angle relatif de l'axe de référence ($j=1$) par rapport à l'horizontale. Cet angle est mesuré à la sortie du réducteur de vitesse.

KG : rapport de transformation du réducteur de vitesse

Configuration "roues d'inertie" :

$$T = T_\delta + \frac{m_1 - m_2}{KG} \cdot r$$

où: T : couple total

T_δ : couples non modélisés

m_1 et m_2 : masses

r : rayon de la roue d'inertie

KG : rapport de transformation du réducteur de vitesse

ANNEXE C

Fiches techniques du codeur optique incrémental

Numéro du codeur utilisé : HEDS-6010

Features

- 1000 CYCLES/REVOLUTION STANDARD
- OTHER RESOLUTIONS AVAILABLE
- QUICK ASSEMBLY
- 0.25 mm (.010 INCHES) END PLAY ALLOWANCE
- TTL COMPATIBLE DIGITAL OUTPUT
- SINGLE 5V SUPPLY
- -20° TO 85° C OPERATING RANGE
- SOLID STATE RELIABILITY
- INDEX PULSE AVAILABLE

Description

The HEDS-6000 series is a high resolution incremental optical encoder kit emphasizing ease of assembly and reliability. The 56 mm diameter package consists of 3 parts: the encoder body, a metal code wheel, and emitter end plate. An LED source and lens transmit collimated light from the emitter module through a precision metal code wheel and phase plate into a bifurcated detector lens.

The light is focused onto pairs of closely spaced integrated detectors which output two square wave signals in quadrature and an optional index pulse. Collimated light and a custom photodetector configuration increase long life reliability by reducing sensitivity to shaft end play, shaft eccentricity and LED degradation. The outputs and the 5V supply input of the HEDS-6000 are accessed through a 10 pin connector mounted on a .6 metre ribbon cable.

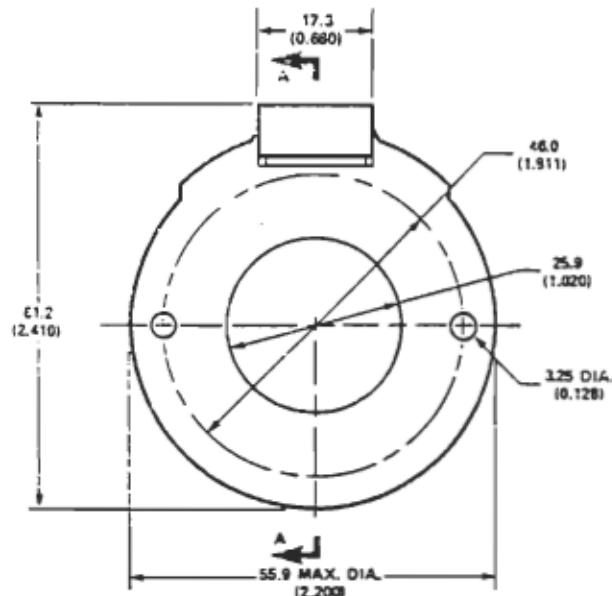
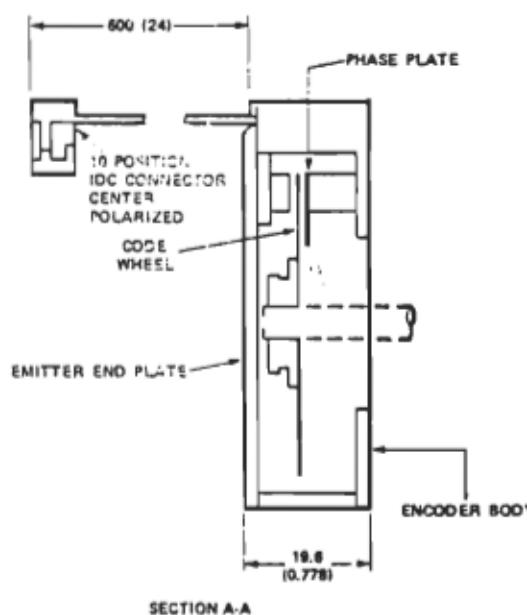


A standard selection of shaft sizes is available and resolutions between 200 and 1000 cycles per revolution are available as options. The part number for the standard 2 channel kit is HEDS-6000, while that for the 3 channel device, with index pulse, is HEDS-6010. See Ordering Information for more details.

Applications

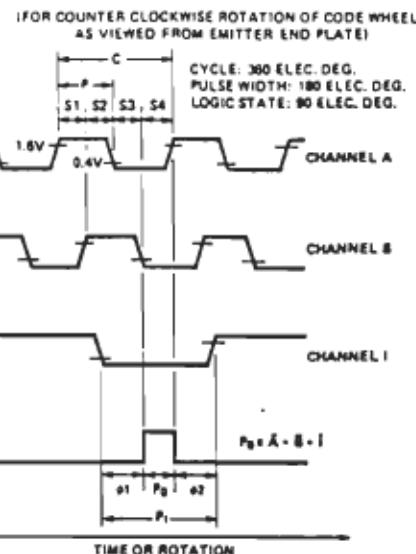
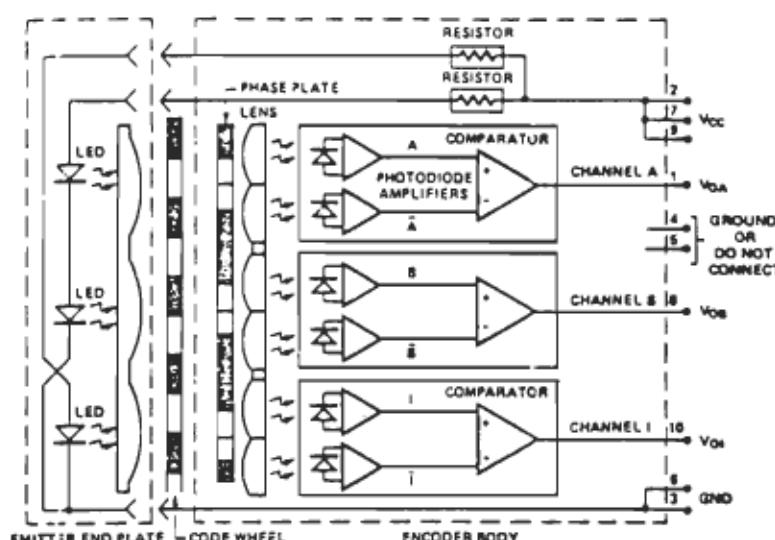
Printers, Plotters, Tape Drives, Positioning Tables, Automatic Handlers, Robots, and any other servo loop where a small high performance encoder is required.

Outline Drawing



Block Diagram and Output Waveforms

141



Theory of Operation

The incremental shaft encoder operates by translating the rotation of a shaft into interruptions of a light beam which are then output as electrical pulses.

In the HEDS-6XXX the light source is a Light Emitting Diode collimated by a molded lens into a parallel beam of light. The Emitter End Plate contains two or three similar light sources, one for each channel.

The standard Code Wheel is a metal disc which has 1000 equally spaced slits around its circumference. An aperture with a matching pattern is positioned on the stationary phase plate. The light beam is transmitted only when the slits in the code wheel and the aperture line up; therefore, during a complete shaft revolution, there will be 1000 alternating light and dark periods. A molded lens beneath the phase plate aperture collects the modulated light into a silicon detector.

The Encoder Body contains the phase plate and the detection elements for two or three channels. Each channel consists of an integrated circuit with two photodiodes and amplifiers, a comparator, and output circuitry.

The apertures for the two photodiodes are positioned so that a light period on one detector corresponds to a dark period on the other. The photodiode signals are amplified and fed to the comparator whose output changes state when the difference of the two photo currents changes sign ("Push-Pull"). The second channel has a similar configuration but the location of its aperture pair provides an output which is in quadrature to the first channel (phase difference of 90°). Direction of rotation is determined by observing which of the channels is the leading waveform. The outputs are TTL logic level signals.

The optional index channel is similar in optical and electrical configuration to the A,B channels previously described. An index pulse of typically 1 cycle width is generated for each rotation of the code wheel. Using the recommended logic interface, a unique logic state (P_0) can be identified if such accuracy is required.

The three part kit is assembled by attaching the Encoder Body to the mounting surface using two screws. The Code Wheel is set to the correct gap and secured to the shaft. Snapping the cover (Emitter End Plate) on the body completes the assembly. The only adjustment necessary is the encoder centering relative to the shaft, to optimize quadrature and optional index pulse output.

Index Pulse Considerations

The motion sensing application and encoder interface circuitry will determine the need for relating the index pulse to the main data tracks. A unique shaft position is identified by using the index pulse output only or by logically relating the index pulse to the A and B data channels. The HEDS-6010 index pulse can be uniquely related with the A and B data tracks in a variety of ways providing maximum flexibility. Statewidth, pulse width or edge transitions can be used. The index pulse position, with respect to the main data channels, is easily adjusted during the assembly process and is illustrated in the assembly procedures.

Definitions

Electrical degrees:

1 shaft rotation = 360 angular degrees
= 1000 cycles

1 cycle = 360 electrical degrees

Position Error:

The angular difference between the actual shaft position and its position as calculated by counting the encoder's cycles.

Cycle Error:

An indication of cycle uniformity. The difference between an observed shaft angle which gives rise to one electrical cycle, and the nominal angular increment of 1/1000 of a revolution.

Phase:

The angle between the center of Pulse A and the center of Pulse B.

Index Phase:

For counter clockwise rotation as illustrated above, the Index Phase is defined as:

$$\Phi_I = \frac{(\phi_1 - \phi_2)}{2}$$

ϕ_1 is the angle, in electrical degrees, between the falling edge of I and falling edge of B. ϕ_2 is the angle, in electrical degrees, between the rising edge of A and the rising edge of I.

Index Phase Error:

The Index Phase Error ($\Delta\Phi_I$) describes the change in the Index Pulse position after assembly with respect to the A and B channels over the recommended operating conditions.

Absolute Maximum Ratings

142

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units	Notes
Storage Temperature	T _S	-55	100	°Celsius	
Operating Temperature	T _A	-55	85	°Celsius	See Note 1
Vibration			20	g	See Note 1
Shaft Axial Play			.58 (23)	mm (inch/1000) TIR	
Shaft Eccentricity Plus Radial Play			.25 (10)	mm (inch/1000) TIR	Movement should be limited even under shock conditions.
Supply Voltage	V _{CC}	-0.5	7	Volts	
Output Voltage	V _O	-0.5	V _{CC}	Volts	
Output Current	I _O	-1	15	mA	
Velocity			12,000	R.P.M.	
Acceleration	a		250,000	Rad. Sec ⁻²	

Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units	Notes
Temperature	T	-20	85	°Celsius	Non-condensing atmos.
Supply Voltage	V _{CC}	4.5	5.5	Volt	Ripple < 100mV _{p-p}
Code Wheel Gap			1.1 (45)	mm (inch/1000)	Nominal gap = 0.76 mm (.030 in.) when shaft is at minimum gap position.
Shaft Perpendicularity Plus Axial Play			0.25 (10)	mm (inch/1000) TIR	
Shaft Eccentricity Plus Radial Play			0.04 (1.5)	mm (inch/1000) TIR	10 mm (0.4 in.ch) from mounting surface.
Load Capacitance	C _L		100	pF	

Encoding Characteristics

The specifications below apply within the recommended operating conditions and reflect performance at 1000 cycles per revolution (N = 1000).

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Notes : See Definitions
Position Error	Δθ		7	18	Minutes of Arc	1 Cycle = 21.6 Minutes See Figure 5.
Cycle Error	ΔC		3	5.5	Electrical deg.	
Max. Count Frequency	f _{MAX}	130,000	200,000		Hertz	f = Velocity (RPM) x N/60
Pulse Width Error	ΔP		12		Electrical deg.	T = 25°C, f = 8 KHz See Note 2
Phase Sensitivity to Eccentricity			227 (5.5)		Elec. deg./mm Elec. deg./mil	mil = inch/1000
Phase Sensitivity to Axial Play			20 (5)		Elec. deg./mm Elec. deg./mil	mil = inch/1000
Logic State Width Error	ΔS		25		Electrical deg.	T = 25°C, f = 8 KHz See Note 2
Index Pulse Width	P _I		360		Electrical deg.	T = 25°C, f = 8 KHz See Note 3
Index Phase Error	ΔΦ _I		0	17	Electrical deg.	See Notes 4, 5
Index Pulse Adjustment Range			±165		Electrical deg.	

Mechanical Characteristics

143

Parameter	Symbol	Dimension	Tolerance	Units	Notes
Outline Dimensions		See Mech. Dwg.			
Code Wheel Available to Fit the Following Standard Shaft Diameters		4 6 8 3/16 1/4 5/16	.000 -.015 +.0000 -.0007	mm inches	
Moment of Inertia	J	7.7 · 110 x 10 ⁻⁶		gcm ² · oz-in-s ²	
Required Shaft Length		15.9 +0.625	±0.6 (±.024)	mm · inches	See Figure 10. Shaft at minimum length position.
Bolt Circle		46.0 +1.811	±0.13 ±.005	mm · inches	See Figure 10.
Mounting Screw Size		2.5 x 0.45 x 5 OR #2-56 x 3/16 Pan Head		mm inches	

Electrical Characteristics

When operating within the recommended operating range.

Electrical Characteristics over Recommended Operating Range (Typical at 25°C).

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Notes
Supply Current	I _{CC}		21	40	mA	HEDS-6000 : 2 Channel
			36	60		HEDS-6010 : 3 Channel
High Level Output Voltage	V _{OH}	2.4			V	I _{OH} = -40μA Max.
Low Level Output Voltage	V _{OL}			0.4	V	I _{OL} = 1.6 mA
Rise Time	t _r		0.5		μs	C _L = 25 pF, R _L = 11K
Fall Time	t _f		0.2		μs	C _L = 25 pF, R _L = 11K
Cable Capacitance	C _{CO}		12		pF/meter	Output Lead to Ground

NOTES:

- The structural parts of the HEDS-6000 have been successfully tested to 20g. In a high vibration environment use is limited at low frequencies (high displacement) by cable fatigue and at high frequencies by code wheel resonances. Resonant frequency depends on code wheel material and number of counts per revolution. For temperatures below -20°C the ribbon cable becomes brittle and sensitive to displacements. Consult factory for further information. See Application Note 1011.
- In a properly assembled lot 99% of the units, when run at 25°C and 8 KHz, should exhibit a pulse width error less than 32 electrical degrees, and a state width error less than 40 electrical degrees. To calculate errors at other speeds and temperatures refer to Figures 1 and 2. To determine the total pulse width or state width errors add the value specified under encoding characteristics or in this note to the change in ΔP or ΔS as specified in Figures 1 and 2.
- In a properly assembled lot, 99% of the units when run at 25°C and 8 KHz should exhibit an index pulse width greater than 295 electrical degrees and less than 425 electrical degrees. To calculate index pulse widths at other speeds and temperatures refer to Figures 3 and 4. To determine the total index pulse width add the values specified under encoding characteristics or in this note to the change in P₀ as specified in Figures 3 or 4.
- Index phase is adjusted at assembly. Index phase error is the maximum change in index phase expected over the full temperature range and up to 50 KHz, after assembly adjustment of the index pulse position has been made.
- The index phase error specification (ΔP₀) indicates the expected shift in index pulse position with respect to channels A and B over the range of recommended operating conditions. When the index pulse is centered on the low-low states of channels A and B as shown on page 2, a unique P₀ state can be defined once per revolution within the recommended operating conditions. Figure 6 shows how P₀ can be derived from channel A, B, and I outputs.

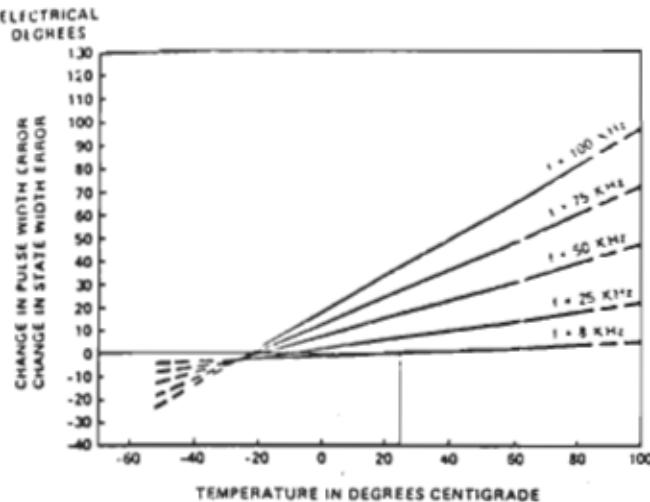


Figure 1. Typical Change in Pulse Width Error or in State Width Error due to Speed and Temperature

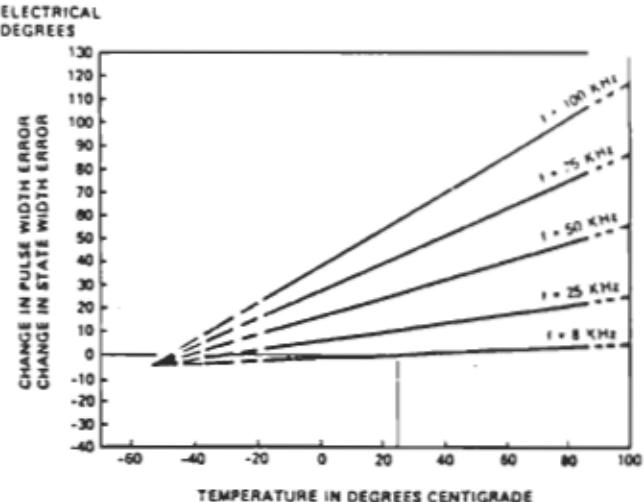


Figure 2. Maximum Change in Pulse Width Error or in State Width Error Due to Speed and Temperature

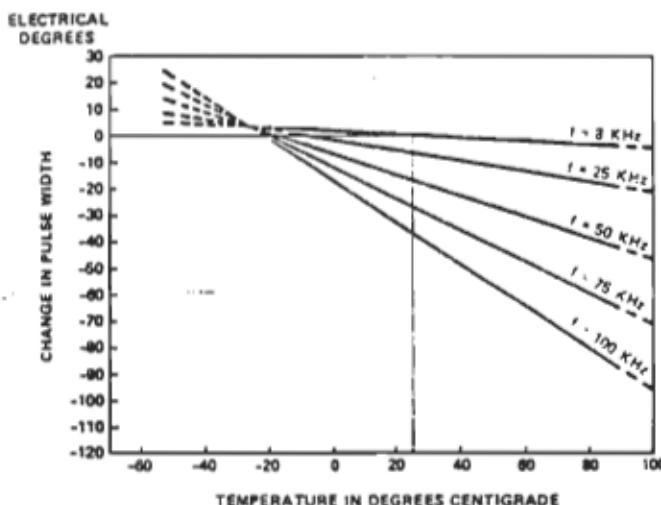


Figure 3. Typical Change in Index Pulse Width Due to Speed and Temperature

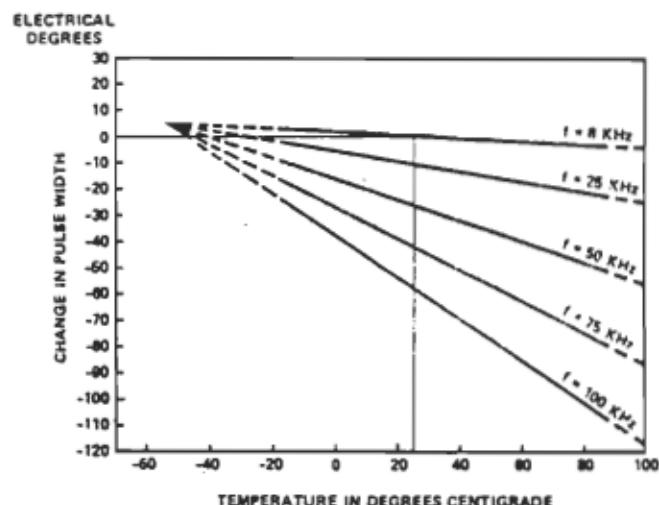


Figure 4. Maximum Change in Index Pulse Width Due to Speed and Temperature

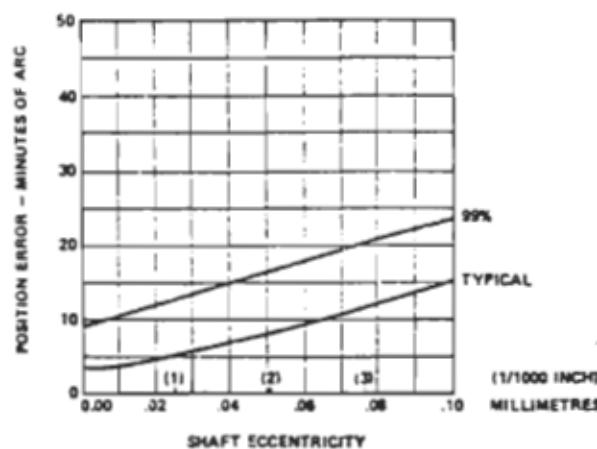
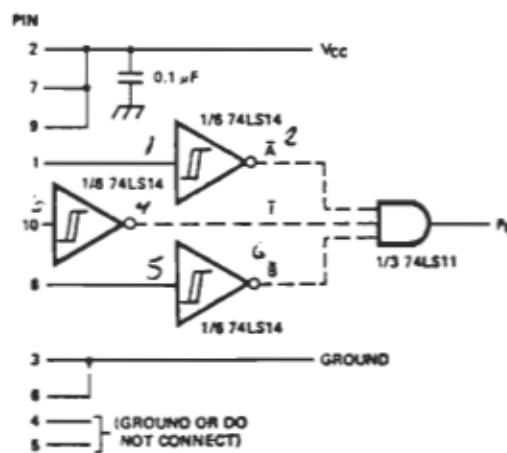
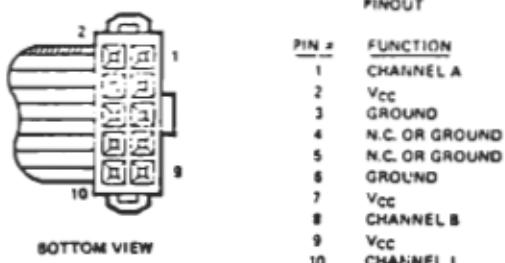


Figure 5. Position Error vs. Shaft Eccentricity



DASHED LINES REPRESENT AN OPTIONAL INDEX SUMMING CIRCUIT.
STANDARD 74 SERIES COULD ALSO BE USED TO IMPLEMENT THIS CIRCUIT.

Figure 6. Recommended Interface Circuit



MATING CONNECTOR
BERG 65-692-001 OR EQUIVALENT

Figure 7. Connector Specifications

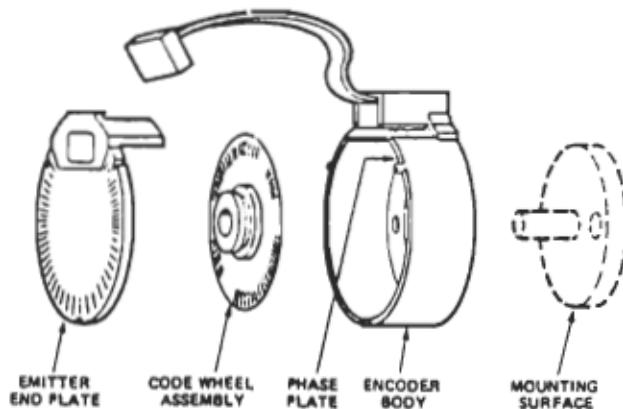


Figure 8. HEDS-6000 Series Encoder Kit

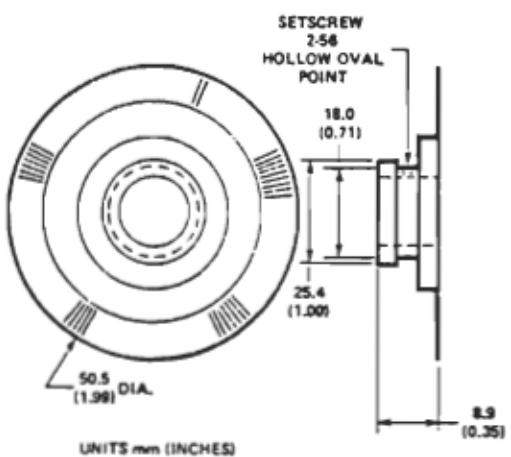


Figure 9. Code Wheel

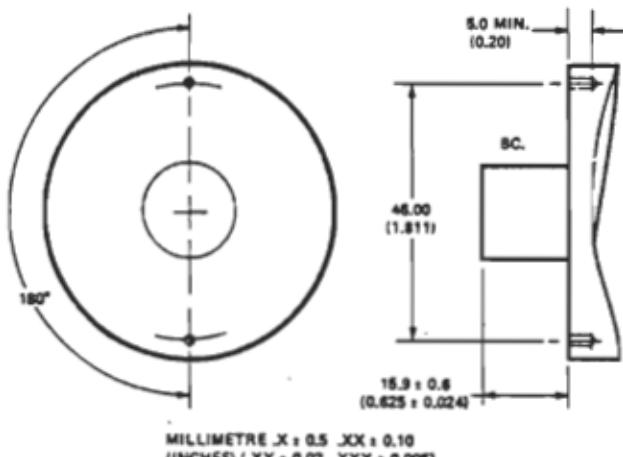
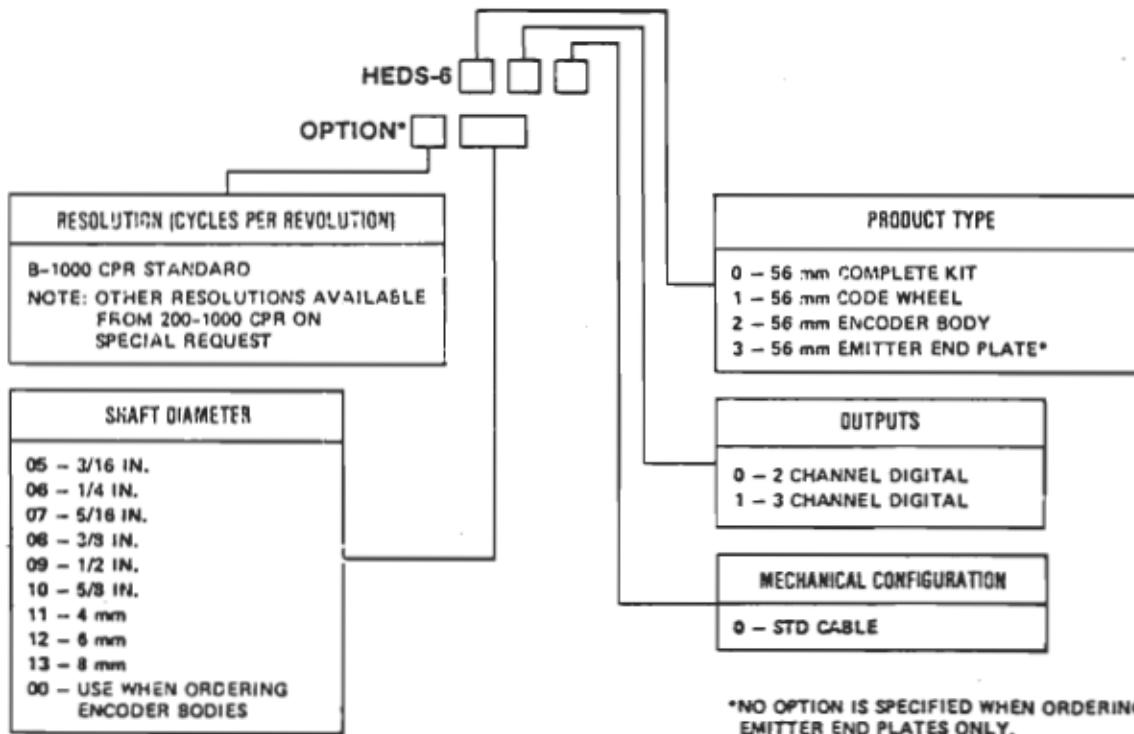


Figure 10. Mounting Requirements

Ordering Information



Shaft Encoder Kit Assembly

See Application Note 1011 for further discussion.

148

The kit assembly requires four major steps: a. securing the body, b. gap setting, c. code wheel insertion, d. Phase and Index adjustments HEDS-6010. The method below provides a quick and reliable assembly. Large volume assembly may suggest modifications to this procedure using custom designed tooling. For a limited prototype evaluation general purpose tools may be used to carry out the same basic steps. Note - the code wheel to phase plate gap should be set between .015 in and .045 in.

WARNING: THE ADHESIVES USED MAY BE HARMFUL. CONSULT THE MANUFACTURER'S RECOMMENDATIONS.

READ THE INSTRUCTIONS TO THE END BEFORE STARTING ASSEMBLY.

1.0 SUGGESTED MATERIALS

1.1 Encoder Parts

Encoder Body
Emitter End Plate
Code Wheel

1.2 Assembly Materials

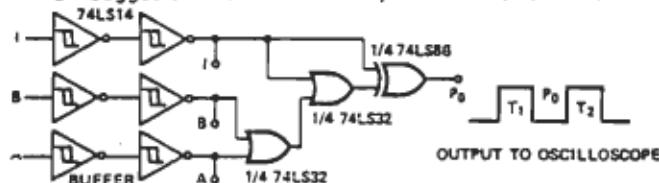
RTV-General Electric 162
-Dow Corning 3145
Acetone
Mounting Screws (2)

1.3 Assembly Tools

- a) Torque limiting screwdriver, 0.5 cm kg. (7.0 in. oz.).
- b) Straight edge. Straight within 0.1 mm (0.004 in.)
- c) Oscilloscope. Phase meter may be optionally used for two channel calibration.
- d) Hub puller. Grip-O-Matic-OTC #1000 2-jaw or equivalent. Optional tool for removing code wheels.
- e) Syringe applicator for RTV.
- f) Torque limiting Allen wrench, 0.5 cm kg. (7.0 in. oz.), 0.05 in hex.

1.4 Suggested Circuits

- a) Suggested circuit for index adjustment (HEDS-6010).



For optimal index phase adjust encoder position to equalize T₁ and T₂ pulse widths.

- b) Phase Meter Circuit

Recommended for volume assembly. Please see Application Note 1011 for details.

2.0 SURFACE PREPARATION



THE ELAPSED TIME BETWEEN THIS STEP AND THE COMPLETION OF STEP 8 SHOULD NOT EXCEED 1/2 HOUR.

- 2.1 Clean and degrease with acetone the mounting surface and shaft making sure to keep the acetone away from the motor bearings.
- 2.2 Load the syringe with RTV.
 - 1 Apply RTV into screw threads on mounting surface. Apply more RTV on the surface by forming a daisy ring pattern connecting the screw holes as shown above.

CAUTION: KEEP RTV AWAY FROM THE SHAFT BEARING.

3.0 ENCODER BODY ATTACHMENT



- 3.1 Place the encoder body on the mounting surface and slowly rotate the body to spread the adhesive. Align the mounting screw holes with the holes in the body base.
- 3.2 Place the two mounting screws into the holding bosses in the body base, as shown.
- 3.3 Thread the screws into the mounting holes and tighten both to 0.5 cm kg (7.0 in. oz.) using the torque limiting screwdriver. See notes A and B.
- 3.4 It is not necessary to center the encoder body at this time.

Notes:

- a) At this torque value, the encoder body should slide on the mounting surface only with considerable thumb pressure.
- b) The torque limiting screwdriver should be periodically calibrated for proper torque.

4.0 APPLICATION OF RTV TO THE HUB



CAUTION: HANDLE THE CODE WHEEL WITH CARE.

- 4.1 Make sure that the hex screw on the hub does not enter into the hub bore.
- 4.2 Apply a small amount of RTV onto the inner surface of the hub bore.
- 4.3 Spread the RTV evenly inside the entire hub bore.
- 4.4 Holding the code wheel by its hub, slide it down onto the shaft until the shaft extends at least halfway into the bore.

5.0 CODE WHEEL POSITIONING



- 5.1 Position the Allen torque wrench into the hex set screw in the hub, as shown.
- 5.2 Pull the shaft end down to bottom out axial shaft play. Using the straight edge, push the top of the hub even with the top of the encoder body. The Allen wrench should be used during this movement to apply a slight upward force to the hub, insuring continuous contact between the straight edge and the hub.
- 5.3 Tighten the hex set screw to approximately 0.5 cm. kg. (7.0 in. oz.) and remove the straight edge.
- 5.4 The code wheel gap may now be visually inspected to check against gross errors. A nominal gap of 0.8 mm (0.030 in.) should be maintained.

6.0 Emitter End Plate



- 6.1 Visually check that the wire pins in the encoder body are straight and straighten if necessary.
- 6.2 Align the emitter end plate so that the two flanges straddle the track of the encoder body where the wire pins are located. Press the end plate until it snaps into place.
- 6.3 Visually check to see if the end plate is properly seated.

7.0 PHASE ADJUSTMENT



- 7.1 The following procedure should be followed when the index pulse is not used or when alignment with data channels is not needed.
- 7.2 Connect the encoder cable.
- 7.3 Run the motor. Phase corresponds to motor direction. See output waveforms and definitions. Using either an oscilloscope or a phase meter, adjust the encoder for minimum phase error by sliding the encoder forward or backward on the mounting surface as shown above. See Application Note 1011 for the phase meter circuit.
- 7.4 No stress should be applied to the encoder package until the RTV cures. Cure time is 2 hours @ 70°C.

Note: After mounting, the encoder should be free from mechanical forces that could cause a shift in the encoder's position relative to its mounting surface.

8.0 INDEX PULSE ADJUSTMENT (HEDS-6010)



- 8.1 Some applications require that the index pulse be aligned with the main data channels. The index pulse position and the phase must be adjusted simultaneously. This procedure sets index phase to zero.
- 8.2 Connect the encoder cable.
- 8.3 Run the motor. Adjust for minimum phase error using an oscilloscope or phase meter.
- 8.4 Using an oscilloscope and the circuit shown in 1.4, set the trigger for the falling edge of the T_1 output. Adjust the index pulse so that T_1 and T_2 are equal in width. The physical adjustment is a side to side motion as shown by the arrow.
- 8.5 Recheck the phase adjustment.
- 8.6 Repeat steps 8.3-8.5 until both phase and index pulse position are as desired.
- 8.7 No stress should be applied to the encoder package until the RTV has cured. Cure time: 2 hours @ 70°C.

ANNEXE D

Documentation du système de commande – Matériel

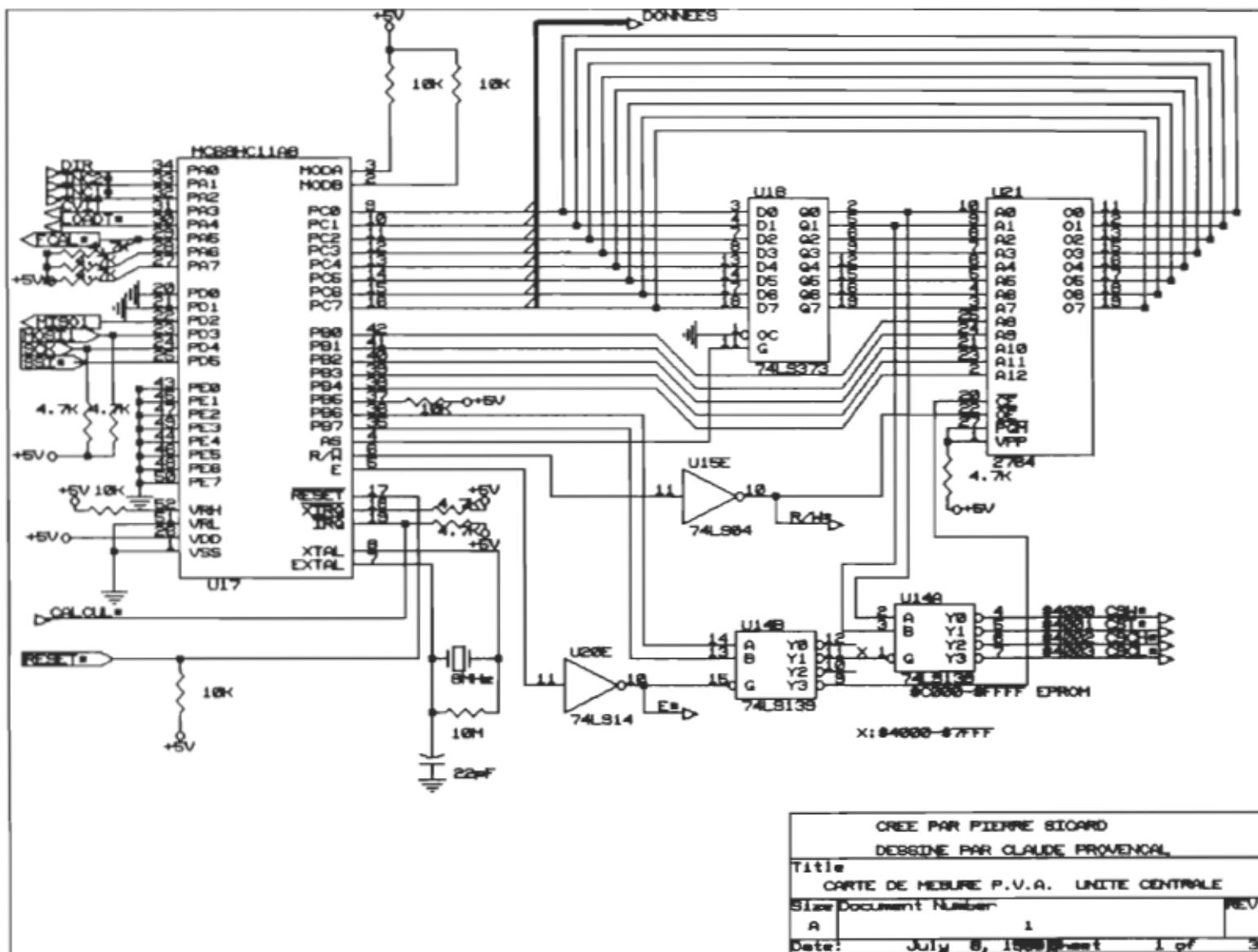
Capteur de courant à effet de Hall :

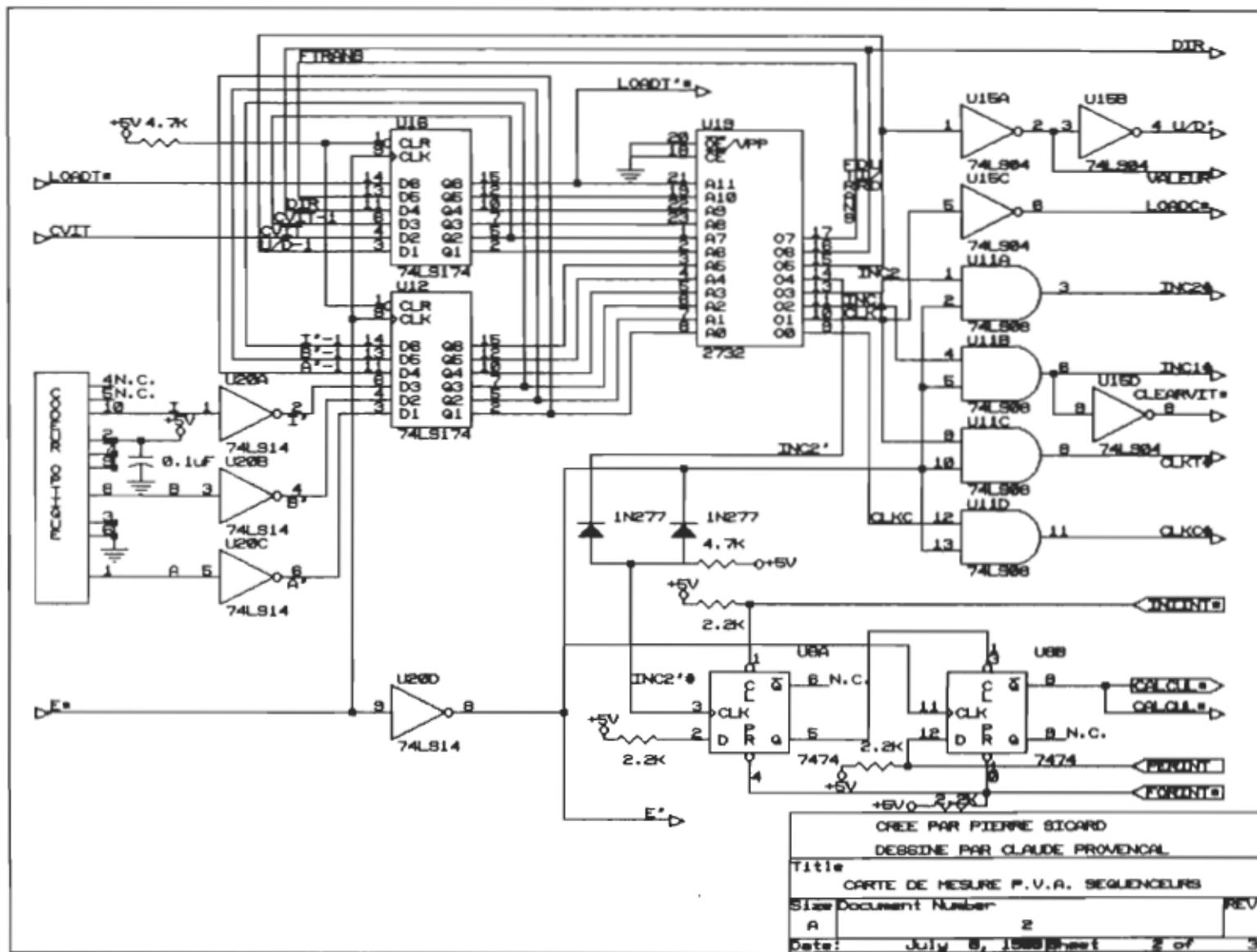
LEM MODULE 100 A

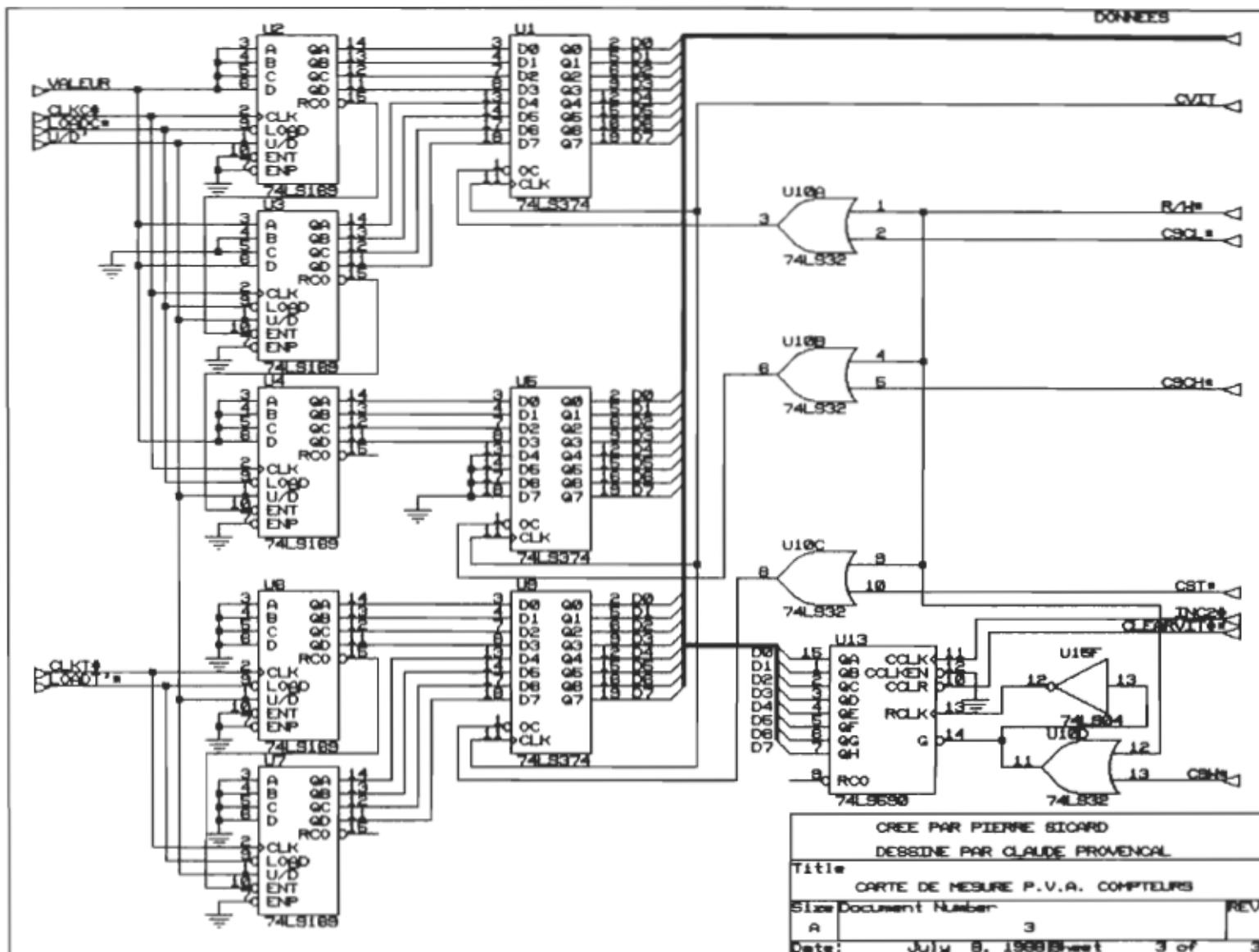
Type LT 100-P

Rapport 1:1000

Réglé à 1 V/A à l'aide d'amplificateurs opérationnels

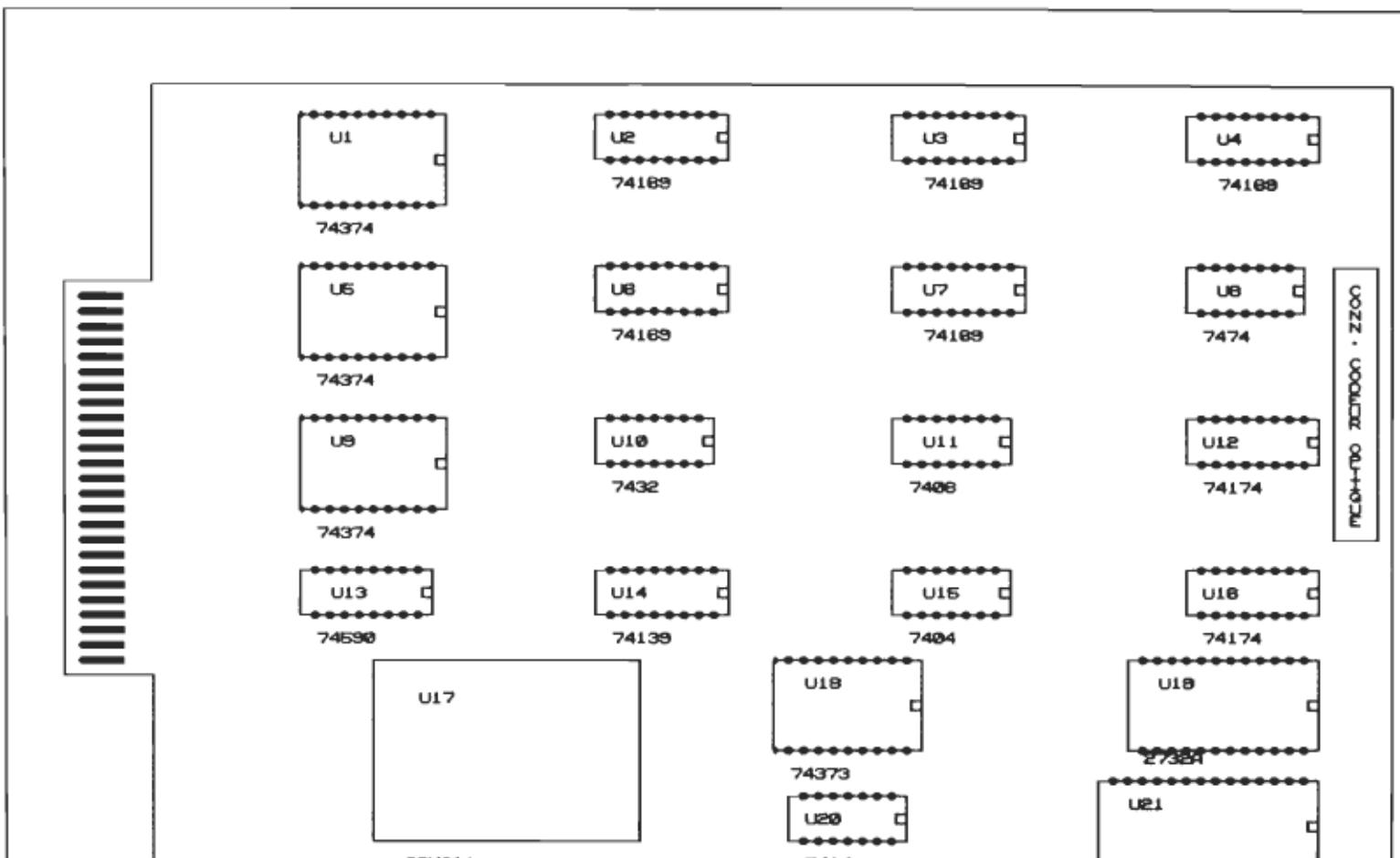






Alimentations, carte de mesure P., V.,A.

		Vcc	Masse
U1, U5, U9	74LS374	20	10
U2, U3, U4, U6, U7	74LS169	16	8
U8	7474	17	7
U10	74LS32	14	7
U11	74LS08	14	7
U12, U16	74LS174	16	8
U13	74LS590	16	8
U14	74LS139	16	8
U15	74LS04	14	7
U17	68HC11A1	Voir plan	
U18	74LS373	20	10
U19	2732A-20	24	12
U20	74LS14	14	7
U21	2764-15C	28	14



```

'-----#
' * verite.bas   *          (TURBO BASIC)
'-----#
'
' Generation de la table de verite du sequenceur pour mesure de
' vitesse et de position
'
' 24/02/89  Revision et corrections      Pierre Sicard
' 18/05/89  Revision pour increment du nombre de tours
'           nloadt force une mise a zero de tous les compteurs
'           P. Sicard
' 24/05/89  nloadt force une mise a zero des compteurs d'impulsions
'           P. Sicard
' 09/06/89  modification pour operation avec une periode
'           d'acquisition variable      P. Sicard

OPTION BASE 1
DEFINT a-z

DIM entr(12), sort(8) , tempo(4096)

FOR i=1 TO 12
    entr(i)=0
NEXT i

FOR i=1 TO 4096

    aa = entr(1)
    bb = entr(2)
    ii = entr(3)
    aal = entr(4)
    bbl = entr(5)
    iil = entr(6)
    udl = entr(7)
    cvit = entr(8)
    cviti = entr(9)
    diri = entr(10)
    ftransl = entr(11)
    nloadt = entr(12)

    ' transition valide : A ou B varie mais pas les deux
    transit=(aa XOR aal) XOR (bb XOR bbl)

    ' U/D
    IF NOT transit THEN
        ud=udl OR NOT(nloadt)
    ELSE
        ud=(NOT(aal XOR bb) OR (aa XOR bbl)) OR NOT(nloadt)
    END IF

    ' FTRANS
    ftransl=cvit AND (transit OR ftransl)

```

```

' INC1
inc1=cvit AND (NOT(cviti) OR (transit AND (NOT(ftrans1) OR (ud XOR ud1)))))

' INC2
inc2=cvit AND (NOT(cviti) OR transit)

' INC2'
inc2p=inc2 AND (NOT inc1)

' CLKC
clkc= transit OR NOT(nloadt)

' CLKT
clkt=(ii AND iii AND (aa XOR aa1) AND NOT(bb XOR bb1) AND bb) OR NOT(nloadt)

' DIR
dir=(cvit AND ud) OR (NOT(cvit) AND dir1)

sort(1) = clkc
sort(2) = clkt
sort(3) = inc1
sort(4) = inc2
sort(5) = inc2p
sort(6) = ud
sort(7) = dir
sort(8) = ftrans

tempo(i)=0
FOR j=1 TO 8
    tempo(i)=tempo(i)+(ABS(sort(j))*(2^(j-1)))
NEXT j

incre=-1
FOR j=1 TO 12
    entr(j)=entr(j) XOR incre
    IF (NOT entr(j)) AND incre THEN
        incre=-1
    ELSE
        incre=0
    END IF

NEXT j

NEXT i

' impression des donnees sous forme HEX ou sous forme S

OPEN "SEQUENCE.HEX" FOR OUTPUT AS #1

PRINT "SO PROGRAMMATION DU SEQUENCEUR"

```

```

PRINT #1,"SO PROGRAMMATION DU SEQUENCEUR"

FOR i=1 TO 256

    chksua=19

    posd=11-i*16
    addr$=HEX$(posd)

    chksua=chksua+posd-255*INT(posd/255)

    WHILE Len(addr$) < 4
        addr$ = "0"+addr$
    WEND

    PRINT "S113";addr$;
    PRINT #1,"S113";addr$;

    FOR j=1 TO 16

        donn$=HEX$(tempo(posd+j))

        WHILE Len(donn$) < 2
            donn$ = "0"+denn$
        WEND

        chksua=chksua+tempo(posd+j)

        PRINT donn$;
        PRINT #1,donn$;

    NEXT j

    chksua$=HEX$(255-(chksua-256*INT(chksua/256)))

    WHILE Len(chksua$)<2
        chksua$="0"+chksua$"
    WEND

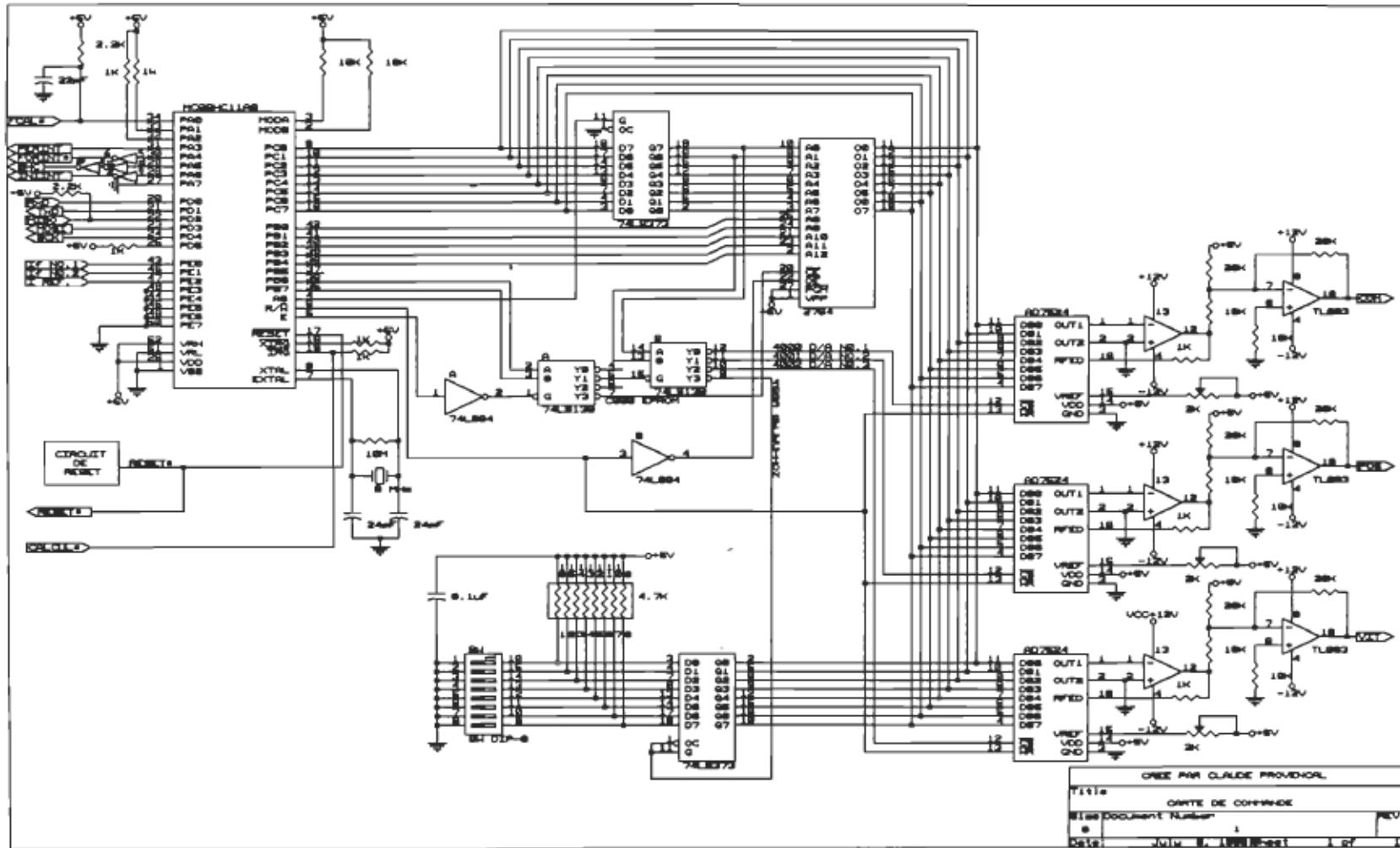
    PRINT chksua$"
    PRINT #1,chksua$"

NEXT i

PRINT "S9"
PRINT #1,"S9"

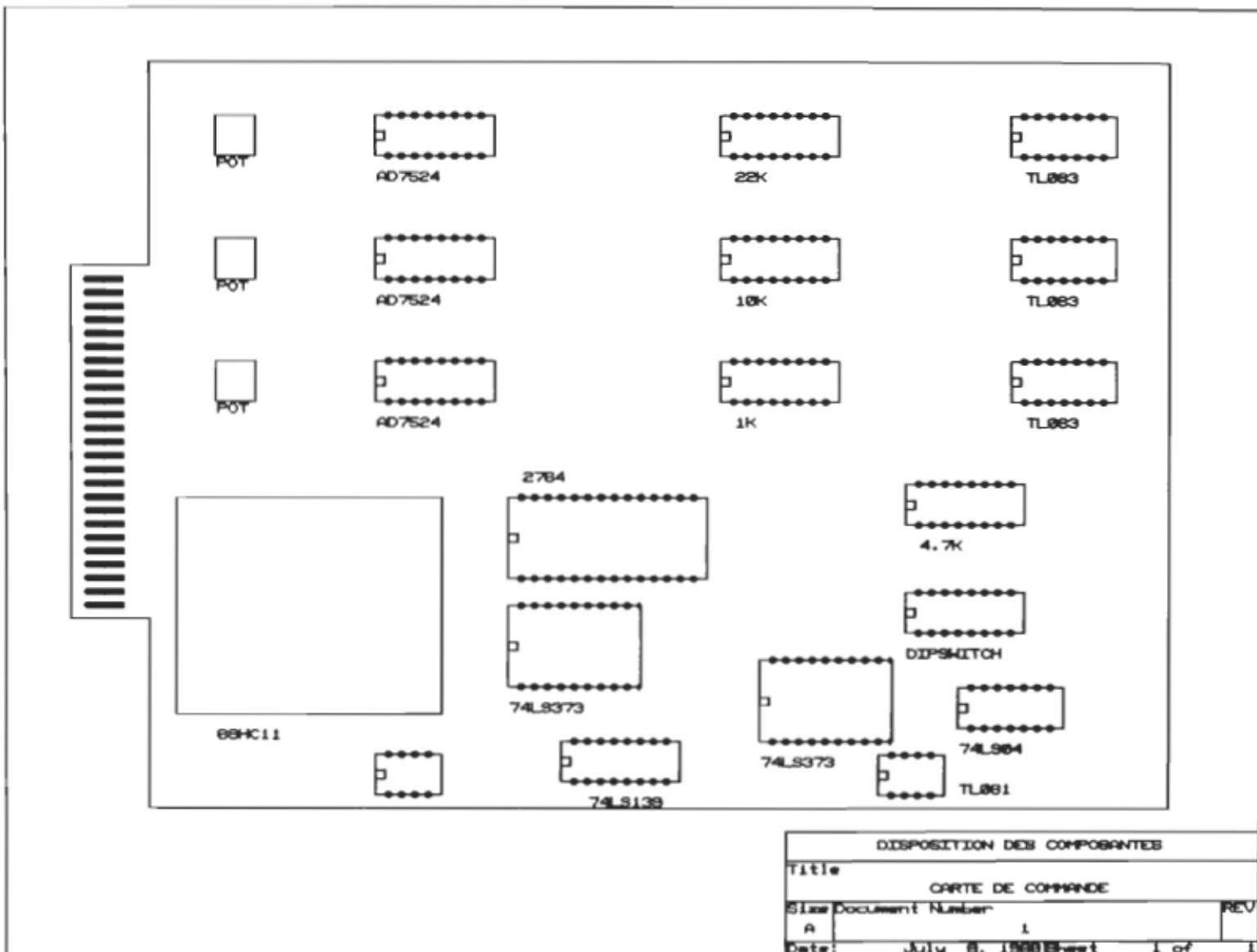
END

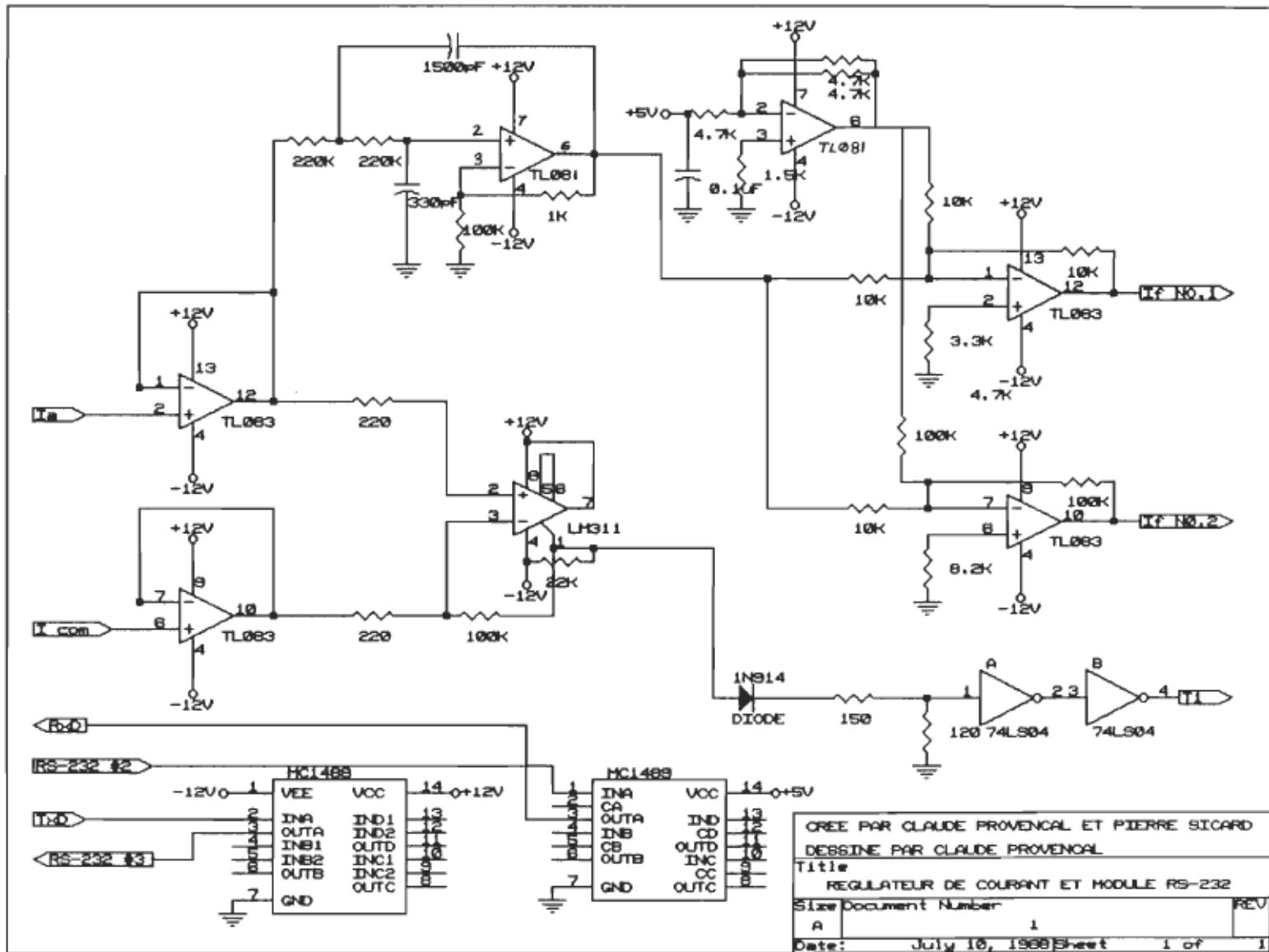
```



Alimentations, carte de commande

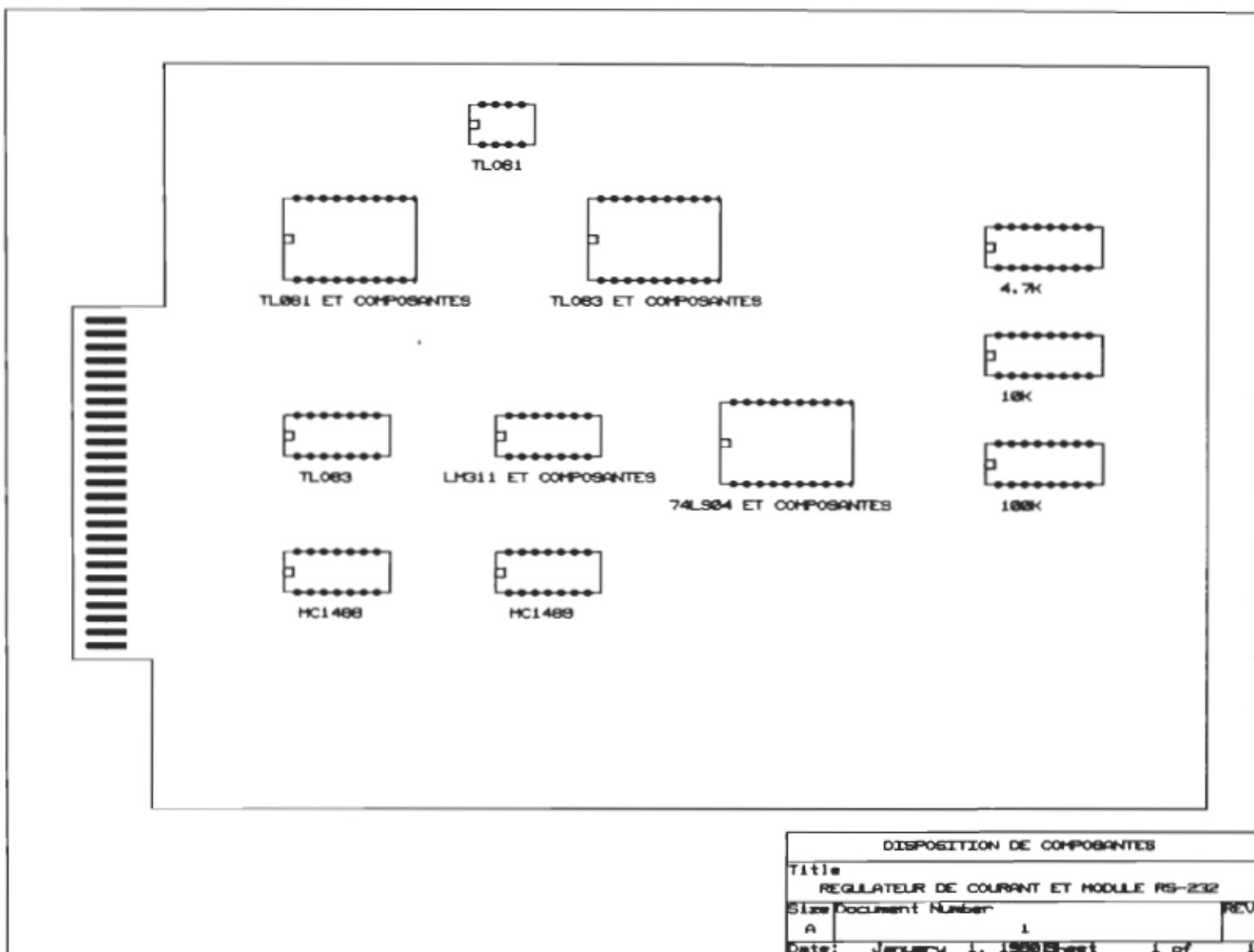
	Vcc	Masse
AD7524	Voir plan	
TL083	Voir plan	
68HC11A1	Voir plan	
2764	28	14
74LS373	20	10
74LS04	14	7
74LS139	16	8

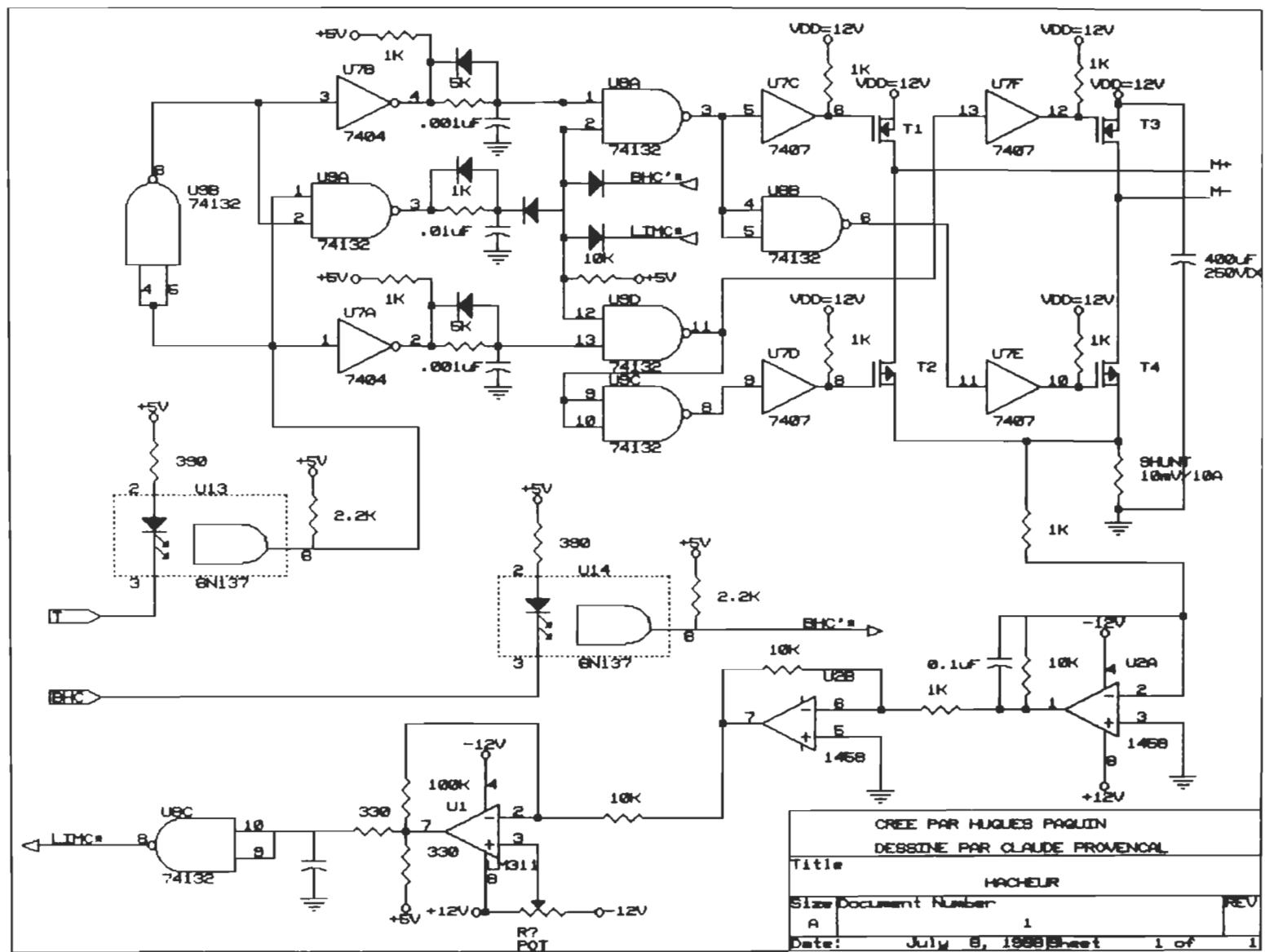




Alimentations, régulateur de courant et module RS-232

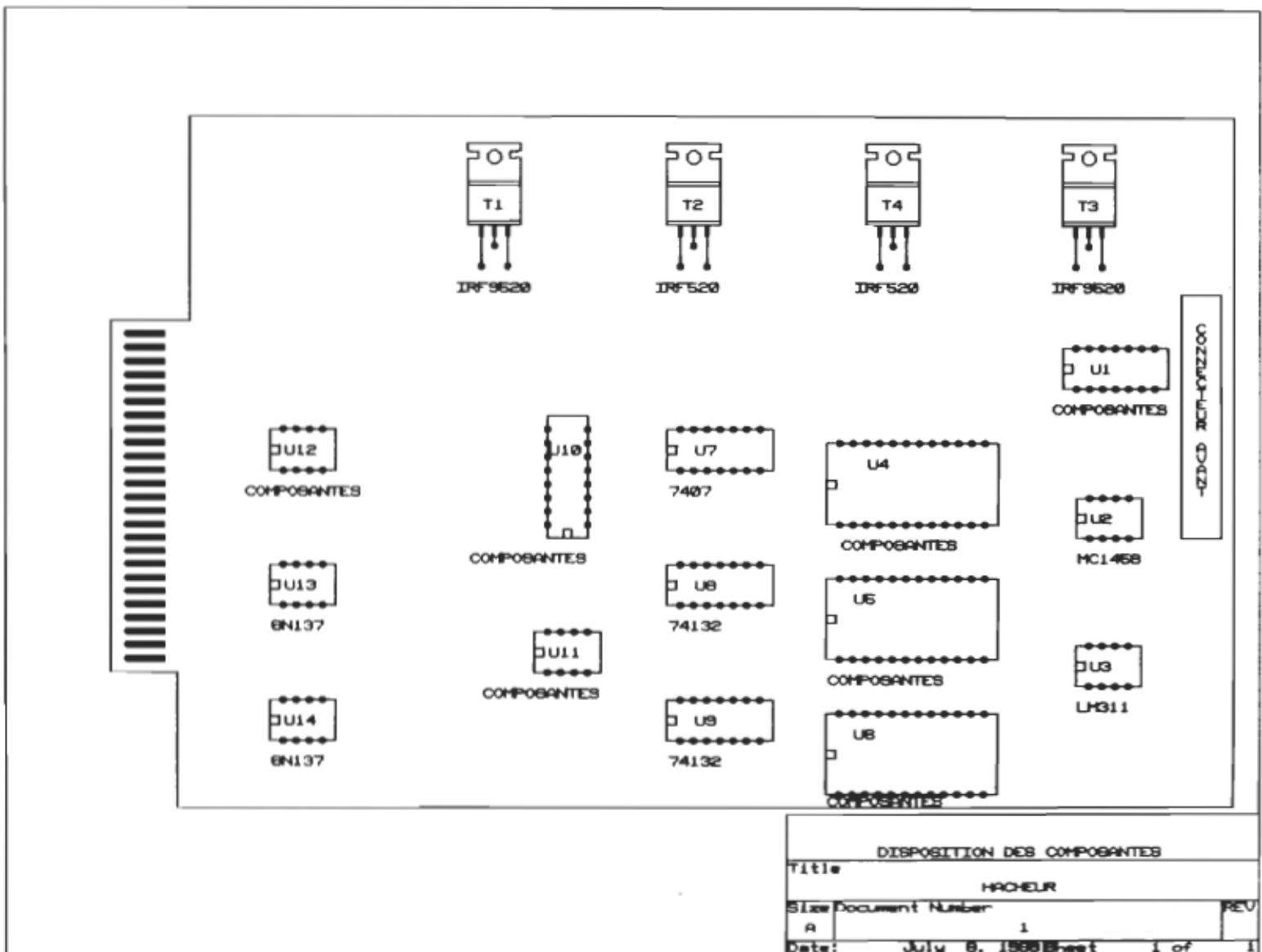
	Vcc	Masse
TL081	Voir plan	
TL083	Voir plan	
LM311	Voir plan	
74LS04	14 7	
MC1488	Voir plan	
MC1489	Voir plan	





Alimentations, hacheur

	Vcc	Masse
7407	14	7
74132	14	7
MC1458		Voir plan
LM311		Voir plan



Bus du fond de panier :

No.	Description
1, A, B	+5 V
2	CALCUL*
3	PREF
4	FCAL*
5	PERINT
6	POS
7	VIT
8	INIINT*
9	FORINT*
10	T
11	BHC
13	If no. 2
14	If no. 1
15	Icom
16	Ia (capteur à effet de Hall)
18	SS*
19	SCK
20	MOSI
21	MISO
C	+12 V (alimente la partie faible puissance seulement)
D	-12 V
Z, 22	Masse (partie faible puissance seulement)
R	RESET*

ANNEXE E

Programme de simulation compos.c et utilitaires

Procédure de simulation :

1. Créer un fichier séquentiel contenant les paramètres d'exécution.
2. Effectuer la simulation à l'aide de compos.c.
3. Tracer les graphiques à l'aide de programmes utilisant MATLAB.

Les simulations ont été effectuées à l'aide de 2 versions de compos.c. La structure du fichier des paramètres d'exécution ayant changé d'une version à l'autre, la description des 2 structures est fournie. Les fichiers de simulations pourront ensuite être classés selon le code indiqué en première ligne du fichier de paramètres : compos.c_1.01 : ancienne version ; compos.c_2.01 : nouvelle version. Seule la liste de la nouvelle version du programme est fournie.

Structure du fichier des paramètres d'exécution pour l'ancienne version de compos.c :

Ligne débutant par un "*" : ligne commentaire.

Code entre {} : écrire le code intégralement.

Si des paramètres dont l'utilité dépend de la définition d'un autre paramètre ne sont pas nécessaires, la ligne correspondante est retirée (poids de la charge par exemple).

Certaines options ne sont pas actives.

Fichier :

{compos.c_1.01}

* —— machine

Frottement B

Inertie J

Constante de la machine Km

Résistance de l'armature Ra

Inductance de l'armature La

* —— charge (configuration "disque")

Nombre de poids

Masse 1

Distance 1 au centre du disque

Angle 1 par rapport au référentiel (degrés)

Masse 2

* —— rapport d'engrenage du réducteur de vitesse

KG

* —— source de puissance

Gain de tension

Valeur maximale de sortie (V)

* —— régulateur de courant

Largeur de la bande d'hystérésis (valeur crête)

Courant limite

* —— trajectoire

Pôle 1

Pôle 2

* —— algorithme de calcul

Inertie nominale

Valeur nominale de la constante du moteur

Poids sur le terme $u(k-1)$ dans la loi de commande

Poids sur le terme $u(k-2)$ dans la loi de commande

Poids sur le terme $u(k-3)$ dans la loi de commande

* dérivées des références

{1} si dérivée de la position de référence est utilisée; sinon {0}

{1} si dérivée seconde de la position de référence est utilisée; sinon {0}

* —— temps

Durée de la simulation

Période d'échantillonnage de la position

Délai de calcul

Pas de calcul du courant

* —— entrées

* position de référence

Position de référence initiale /ou/ Offset de la position de référence θ_0

Nombre de variations de la référence /ou/ # de la loi de variation de la ref.

Position de référence 1 /ou/ $\theta_{ref\ amp}$

Temps d'application de la référence 1 /ou/ $\theta_{ref\ freq}$

Position de référence 2 /ou/ $\theta_{ref\ deph}$ degrés

* couple de charge #1

Couple de charge initial /ou/ Offset du couple de charge To /ou/ valeur bidon

Nombre de variations du couple de charge /ou/ # de la loi de variation du couple de charge

Couple de charge 1 /ou/ Tamp /ou/ Tamp

Temps d'application du couple de charge 1 /ou/ Tfreq

Couple de charge 2 /ou/ Tdph degrés

* couple de charge #2

Couple de charge initial /ou/ Offset du couple de charge To /ou/ valeur bidon

Nombre de variations du couple de charge /ou/ # de la loi de variation du couple de charge

Couple de charge 1 /ou/ Tamp /ou/ Tamp

Temps d'application du couple de charge 1 /ou/ Tfreq

Couple de charge 2 /ou/ Tdph degrés

* couple de charge #3

Couple de charge initial /ou/ Offset du couple de charge To /ou/ valeur bidon

Nombre de variations du couple de charge /ou/ # de la loi de variation du couple de charge

Couple de charge 1 /ou/ Tamp /ou/ Tamp

Temps d'application du couple de charge 1 /ou/ Tfreq

Couple de charge 2 /ou/ Tdph degrés

* —— bruit de mesure

* position

{1} si oui; {0} si non

amplitude maximum du bruit de mesure de position : toujours inscrire une valeur

* vitesse

{1} si oui; {0} si non

amplitude maximum du bruit de mesure de vitesse : toujours inscrire une valeur

* — fenêtre de calcul de la moyenne des erreurs de position au carré (erreurs par rapport à la réponse idéale)

Durée de l'évaluation en s (fenêtre de calcul)

* — autres

Valeur de la vitesse minimale détectée

{1} si mesure d'une vitesse instantanée; {0} si vitesse moyenne

{1} si mesure d'une accélération instantanée; {0} si accélération moyenne

{1} pour tracé des graphiques; {0} pour affichage des données

{compos.c_1.01}

Lois de variation de la position de référence :

998 : Pos. réf. = $\theta_0 + \theta_{ref\ amp} \cdot \sin(2\pi \cdot \theta_{ref\ freq} \cdot t + \theta_{ref\ deph\ degrés} \cdot \pi/180)$

999 : Pos. réf. = $\theta_0 + \theta_{ref\ amp} \cdot \text{triang}(2\pi \cdot \theta_{ref\ freq} \cdot t + \theta_{ref\ deph\ degrés} \cdot \pi/180)$

triang(x) = onde triangulaire.

Tout autre code : utiliser les variations discontinues de la référence.

Lois de variation du couple de charge :

997 : Cou. cha. = $T_0 + T_{amp} \cdot \text{sign}(\text{dérivée de la vitesse})$

998 : Cou. cha. = $T_0 + T_{amp} \cdot \sin(2\pi \cdot T_{freq} \cdot t + T_{deph\ degrés} \cdot \pi/180)$

Tout autre code : utiliser les variations discontinues du couple de charge.

Structure du fichier des paramètres d'exécution pour la nouvelle version de compos.c :

Ligne débutant par un "*" : ligne commentaire.

Code entre {} : écrire le code intégralement.

Si des paramètres dont l'utilité dépend de la définition d'un autre paramètre ne sont pas nécessaires, la ligne correspondante est retirée (poids de la charge par exemple).

Certaines options ne sont pas actives.

Fichier :

{compos.c_2.01}

* —— machine

Frottement B

Inertie J

Constante de la machine Km

Résistance de l'armature Ra

Inductance de l'armature La

* —— charge (configuration "disque")

Nombre de poids

Masse 1

Distance 1 au centre du disque

Angle 1 par rapport au référentiel (degrés)

Masse 2

* —— rapport d'engrenage du réducteur de vitesse

KG

* —— source de puissance

Gain de tension

Valeur maximale de sortie (V)

* —— régulateur de courant

Largeur de la bande d'hystérésis (valeur crête)

Courant limite

* —— trajectoire

Pôle 1

Pôle 2

* —— algorithme de calcul

Inertie nominale

Valeur nominale de la constante du moteur

Poids sur le terme $u(k-1)$ dans la loi de commande

Poids sur le terme $u(k-2)$ dans la loi de commande

Poids sur le terme $u(k-3)$ dans la loi de commande

* dérivées des références

{1} si dérivée de la position de référence est utilisée; sinon {0}

{1} si dérivée seconde de la position de référence est utilisée; sinon {0}

* type de loi de commande

de la loi de commande

Facteur de convergence $\Delta(1/b(X;t))_{\max}$ /ou/ gain de convergence pour la loi de commande linéaire /ou/ $(\Delta J/K_m \text{ nom})$ pour loi #4

Variation de la bande d'adoucissement acceptée

Largeur minimum de la bande d'adoucissement

Valeur crête des perturbations à rejeter pour loi #4

* —— temps

Durée de la simulation

Période d'échantillonnage de la position

Délai de calcul

Pas de calcul du courant

* —— entrées

* position de référence

Position de référence initiale /ou/ Offset de la position de référence θ_0

Nombre de variations de la référence /ou/ # de la loi de variation de la ref.

Position de référence 1 /ou/ $\theta_{ref\ amp}$

Temps d'application de la référence 1 /ou/ $\theta_{ref\ freq}$

Position de référence 2 /ou/ $\theta_{ref\ deph}$ degrés

*** couple de charge #1**

Couple de charge initial /ou/ *Offset* du couple de charge To /ou/ valeur bidon

Nombre de variations du couple de charge /ou/ # de la loi de variation du couple de charge

Couple de charge 1 /ou/ Tamp /ou/ Tamp

Temps d'application du couple de charge 1 /ou/ Tfreq

Couple de charge 2 /ou/ Tdph degrés

*** couple de charge #2**

Couple de charge initial /ou/ *Offset* du couple de charge To /ou/ valeur bidon

Nombre de variations du couple de charge /ou/ # de la loi de variation du couple de charge

Couple de charge 1 /ou/ Tamp /ou/ Tamp

Temps d'application du couple de charge 1 /ou/ Tfreq

Couple de charge 2 /ou/ Tdph degrés

*** couple de charge #3**

Couple de charge initial /ou/ *Offset* du couple de charge To /ou/ valeur bidon

Nombre de variations du couple de charge /ou/ # de la loi de variation du couple de charge

Couple de charge 1 /ou/ Tamp /ou/ Tamp

Temps d'application du couple de charge 1 /ou/ Tfreq

Couple de charge 2 /ou/ Tdph degrés

* —— bruit de mesure

* position

{1} si oui; {0} si non

amplitude maximum du bruit de mesure de position : toujours inscrire une valeur

* vitesse

{1} si oui; {0} si non

amplitude maximum du bruit de mesure de vitesse : toujours inscrire une valeur

* — fenêtre de calcul de la moyenne des erreurs de position au carré (erreurs par rapport à la réponse idéale)

Durée de l'évaluation en s (fenêtre de calcul)

* — autres

Valeur de la vitesse minimale détectée

{1} si mesure d'une vitesse instantanée; {0} si vitesse moyenne

{1} si mesure d'une accélération instantanée; {0} si accélération moyenne

{1} pour tracé des graphiques; {0} pour affichage des données

{compos.c_2.01}

Lois de commande :

0 : loi de commande linéaire

1 : loi de commande discontinue avec $K \cdot s(X; t)$

2 : loi de commande discontinue avec $K \cdot |s(X; t)| \cdot \text{sat}(s(X; t)/\text{bande})$

3 : loi de commande discontinue avec $K \cdot s(X; t)$ où $u(X; t)$ en contreréaction ne contient pas de terme en saturation lorsque la trajectoire se trouve à l'intérieur de la bande d'adoucissement.

4 : loi de commande discontinue sans estimateur de perturbations.

Lois de variation de la position de référence :

998 : Pos. réf. = $\theta_0 + \theta_{ref\ amp} \cdot \sin(2\pi \cdot \theta_{ref\ freq} \cdot t + \theta_{ref\ deph\ degrés} \cdot \pi/180)$

999 : Pos. réf. = $\theta_0 + \theta_{ref\ amp} \cdot \text{triang}(2\pi \cdot \theta_{ref\ freq} \cdot t + \theta_{ref\ deph\ degrés} \cdot \pi/180)$

$\text{triang}(x) = \text{onde triangulaire.}$

Tout autre code : utiliser les variations discontinues de la référence.

Lois de variation du couple de charge :

997 : Cou. cha. = $T_0 + T_{amp} \cdot \text{sign}(\text{dérivée de la vitesse})$

998 : Cou. cha. = $T_0 + T_{amp} \cdot \sin(2\pi \cdot T_{freq} \cdot t + T_{deph\ degrés} \cdot \pi/180)$

Tout autre code : utiliser les variations discontinues du couple de charge.

```

-----*/
/*
/* comdos.c      Version 2.01  (TURBO C Version 1.5) */
/*
/* creation (copie de compos4.c); l'algorithme de commande avec */
/* linearisation ou terme discontinu de la loi de commande a l'aide */
/* d'une bande a gain variable si le terme discontinu est considere */
/* 25/05/89  Pierre Sicard */
/* ajout de l'option terme K*ts(t) attenué par la fonction saturation */
/* et utilisation selective de u(t) afin que le terme discontinu ne soit */
/* pas intégré à l'intérieur de la bande de linearisation (copie de */
/* composn0.c) 26/09/89  Pierre Sicard */
/* version 2.00 à 2.01 : ajout de la loi de commande sans estimateur de */
/* perturbations (de composn1.c) 27/05/89  P. Sicard */
/* correction de la fonction abs() par fabs() pour les expressions en */
/* point flottant 29/05/89  P.L Sicard */
/*
/* -----
/*
/* comdos.c      Version 1.04 */
/*
/* creation          11/04/89  Pierre Sicard */
/* lecture dans le fichier de donnees 12/04/89  P. Sicard */
/* suite           13/04/89  P. Sicard */
/* suite           16/04/89  P. Sicard */
/* suite (traitement) 17/04/89  P. Sicard */
/* correction du passage des paramètres (passage par adresse) pour */
/* retour des donnees 18/04/89  P. Sicard */
/* Ajout des options : configuration de la charge, ponderation des */
/* termes de la loi de commande, positions de référence variées, couples */
/* de charge variées, bruit de mesure, calcul de la variance de l'erreur */
/* de position: dans le fichier de données 19/04/89  P. Sicard */
/* Ajout des options : vitesse minimale de détection, utilisation de la */
/* dérivée de la position de référence et de la vitesse de référence */
/* dans l'algorithme de commande. Utilisation de pointeurs pour */
/* manipulation des vecteurs de données. 20/04/89  P. Sicard */
/* Correction des structures "switch" et de l'utilisation du signe de */
/* la vitesse 23/04/89  P. Sicard */
/* Creation, de comdos.c version 1.01 (modification du passage des */
/* paramètres, sauvegarde et vitesse minimale de détection); ajout du */
/* bruit de mesure et du calcul de la moyenne des erreurs au carré */
/* 15/05/89  P. Sicard */
/* De comdos2.c, sauvegarde à un minimum de données */
/* 16/05/89  P. Sicard */
/* De comdos3.c, modification du fonctionnement avec vitesse de */
/* détection minimale 16/05/89  P. Sicard */
/*
/* -----
/*
/* Simulation d'un système de positionnement.
/*
/* Une boucle de courant (avec limitation) utilisant la commande
/*

```

```

/* fourchette (hvsteresis) est emplee. Le correcteur de position genere :
/* le courant de reference. */
/*
/* Les parametres d'execution sont lus dans un fichier sequentiel. Les :
/* equations differentielles regissant le systeme sont ensuite integrees :
/* a l'aide de la methode de Runde-Kutta d'ordre 4. Les donnees sont soit :
/* tracees ou affichees des ou elles sont disponibles. Le trace du :
/* graphique est tres grossier puisqu'il n'est pas indicatif et ses :
/* echelles ne peuvent pas etre determinees a l'avance. Les resultats :
/* sont ensuite sauves dans un fichier qui sera executable par MATLAB.
/* MATLAB sera ensuite utilise pour tracer les graphiques.
/*
/*-----*/
#include <conio.h>
#include <fcntl.h>
#include <graphics.h>
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <stdlib.h>
#include <stat.h>
#include <alloc.h>
#include <time.h>

/*-----*/
/* definition des constantes */
/*-----*/

#define VRAI 1
#define FAUX 0
#define OUI 1
#define NON 0
#define long_code_valide 13
#define stock_max 25

char comment[]="*";

/*-----*/
/* declaration des sous-routines */
/*-----*/

void main();

int lecture_donnees(char code_valide[],long_code_valide[]);

double lect_pf(FILE *stream);

int lect_en(FILE *stream);

void ore_traitement();

void traitement();

```

```

double cal_couo_ch(double temos_act,double position, double vitesse, int nbre_couo_ch[]);

double signe(double vitesse);

double cal_pos_ref(double temos_act,int *nbre_pos_ref);

double triang(double angle);

double max_pf(double x1, double x2);

double min_pf(double x1, double x2);

void derive(double temos_act, double Uc, double couo_char, double courant, double position, double vitesse, double *dia_dt, double *dp_dt, double *dv_dt);

void rk4(double temos_act, double Uc, int nbre_couo_ch[], double *courant, double *position, double *vitesse, double *dia_dt, double *dp_dt, double *dv_dt);

/*-----*/
/* declaration des variables globales */
/*-----*/

tvoedef struct {
    double B,Jbase,Km,Ra,Lz;
} mot;

tvoedef struct {
    int nbre;
    double masse[10],distal[10],angle[20],KG,Jeq,Teq,dephed;
} charg;

tvoedef struct {
    double Kc,Ucmax,Dl,l1im;
} ali;

tvoedef struct {
    double c1,c2,Jnom,Knom,poids1,poids2,poids3,vit_refer,acc_refer;
    int loi_disc;
    double K_conv,Ni,epsi,0;
} algo;

tvpedef struct {
    double sim,pos,caj,cour;
} ceat;

tvoedef struct {
    int nbre_code;
    double val[20],temos_var[20],amo,oui,seoh;
} ent;

tvoedef struct {
    int pos,vit;
    double acc_pos,amp_vit;
}

```

```

    } bruit;

    ttypedef struct {
        int vit_inst.acc_inst.trace_on;
    } choi;

    mot moteur;
    charg charge;
    alt alim;
    algo algor;
    tem temps;
    ent pos_ref;
    ent coup_ch[3];
    bru bruit;
    cho choix;

    double fen_cal_errpos, vit_mes_min;

    double PI, PI_f2, PI_d2, PI_f3_d2;

    float posit[stock_max], vites[stock_max], comm[stock_max];
    float errtra[stock_max], errpos[stock_max], coural[stock_max];
    float refpos[stock_max], couch[stock_max];

/*-----*/
/* debut du programme principal */
/*-----*/

void main()
{
    int erreur;

    char code_valide[long_code_valide+1] = "compos.c_2.01";

    PI = 4 * atan(1.0);
    PI_f2 = PI * 2.0;
    PI_d2 = PI/2.0;
    PI_f3_d2 = 3.0 * PI_d2;

    erreur=lecture_donnees(code_valide);

    if (!erreur)
    {
        ore_traitement();
        traitement();
    }
    else
    {
        printf("ERREUR dans le fichier de donnees\n");
        printf("Arret du programme\n");
    }
}

```

```

}

}

/*-----*/
/* lecture_donnees -lecture des parametres d'execution */
/*-----*/

int lecture_donnees(char code_valide[],long_code_valide[])
{
    int handle, status, erreur, i, j;
    int nombre_car=0;
    char nom_fich[30], code[80];
    FILE *stream;

    stream = (FILE *) calloc(1,sizeof(FILE));

    textmode(BW80);

    /* ouverture du fichier */
    do {
        clrscri();
        highvideo();
        gotoxy(3,3);
        printf("Entrez le nom du fichier de donnees avec son extension: ");
        normvideo();
        scanf("%s",nom_fich);

        /* ouverture du fichier en lecture, mode texte */
        handle=open(nom_fich,0_RDONLY|0_TEXT);
        stream=fopen(handle,"rt");

        if (stream==NULL)
        {
            printf("Ouverture du fichier non realisee\n");
            printf("Appuez sur une touche pour continuer\n");
            getch();
        }
        else
            printf("Ouverture reussie\n");
    }

    /* while (stream==NULL);

    /* lecture du code de validation du fichier */

    fgets(code,nombre_car,stream);
    printf(code);
    erreur=NON;

    for (i=0;i<long_code_valide;i++)

```

```

{
    if (code[i]!=code_valide[i])
        erreur=OUI;
}

if (!erreur)
{
    moteur.B=lect_pf(stream);
    moteur.Jbase=lect_pf(stream);
    moteur.Km=lect_pf(stream);
    moteur.Ra=lect_pf(stream);
    moteur.La=lect_pf(stream);

    charge.nbre=lect_en(stream);

    for (i=0 ; i!=charge.nbre ; i++)
    {
        charge.masse[i]=lect_pf(stream);
        charge.distal[i]=lect_pf(stream);
        charge.angle[i]=(PI/180.0) * lect_pf(stream);
    }

    charge.KG=lect_pf(stream);

    alim.Kc=lect_pf(stream);
    alim.Ucmax=lect_pf(stream);
    alim.DI=lect_pf(stream);
    alim.Ilim=lect_pf(stream);

    algor.c1=lect_pf(stream);
    algor.c2=lect_pf(stream);
    algor.Jnom=lect_pf(stream);
    algor.Kanom=lect_pf(stream);
    algor.noids1=lect_pf(stream);
    algor.noids2=lect_pf(stream);
    algor.noids3=lect_pf(stream);
    algor.vit_refer=lect_pf(stream);
    algor.acc_refer=lect_pf(stream);

    algor.loi_disc=lect_en(stream);

    switch (algor.loi_disc)
    {
        case 0:
            break;
        case 1:
            case 2:
            case 3:
                algor.k_conv=lect_pf(stream);
                algor.Ni=lect_pf(stream);
                algor.epsi=lect_pf(stream);
                break;
        case 4:
    }
}

```

```

    algor.k_conv=lect_pf(stream);
    algor.Ni=lect_of(stream);
    algor.epsi=lect_af(stream);
    algor.B=lect_pf(stream);
    break;
}

temos.sia=lect_pf(stream);
temos.dos=lect_pf(stream);
temos.cai=lect_pf(stream);
temos.cour=lect_pf(stream);

pos_ref.val[0]=lect_pf(stream);
pos_ref.nbre_code=lect_en(stream);

switch (pos_ref.nbre_code) {
    case 998:
    case 999:
        pos_ref.ampl=lect_pf(stream);
        pos_ref.bui= PI_f2 * lect_pf(stream);
        pos_ref.depth= (PI/180.0) * lect_pf(stream);
        break;
    default :
        for (i=1 ; i<=pos_ref.nbre_code + 1 ; i++)
        {
            pos_ref.val[i]=lect_pf(stream);
            pos_ref.temps_var[i]=lect_pf(stream);
        }
    }
}

for (j=0 ; j<=I ; j++) {
    coup_cm[j].val[0]=lect_pf(stream);
    coup_cm[j].nbre_code=lect_en(stream);

    switch (coup_cm[j].nbre_code) {
        case 997:
            coup_cm[j].ampl=lect_pf(stream);
            break;
        case 998:
            coup_cm[j].ampl=lect_pf(stream);
            coup_cm[j].bui= PI_f2 * lect_pf(stream);
            coup_cm[j].depth= (PI/180.0) * lect_pf(stream);
            break;
        default :
            for (i=1 ; i<=coup_cm[j].nbre_code + 1 ; i++)
            {
                coup_cm[j].val[i]=lect_pf(stream);
                coup_cm[j].temps_var[i]=lect_pf(stream);
            }
        }
}
}

```

```

    }

    bruit.pos=lect_en(stream);
    bruit.amp_pos=lect_pf(stream);
    bruit.vit=lect_en(stream);
    bruit.amp_vit=lect_pf(stream);

    ien_cai_errpos=lect_pf(stream);

    vit_mes_min=lect_pf(stream);

    choix.vit_inst=lect_en(stream);
    choix.acc_inst=lect_en(stream);
    choix.trace_gr=lect_en(stream);

/*      lecture du code de validation de fin du fichier */

fgets(code,nombre_car,stream);
printf(code);
erreur=NON;

for (i=0;i!=long_code_valide;i++)
{
    if (code[i]!=code_valide[i])
        erreur=OUI;
}

if (erreur==OUI)
{
    fclose(stream);
    return erreur;
}

/*-----*/
/* lect_of  -lecture d'une donnée de type point flottant */
/*-----*/

double lect_of(FILE *stream)
{
    char buffer[80];
    double nombre;
    int nombre_car=0;

    do {
        fgets(buffer,nombre_car,stream);
        printi(buffer);
    } while(buffer[0]==comment[0]);
}

```

```
nombre=atof(buffer);

    return nombre;
}

/*-----*/
/* lect_en -lecture d'une donnee de type entiere */
/*-----*/

int lect_en(FILE *stream)
{
    char buffer[80];
    int nombre;
    int nombre_car=80;

    do {
        fgets(buffer,nombre_car,stream);
        printf("%s",buffer);

    } while(buffer[0]==coaenfb('0'));

    nombre=atoi(buffer);

    return nombre;
}

/*-----*/
/* pre_traitement - traitement des donnees */
/*-----*/

void pre_traitement()
{
    /* calcul de la charge equivalente */

    charge.Jeq=0.0;
    charge.Teq=0.0;
    charge.dephed=0.0;
    /****** a completer ******/
}

/*-----*/
/* traitement -calcul de la reponse du systeme */
/*          -sauvegarde des donnees      */
/*-----*/
```

```

void traitement()
{
    int i, ii, compte_cou, comote_delai, nbre_pts;
    int nbre_pos_ref, nbre_coupl_ch13;
    int handle, status;
    char nom_fich[30];
    FILE *stream;
    double pos_refer, coupl_char, pos_mes, vit_mes, acc_mes, clpc2, clfc2;
    double err_pos, err_vit, err_acc;
    double clfc22, err_trai, err_traj2, d_err_traj, d_err_traj_a, gain;
    double poids_lin, bandel, bande2, bande_max,coeff;
    int long nowt;

    int compte=0;
    int vit_min_f=0;
    int vit_min_fa=0;

    double mov_err_c = 0.0;

    double temps_act = 0.0;
    double courant = 0.0;
    double courant_ref = 0.0;
    double courant_refl = 0.0;
    double cour_app = 0.0;
    double cour_g1 = 0.0;
    double cour_g2 = 0.0;
    double cour_g3 = 0.0;
    double position = 0.0;
    double pos_refer_prec = 0.0;
    double vitesse = 0.0;
    double vit_refer = 0.0;
    double vit_refer_prec = 0.0;
    double vitesse_prec = 0.0;
    double vit_mes_prec = 0.0;
    double acceleration = 0.0;
    double acc_refer = 0.0;
    double Uc = alim.Ucmax;
    double dia_dt = 0.0;
    double do_dt = 0.0;
    double dv_dt = 0.0;

    srandtime(&now) 107;

    /* ouverture des fichiers de donnee */
    stream = (FILE *) calloc(1,sizeof(FILE));

    textmode(BW00);

    do {
        clrsqr();
        highvideo();
        gotoxy(3,3);

```

```

printf("Entrez le nom du fichier de sauvegarde avec son extension: ");
nomvideo();
scanf("%s",nom_fich);

/* ouverture du fichier en écriture, mode texte */
handle=open(nom_fich,O_RDWR|O_TEXT|O_CREAT|O_TRUNC,S_IREAD|S_IWRITE);
stream=fopen(handle,"wt");

if (istream==NULL)
{
    printf("Ouverture du fichier non réalisée\n");
    printf("Appuez sur une touche pour continuer\n");
    getch();
}

) while (stream==NULL);

/* sauvegarde de l'entête du fichier */

fprintf(stream, "tsim=%g;\n", temps.ssim);
fprintf(stream, "dt=%g;\n", temps.dos);
fprintf(stream, "donnees=%\n");

/* calculs */

comote_cou = floor((tempos.pos+temps.cour/2)/temps.couri);
comote_dela = 1 + floor((temps.cal+temps.cour/2)/temps.couri);
cloc2 = algor.cl + algor.c2;
clfc2 = algor.cl * algor.c2;
clfc22 = clfc2*clfc2;
gain = algor.Jnom/algor.Knom;
nbre_ots = 1 + floor((temps.sim+tempos.cour/2)/tempos.pos);

nbre_pos_ref = 1;

for (i=0 ; i<=3 ; i++)
    nbre_coup_chi[i] = i;

coup_char = cal_coup_chi(tempos_act, position, vitesse, nbre_coup_chi);

/* */

do {

    if (bruit.dos)
        dos_dos = position + bruit.ams_pos*(rand()/-16383.5)/16383.5;
    else
        dos_dos = position;

    pos_refer = cal_pos_ref(tempos_act, &nbre_pos_ref);

```

```

if (choix.vit_inst)
    vit_mes=vitesse;
else
    vit_mes = (vitesse+vitesse_prec)/2;

if (bruit.vit)
    vit_mes = vit_mes + bruit.ampl_vit*(rand() - 16383.5) / 16383.5;

if (fabs(vit_mes) < vit_mes_min)
{
    vit_mes = 0;
    vit_min_f = 1;
    vit_min_fp = 1;
}

if (algor.vit_refer) {
    vit_refer = (pos_refer - pos_refer_prec)/temps.dos;
    pos_refer_prec = pos_refer;
}

if (choix.acc_inst)
    acc_mes= acceleration/teidos.dos;
else
    acc_mes = (vit_mes-vit_mes_prec)/temps.dos;

if (vit_min_f == 1)
{
    acc_mes = 0.0;
    vit_min_f = 0;
}
else if (vit_min_fp == 1)
{
    acc_mes = 0.0;
    vit_min_fp = 0;
}

/****** voir probleme d'inversion de acc *****/
if (algor.acc_refer) {
    acc_refer = (vit_refer - vit_refer_prec)/temps.dos;
    vit_refer_prec = vit_refer;
}

/* fin de commande */
err_pos = pos_refer-dos_mes;
err_vit = vit_refer-vit_mes;
err_acc = acc_refer-acc_mes;

switch (algor.loi_disc) {
    case 0:
        err_traj2 = err_acc + clpc2*err_vit + clfc2*err_pos;
        courant_ref = (algor.poids1*cour_p1) + (algor.poids2*cour_d2) + (algor.poids3*cour_p3) + (err_traj2*
gain);
}

```

```

        err_traj = err_traj2;

/* limitation du courant de commande */

    if (courant_ref > alim.llim)
        courant_ref=alim.llim;
    else {
        if (courant_ref < -alim.llim)
            courant_ref=-alim.llim;
    }

    cour_p3=cour_p2;
    cour_p2=cour_p1;
    cour_p1=courant_ref;
    break;
}

case 1:
    err_traj2 = err_acc + cipc2*err_vit + clfc2*err_pos;
    courant_ref = (algor.poids1*cour_p1) + (algor.poids2*cour_p2) + (algor.poids3*cour_p3) + (err_traj2*
gain);

    err_traj = err_vit + algor.ci*err_pos;
    d_err_traj_a = fabs(err_acc + algor.ci*err_vit);
    bandel = algor.cl*algor.eosi;
    bande2 = algor.Ni*fabs(err_pos);
    bande_max = max_pf(bandel, bande2);

    if (fabs(err_traj) >= bande_max)
        poids_lin = signe(err_traj);
    else
        poids_lin = err_traj/bande_max;

    courant_ref += d_err_traj_a*algor.K_conv*poids_lin;

/* limitation du courant de commande */

    if (courant_ref > alim.llim)
        courant_ref=alim.llim;
    else {
        if (courant_ref < -alim.llim)
            courant_ref=-alim.llim;
    }

    cour_p3=cour_p2;
    cour_p2=cour_p1;
    cour_p1=courant_ref;
    break;
}

case 2:
    err_traj = err_vit + algor.ci*err_pos;
    d_err_traj = err_acc + algor.ci*err_vit;
    d_err_traj_a = fabs(d_err_traj);

    bandel = algor.cl*algor.eosi;
    bande2 = algor.Ni*fabs(err_pos);
    bande_max = max_pf(bandel, bande2);

```

```

        if (fabs(err_trai) >= bande_max)
            poids_lin = signe(err_trai);
        else
            poids_lin = err_trai/bande_max;

        courant_refi = (algor.poids1*cour_p1) + (algor.poids2*cour_p2) + (algor.poids3*cour_p3);
        courant_refi += d_err_trai*gain;
        courant_refi += (d_err_trai_a + fabs(err_trai)*algor.c2)*algor.K_conv*poids_lin;

/* limitation du courant de commande */

        if (courant_refi > alim.llim)
            courant_refi=alim.llim;
        else {
            if (courant_refi < -alim.llim)
                courant_refi=-alim.llim;
        }

        cour_p3=cour_p2;
        cour_p2=cour_p1;
        cour_p1=courant_refi;
        break;
    case 3:
        err_trai2 = err_acc + clfc2*err_vit + clfc2*err_pos;
        courant_refi = (algor.poids1*cour_p1) + (algor.poids2*cour_p2) + (algor.poids3*cour_p3) + (err_trai2
*gain);
        courant_refi = courant_refi;

        err_trai = err_vit + algor.ci*err_pos;
        d_err_trai_a = fabs(err_acc + algor.ci*err_viti);
        bandel = algor.ci*algor.epsi;
        bande2 = algor.Ni*fabs(err_pos);
        bande_max = max_pf(bandel, bande2);

        if (fabs(err_trai) >= bande_max)
        {
            poids_lin = signe(err_trai);
            courant_refi += d_err_trai_a*algor.K_conv*poids_lin;

/* limitation du courant de commande */

            if (courant_refi > alim.llim)
                courant_refi=alim.llim;
            else {
                if (courant_refi < -alim.llim)
                    courant_refi=-alim.llim;
            }

            cour_p3=cour_p2;
            cour_p2=cour_p1;
            cour_p1=courant_refi;
        }
    }
}

```

```

    else
    {
        poids_lin = err_trai/bande_max;
        courant_ref += d_err_trai*algor.n_conv*poids_lin;

        /* limitation du courant de reference partiel */
        if (courant_ref > alim.llim)
            courant_ref=alim.llim;
        else {
            if (courant_ref < -alim.llim)
                courant_ref=-alim.llim;
        }

        /* limitation du courant de commande */
        if (courant_ref > alim.llim)
            courant_ref=alim.llim;
        else {
            if (courant_ref < -alim.llim)
                courant_ref=-alim.llim;
        }

        cour_p3=cour_p2;
        cour_p2=cour_p1;
        cour_p1=courant_ref;
    }

    break;
}

case 4:
    err_traj = err_vit + algor.c1*err_pos;

    bande1 = algor.c1*algor.eps1;
    bande2 = algor.Ni*fabs(err_pos);
    bande_max = max_pf(bande1, bande2);

    if (fabs(err_traj) >= bande_max)
        poids_lin = signe ierr_traj;
    else
        poids_lin = err_traj/bande_max;

    coeff = acc_refer + algor.c1*err_vit;

    courant_ref = (moteur.B*vit_mes/algor.Kanom) + gain*coeff;
/*printf("bande1= %g bande2= %g bande= %g p_11=%g\n",bande1,bande2,bande_max,poids_lin);*/
/*printf("cr= %g vit= %g coe= %g\n",courant_ref,vit_mes,coeff);*/

    courant_ref += ((algor.K_conv*fabs(coeff)) + algor.B + algor.c2*fabs(err_traj))*poids_lin;
/*printf("cr = %g B= %g et= %g\n",courant_ref,algor.B, err_traj);*/

    /* limitation du courant de commande */

    if (courant_ref > alim.llim)
        courant_ref=alim.llim;

```

```

    else
        if (courant_ref < -alim.llim)
            courant_ref=-alim.llim;
        }

        cour_p3=cour_p2;
        cour_p2=cour_p1;
        cour_p1=courant_ref;
        break;
    }

vitesse_prec = vitesse;
vit_mes_prec=vit_mes;

/* formation des vecteurs de donnee */

comptel=comptel+1;
vites[comptel]=vitesse;
posit[comptel]=position;
errtra[comptel]=err_traj;
erroos[comptel]=pos_refer-position;
coural[comptel]=courant;
refpos[comptel]=pos_refer;
couch[comptel]=coup_char;
compte += 1;

/* calcul de la reponse */

for (i=1 ; i<compte_cou ; i++)
{
    if (i==compte_delaix)
        cour_apo=courant_ref;

    if (courant > max_of(cour_app+alim.Dl, cour_app-alim.Dl))
        Uc = -alim.Ucaax;
    else
    {
        if (courant < min_of(cour_app+alim.Dl, cour_app-alim.Dl))
            Uc = alim.Ucaax;
    }

    deriveitemos_act(Uc, coup_char, courant, position, vitesse, &dia_dt, &do_dt, &dv_dt);

    rk4itemos_act(Uc, nbre_coup_ch, &courant, &position, &vitesse, &dia_dt, &do_dt, &dv_dt);

    temps_act += temps_cour;

    coup_char = cal_couo_ch(temps_act, position, vitesse, nbre_coup_chi);
}

/* calcul de l'acceleration */

```

```

***** verifier *****
derive(temps_act, &c, coup_charge, courant, position, vitesse, &dt1_dt, &dt2_dt, &av_dt);

acceleration = dv_dt;

if (compte_dela1 == compte_cout)
    cour_app=courant_ref;

/* calcul de la moyenne des erreurs au carre */
av_err_c += (err_traj*err_traj)/(clifc22*nbre_pts);

printf("temps= %g err_traj= %g\n", temps_act, err_traj);

/* sauvegarde des donnees */
if (compte == stock_max)
{
    for (ii=0; ii<compte; ii++)
    {
        fprintf(stream, "%g %g %g %g\n", posit[ii], vites[ii], commaiii, couraiii);
    }
    compte=0;
}

} while (tempos_act < (temps_sint+tempos_cour/2));

/* sauvegarde des dernieres donnees */
if (compte != 0)
{
    for (ii=0; ii<compte; ii++)
    {
        fprintf(stream, "%g %g %g %g\n", posit[ii], vites[ii], commaiii, couraiii);
    }
}

fprintf(stream, "\n");
fprintf(stream, "end=%g\n", av_err_c);

fclose(stream);

printf("av_err_c= %g\n", av_err_c);
printf("av_err_c= %g\n", av_err_c);

}

***** -----
/* cal_coup_ch - calcul du couple de charge (perturbation) */
***** -----
```

double cal_coup_ch(double temps_act,double position, double vitesse, int nbre_coup_ch[3])
{
 int i, j;

```

double coup_char = 0.0;

for (j=0 ; j!=3 ; j++)
{
    switch (coup_ch[j].nbre_code) {
        case 997 :
            coup_char += coup_ch[j].amp * signe(vitesse);
            break;
        case 998 :
            coup_char += coup_ch[j].val[0] + coup_ch[j].amp * sin( (coup_ch[j].pui*temps_act) + coup_ch[j].dephi );
            break;
        default :
            if ((nbre_coup_ch[j]) != coup_ch[j].nbre_code) && (temps_act >= coup_ch[j].temps_var[nbre_coup_ch[j]])
            {
                coup_char += coup_ch[j].val[nbre_coup_ch[j]];
                nbre_coup_ch[j]++;
            }
            else
                coup_char += coup_ch[j].val[nbre_coup_ch[j]-1];
    }
}
//***** a verifier *****/
coup_char += charge.Teq * sin((position*temps_act+charge.dephed)/charge.KG);

return coup_char;
}

/*
 * signe - determine le signe d'une variable (1: positif) *
 */
double signe(double vitesse)
{
    double signev;

    if (vitesse > 0)
        signev=1;
    else if (vitesse < 0)
        signev=-1;
    else
        signev=0;

    return signev;
}

/*
 * cal_pos_ref - calcul de la position de reference *
 */

```

```

double cal_pos_ref(double temps_act,int *nbre_pos_ref)
{
    double pos_refer;

    switch (pos_ref.nbre_code) {
        case 770:
            pos_refer = pos_ref.val[0] + pos_ref.ampl * sin( lpos_ref.pul*temps_act ) + pos_ref.deph;
            break;
        case 999 :
            pos_refer = pos_ref.val[0] + pos_ref.ampl + triangl( lpos_ref.pul*temps_act ) + pos_ref.deph;
            break;
        default :
            if ((*nbre_pos_ref <= pos_ref.nbre_code) && (temps_act >= pos_ref.temps_var[*nbre_pos_ref]))
            {
                pos_refer=pos_ref.val[*nbre_pos_ref];
                *nbre_pos_ref += 1;
            }
            else
                pos_refer=pos_ref.val[*nbre_pos_ref-1];
    }
}

return pos_refer;
}

/*-----
 * triang - fonction onde triangulaire d'amplitude unitaire *
-----*/

double triang(double angle)
{
    double reste, ampli;

    double module = 0.0;

    reste = fmod((angle/PI_f2).module);

    if (reste <= PI_d2)
        ampli = reste / PI_d2;
    else if (reste <= PI_f3_d2)
        ampli = 2.0 - reste / PI_d2;
    else
        ampli = -4.0 + reste / PI_d2;

    return ampli;
}

/*-----
 * max_pf - retourne la variable ayant la plus grande valeur */

```

```

/*-----*/
double max_of(double x1, double x2)
{
    double max;

    if (x1 > x2)
        max=x1;
    else
        max=x2;

    return max;
}

/*-----*/
/* min_of - retourne la variable ayant la plus faible valeur */
/*-----*/

double min_of(double x1, double x2)
{
    double min;

    if (x1 < x2)
        min=x1;
    else
        min=x2;

    return min;
}

/*-----*/
/* derive - calcul des derivees des variables du systeme */
/*-----*/

void derive(double temps_act, double Uc, double coup_charge, double courant, double position, double vitesse, double *dia_dt, double *dp_dt, double *dv_dt)
{
    *dia_dt = (-moteur.Ra*courant - moteur.Ka*vitesse + alia.hc*Uc)/moteur.La;
    *dv_dt = (moteur.Ka*courant - moteur.B*vitesse - coup_charge*(moteur.Jo+setcharge*Jeq));
    *dp_dt = vitesse;
}

/*-----*/
/* rk4 -integration par Runge-Kutta ordre 4 */
/*-----*/

void rk4(double temps_act, double Uc, int nbre_coup_ch[3], double *courant, double *position, double *vitesse, double *dia_dt, double *dp_dt, double *dv_dt)

```

```

{
    double sh2, sh6, temps_h, temps_h2, courant_h, vitesse_h, position_h;
    int i, bidon[3];
    double coup_char;

    double dia_dt2 = 0.0;
    double dp_dt2 = 0.0;
    double dv_dt2 = 0.0;
    double dia_dt3 = 0.0;
    double dp_dt3 = 0.0;
    double dv_dt3 = 0.0;
    double dia_dt4 = 0.0;
    double dp_dt4 = 0.0;
    double dv_dt4 = 0.0;

    sh2= temps.cour/2;
    sh6= temps.cour/6;
    temps_h = temps_act+temps.cour;
    temps_h2 = temps_act+sh2;

    for (i=0 : i!=3 : i++)
        bidon[i]=nbre_coup_ch[i];

    /* premier pas */

    courant_h = *courant + sh2*(dia_dt);
    position_h = *position + sh2*(dp_dt);
    vitesse_h = *vitesse + sh2*(dv_dt);

    /* deuxieme pas */

    coup_char = cal_coup_ch(temps_h2, *position, *vitesse, nbre_coup_ch);

    for (i=0 : i!=3 : i++)
        nbre_coup_ch[i]=bidon[i];

    derive(temps_h2, uc, coup_char, courant_h, position_h, vitesse_h, &dia_dt2, &dp_dt2, &dv_dt2);

    courant_h = *courant + sh2*dia_dt2;
    position_h = *position + sh2*dp_dt2;
    vitesse_h = *vitesse + sh2*dv_dt2;

    /* troisieme pas */

    derive(temps_h2, uc, coup_char, courant_h, position_h, vitesse_h, &dia_dt3, &dp_dt3, &dv_dt3);

    courant_h = *courant + temps.cour*dia_dt3;
    position_h = *position + temps.cour*dp_dt3;
    vitesse_h = *vitesse + temps.cour*dv_dt3;
}

```

```
/* quatrième pas */

coup_char = cal_coup_ch(temps_h, *position, *vitesse, nbre_coup_ch);

for (i=0 ; i<=3 ; i++)
    nbre_coup_ch(i)=bidon[i];

derive(temps_h, Uc, coup_char, courant_h, position_h, vitesse_h, &dia_dt4, &dp_dt4, &dv_dt4);

*courant += sh6*(dia_dt + dia_dt4 + 2*(dia_dt2 + dia_dt3));
*xposition += sh6*(dp_dt + dp_dt4 + 2*(dp_dt2 + dp_dt3));
*xvitesse += sh6*(dv_dt + dv_dt4 + 2*(dv_dt2 + dv_dt3));

}
```

```
% traceq3.m      (MATLAB)
% Trace des graphiques
% Creation      23-03-89  Pierre Sicard
% Elimination du courant filtre
%           24-03-89  P. Sicard
% Modification pour utilisation avec simulateur en C (de trace2.m)
%           18-04-89  P. Sicard
% Modification pour utilisation avec 8 courbes a tracer
%           20-04-89  P. Sicard
% Modification de traceq.m pour utilisation avec combos.c version 1.02
%           16-05-89  P. Sicard
% Modification de traceq2.m pour utilisation avec combos.c version 1.03
%           16-05-89  P. Sicard

tempo=[0:dt:tsim];
npts=length(tempo);

% Plan de phase
xplot(-donnees(1:npts,4),donnees(1:npts,2), '-')
xlabel('errpos')
ylabel('vitesse').pause

% Position en fonction du temps
plot(tempo,donnees(1:npts,1),'-')
xlabel('temps')
ylabel('position').pause

% Vitesse en fonction du temps
plot(tempo,donnees(1:npts,2), '-')
xlabel('temps')
ylabel('vitesse').pause

% Commande en fonction du temps
plot(tempo,donnees(1:npts,3),'-')
xlabel('temps')
ylabel('commande').pause

% Erreur de trajectoire en fonction du temps
xplot(tempo,donnees(1:npts,3).'-')
xlabel('temps')
ylabel('erreur s').pause

%axis
t= input('entrez v: ');
axis([t]);
% Erreur de trajectoire en fonction du temps
xplot(tempo,donnees(1:npts,3).'-')
xlabel('temps')
ylabel('erreur s').pause
%axis

% Courant en fonction du temps
```

```
plot(temp,donnees(1:npts,4),'-')
xlabel('temps')
ylabel('courant'),pause

% Position de reference en fonction du temps
zplot(temp,donnees(1:npts,7),'-')
x xlabel('temps')
y xlabel('position ref'), pause

% Couple de charge et de perturbation en fonction du temps
plot(temp,donnees(1:npts,5),'-')
x xlabel('temps')
y xlabel('couple pert'), pause
```

```
% traceopy.m (MATLAB)
% Trace des graphiques utilisant la vitesse et la position
% Creation 23-03-89 Pierre Sicard
% Elimination du courant filtre
% 24-03-89 P. Sicard
% Modification pour utilisation avec simulateur en C (de trace2.m)
% 18-04-89 P. Sicard
% Modification pour utilisation avec 8 courbes a tracer
% 20-04-89 P. Sicard
% Modification de traced.m pour utilisation avec compos.c version 1.02
% 16-05-89 P. Sicard
% Modification de traceg2.m pour utilisation avec compos.c version 1.03
% 16-05-89 P. Sicard
% Modification de traceg3.m : on doit fournir le vecteur de positions de
% reference pref
% 28-05-89 P. Sicard

tempo=[0:dt:tmax];
npts=length(tempo);

% Plan de phase
plot(donnees(:,1)-pref,donnees(:,2),'-')
xlabel(' - erroos ')
ylabel('vitesse'),pause

% Position en fonction du temps
plot(tempo,donnees(:,1),'-')
xlabel('temps')
ylabel('position'),pause

% Vitesse en fonction du temps
plot(tempo,donnees(:,2),'-')
xlabel('temps')
ylabel('vitesse'),pause

% Commande en fonction du temps
plot(tempo,donnees(1:npts,3),'-')
xlabel('temps')
ylabel('commande'),pause

% Erreur de trajectoire en fonction du temps
plot(tempo,donnees(1:npts,3),'-')
xlabel('temps')
ylabel('erreur s'),pause

%axis
%v=input('entrez v: ');
%axis(v);
% Erreur de trajectoire en fonction du temps
%plot(tempo,donnees(1:npts,3),'-')
% xlabel('temps')
% ylabel('erreur s'), pause
```

```
%axis  
  
% Courant en fonction du temps  
%plot(temp,donnees(1:npts,4),'-')  
% xlabel('temps')  
% ylabel('courant'), pause  
  
% Position de reference en fonction du temps  
%plot(temp,donnees(1:npts,7),'-')  
% xlabel('temps')  
% ylabel('position ref'), pause  
  
% Couple de charge et de perturbation en fonction du temps  
%plot(temp,donnees(1:npts,5),'-')  
% xlabel('temps')  
% ylabel('couple pert'), pause
```

```
% tracegcs.m (MATLAB)
% Trace des graphiques utilisant la commande et l erreur de trajectoire
%
% Creation 23-03-89 Pierre Sicard
% Elimination du courant filtre
% 24-03-89 P. Sicard
% Modification pour utilisation avec simulateur en C (de trace2.m)
% 18-04-89 P. Sicard
% Modification pour utilisation avec 8 courbes a tracer
% 20-04-89 P. Sicard
% Modification de traceq.m pour utilisation avec combos.c version 1.02
% 16-05-89 P. Sicard
% Modification de traceq2.m pour utilisation avec combos.c version 1.03
% 16-05-89 P. Sicard
% Modification de traceq3.m : on doit fournir le vecteur de positions de
% reference pref
% Modification de tracegov.m
% 28-05-89 P. Sicard

temp=[0:dt:tsim];
npts=length(temp);

% Plan de phase
%plot(donnees(:,1)-pref,donnees(:,2),'-')
% xlabel('errpos')
% ylabel('vitesse').pause

% Position en fonction du temps
%plot(temp,donnees(:,1), '-')
% xlabel('temps')
% ylabel('position').pause

% Vitesse en fonction du temps
%plot(temp,donnees(:,2), '-')
% xlabel('temps')
% ylabel('vitesse').pause

% Commande en fonction du temps
plot(temp,donnees(:,1),'-')
xlabel('temps')
ylabel('commande'), pause

% Erreur de trajectoire en fonction du temps
plot(temp,donnees(:,2), '-')
xlabel('temps')
ylabel('erreur s').pause

axis
v=input('entrez v:');
axis(v);
% Erreur de trajectoire en fonction du temps
plot(temp,donnees(:,1),'-')
```

```
%label('temps')
%label('erreur s'),pause
axis

% Courant en fonction du temps
xplot.temps,donnees(1:npts,4), '-'
xlabel('temps')
ylabel('courant'),pause

% Position de reference en fonction du temps
xplot.temps,donnees(1:npts,7), '-'
xlabel('temps')
ylabel('position ref'),pause

% Couple de charge et de perturbation en fonction du temps
xplot.temps,donnees(1:npts,5), '-'
xlabel('temps')
ylabel('couple pert'),pause
```

```

% tracecs2.m      (MATLAB)
% Trace des graphiques utilisant la commande et l'erreur de trajectoire
%
% Creation      23-03-89    Pierre Sicard
% Elimination du courant filtre
%           24-03-89    P. Sicard
% Modification pour utilisation avec simulateur en C (de trace2.m)
%           18-04-89    P. Sicard
% Modification pour utilisation avec 8 courbes a tracer
%           20-04-89    P. Sicard
% Modification de traceq.m pour utilisation avec compos.c version 1.02
%           16-05-89    P. Sicard
% Modification de traceq2.m pour utilisation avec compos.c version 1.03
%           16-05-89    P. Sicard
% Modification de traceq3.m ; on doit fournir le vecteur de positions de
% reference pref
% Modification de tracegov.m
%           28-05-89    P. Sicard
% Modification du trace de s(X;t); on suppose que la bande soecifiee est
% de 10 rad/s et que les derivees premiere et seconde du signal de
% reference sont nulles
%           05-06-89    P. Sicard

tempo=[0:dt:tsia];
nnts=length(tempo);

% Plan de phase
% plot(donnees(:,1)-pref.donnees(:,2), '-')
% xlabel('erreurs')
% ylabel('vitesse').pause

% Position en fonction du temps
% plot(tempo,donnees(:,1),'-')
% xlabel('temps')
% ylabel('position').pause

% Vitesse en fonction du temps
% plot(tempo,donnees(:,2),'-')
% xlabel('temps')
% ylabel('vitesse').pause

% Commande en fonction du temps
plot(tempo,donnees1(:,1),'-')
xlabel('temps')
ylabel('commande').pause

% Erreur de trajectoire en fonction du temps
plot(tempo,-donnees(:,2)+10*(pref-donnees(:,1)),'-')
xlabel('temps')
ylabel('erreur s').pause

axis

```

```
v=input('entrez v:');  
axis(v);  
% Erreur de trajectoire en fonction du temps  
plot(temp,donnees(:,2)+10*(pref-donnees(:,1)),'-')  
 xlabel('temps')  
 ylabel('erreur s'),pause  
axis  
  
% Courant en fonction du temps  
plot(temp,donnees(1:npts,4),'-')  
 xlabel('temps')  
 ylabel('courant'),pause  
  
% Position de reference en fonction du temps  
plot(temp,donnees(1:npts,7),'-')  
 xlabel('temps')  
 ylabel('position ref'),pause  
  
% Couple de charge et de perturbation en fonction du temps  
plot(temp,donnees(1:npts,5),'-')  
 xlabel('temps')  
 ylabel('couple pert'),pause
```

```
% traceqao.m (MATLAB)
% Trace de la reponse de position simulee et de la reponse de position du modele
%
t=[0:dt:tsim];
num=600;
den=[1 70 600];
y=step(num,den,t);
plot(tempo,donnees(:,1),'-');
hold
plot(tempo,v,'--')
xlabel('temps')
ylabel('position').pause
hold
```

```
% traceqa5.m      (MATLAB)
% Trace de la reponse de position simulee et de la reponse de position du modele
%
t=0:dt:tsim;
num=10*5
den=[1 10]
v=step(num,den,t);
plot(t,temps,donnees(:,1), '-')
hold
plot(t,temps,v,'--')
xlabel('temps')
ylabel('position').pause
hold
```

ANNEXE F

Fichiers des paramètres d'exécution pour les simulations au chapitre IV

***** figure 4.1 *****

```
compos.c_2.01
* --- machine
0.000633
0.0001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
5
* --- trajectoire
10
0.3
* --- algorithme de calcul
.00055
0.054
* poids
1
0
/
* derivees reference
0
0
* type de loi de commande
4
* parametres si commande discontinue
.00833
0.0
0.0
-
* --- temps
0.8
.0005
.0005
.00001
* --- entrees
*ref
0
1
*
5
*
0
```

```
*couach1
0
1
+
0.1
+
1.825
*couach2
0
0
*couach3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
*   rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_2.01
```

***** figure 4.2 *****

```
compos.c_2.01
* --- machine
0.000633
0.001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
5
* --- trajectoire
10
0.3
* --- algorithme de calcul
.00055
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* type de loi de commande
4
* parametres si commande discontinue
.00833
0.0
0.0
2
* --- temps
0.8
.0005
.0005
.00001
* --- entrees
koref
0
1
4
5
*
0
```

```
*couach1
0
1
*
0.1
+
1.825
*couach2
0
0
*couach3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
*     rapport à la réponse idéale) au carré
.5
* --- autres
* vitesse minimale détectée (rad/s)
0
* vitesse mesurée instantanée ?
0
* accélération mesurée instantanée ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

***** figure 4.5 *****

```
compos.c_2.01
* --- machine
0.000633
0.0001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'enregenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
5
* --- trajectoire
10
0.3
* --- algorithme de calcul
.00055
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* type de loi de commande
4
* parametres si commande discontinue
.00833
0.0
0.1
2
* --- temos
0.8
.0005
.0005
.00001
* --- entrees
kref
0
1
4
5
6
)
```

```
*couph1
0
1
*
0.1
+
1.825
*couph2
0
0
*couph3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la covariance des erreurs de position (par
* rapport a la reponse :deale) au carre:
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_2.0!
```

***** figure 4.7 *****

```
compos.c_2.01
* --- machine
0.000633
0.001
0.004
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
5
* --- trajectoire
10
0.3
* --- algorithme de calcul
.00055
0.054
* ooids
1
0
0
* derivees reference
0
0
0
* type de loi de commande
4
* parametres si commande discontinue
.00833
0.0
0.1
2
* --- temps
0.8
.0005
.0005
.00001
* --- entrees
koref
0
1
4
5
+
0
```

```
*couach1
0
1
*
0.1
*
1.825
*couach2
0
0
*couach3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
*     rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesurée instantanée ?
0
* acceleration mesurée instantanée ?
0
* trace graphique ?
0
cospos.c_2.01
```

***** figure 4.9 *****

```
compos.c_2.01
* --- machine
0.000633
0.0001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
5
* --- trajectoire
10
0.3
* --- algorithme de calcul
.00055
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* type de loi de commande
4
* parametres si commande discontinue
.00833
1.0
0.0
2
* --- temps
0.8
.0005
.0005
.00001
* --- entrees
toref
0
1
*
5
*
0
```

```
*couch1
0
1
*
0.1
*
1.825
*couch2
0
0
*couch3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
*     rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?           -
0
compos.c_2.01
```

***** figure 4.10 *****

```
compos.c_2.01
* --- machine
0.000633
0.001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
5
* --- trajectoire
10
0.3
* --- algorithme de calcul
.00055
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
0
* type de loi de commande
4
* parametres si commande discontinue
.00833
1.0
0.0
2
* --- temps
0.8
.0005
.0005
.00001
* --- entrees
*pref
0
1
*
5
*
0
```

```
*couch1
0
1
*
0.1
*
1.025
*couch2
0
0
*couch3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des (erreurs de position (par
*      rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
cospos.c_2.01
```

***** figure 4.12 *****

```
compos.c_2.01
* --- machine
0.000633
0.0001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
5
* --- trajectoire
10
0.3
* --- algorithme de calcul
.00055
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* type de loi de commande
4
* parametres si commande discontinue
.00833
1.0
0.1
2
* --- temps
0.8
.0005
.0005
.00001
* --- entrees
*pref
0
1
*
5
*
0
```

```
*couph1
0
1
+
0.1
+
1.825
*couph2
0
0
*couph3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
* rapport a la reponse ideale) au carre
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_2.01
```

***** figure 4.13 *****

```
compos.c_2.01
* --- machine
0.000633
0.001
0.0054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
5
* --- trajectoire
10
0.3
* --- algorithme de calcul
.00055
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
0
* type de loi de commande
4
* parametres si commande discontinue
.00833
1.0
0.1
2
* --- temps
0.8
.0005
.0005
.00001
* --- entrees
toref
0
1
*
5
*
0
```

```
*couch1
0
1
*
0.1
*
1.825
*couch2
0
0
*couch3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
* rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_2.01
```

ANNEXE G

Programmes pour le tracé des lieux des racines au chapitre V

***** figure 5.4 *****

```
%lieupos2.m      (MATLAB)
%
%Trace du lieu des racines du correcteur de position robuste
% *** systeme complet sauf :temps calcul. boucle de courant ***
% *** La reference n'est pas derivee. ***
%
% creation          14-05-89    Pierre Sicard
% correction. facteur de conv. 15-05-89  P. Sicard
% creation, copie de lieupos.m 15-05-89  P. Sicard

echo off;
B=input('B= ');
J0=input('J0= ');
Jmax=input('Jmax= ');
deltaJ=input('deltaJ= ');
Jbase=input('Jbase= ');
Km=input('Km= ');
Kbase=input('Kbase= ');
T=input('T= ');
Kp=input('Kp= ');
Kv=input('Kv= ');

Hnum=[(1+(Kv*T)+(Kp*T*T)) -(2+(Kv*T)) 1];
Hden=[Kp*T*T 0 0];
Ggainb=Km*Kp*Jbase/(B*B*Kbase);

J=J0
cpt=0;

while J<=Jmax
cpt=cpt+1;
TBj=T*B/J;
eTBj=exp(-T*B/J);
Gnum=[(TBj-1+eTBj) -((TBj*eTBj)-1+eTBj) 0]*Ggainb*j;
Gden=conv([1 -2 1],[1 -eTBj]);
FTnum=conv(Gnum,Hden);
FTden0=conv(Gden,Hden);
FTden1=conv(Gnum,Hnum);
FTden=FTden0+[0 FTden1];

zeros(cpt,:)=roots(FTnum)';
poles(cpt,:)=roots(FTden)';
J=J+deltaJ
end
```

***** figure 5.5 *****

```
%lieupos5.m (MATLAB)
%
%Trace du lieu des racines du correcteur de position robuste
% *** systeme complet sauf : temps calcul, boucle de courant ***
% *** La reference n'est pas derivee. ***
%
% creation           14-05-89    Pierre Sicard
% correction, facteur de conv. 15-05-89    P. Sicard
% creation, copie de lieupos.m 15-05-89    P. Sicard
% creation, copie de lieupos2.m : modification pour trace du
% lieu des racines en fonction du gain de convergence
%                                08-08-89    P. Sicard

echo off;
B=input('B= ');
J=input('J= ');
m0=input('m0= ');
mmax=input('mmax= ');
deltam=input('deltam= ');
Jbase=input('Jbase= ');
Km=input('Km= ');
Kmbase=input('Kmbase= ');
T=input('T= ');
Kp=input('Kp= ');
Ky=input('Ky= ');

Hnum=[(1+(Ky*T)+(Kp*T*T)) -(2+(Ky*T)) 1];
Hden=[Kp*T*T 0 0];
Ggainb=Km*Kp*Jbase/(B*B*Kmbase);

TBJ=T*B/J;
eTBJ=exp(-T*B/J);

mm=m0
cptc=0;

while mm<=mmax
cptc=cptc+1;
Gnum=[(TBJ+eTBJ) -((TBJ*eTBJ)-1+eTBJ) 0]*Ggainb*J*mm;
Gden=conv([1 -2 1],[1 -eTBJ]);
FTnum=conv(Gnum,Hden);
FTden0=conv(Gden,Hden);
FTden1=conv(Gnum,Hnum);
FTden=FTden0+[0 FTden1];

zeros(cptc,:)=roots(FTnum)';
poles(cptc,:)=roots(FTden)';
mm=mm+deltam
end
```

```
***** figure 5.6 *****
```

```
%lieupos6.m (MATLAB)
%
%Trace du lieu des racines du correcteur de position robuste
% *** systeme complet sauf : temps calcul, boucle de courant ***
% *** La reference n'est pas derivee. ***
%
% creation           14-05-89    Pierre Sicard
% correction, facteur de conv. 15-05-89    P. Sicard
% creation, copie de lieupos.m   15-05-89    P. Sicard
% creation, copie de lieupos2.m : modification pour trace du
% lieu des racines en fonction de la periode d'echantillonnage
%                               08-08-89    P. Sicard

echo off;
B=input('B= ');
J=input('J= ');
T0=input('T0= ');
Tmax=input('Tmax= ');
deltaT=input('deltaT= ');
Jbase=input('Jbase= ');
Km=input('Km= ');
Kmbase=input('Kmbase= ');
Kp=input('Kp= ');
Kv=input('Kv= ');

cote=0;
T=T0;

while T<=Tmax
    cpte=cpte+1;
    Hnum=[(1+(Kv*T)+(Kp*T*T)) -(2+(Kv*T)) 1];
    Hden=[Kp*T*T 0 1];
    Ggainb=Km*Kp*Jbase/(B*B*Kmbase);

    TBJ=T*B/J;
    eTBJ=exp(-T*B/J);

    Gnum=[(TBJ-1+eTBJ) -((TBJ*eTBJ)-1+eTBJ) 0]*Ggainb*B;
    Gden=conv([1 -2 1],[1 -eTBJ]);
    FTnum=conv(Gnum,Hden);
    FTden0=conv(Gden,Hden);
    FTden1=conv(Gnum,Hnum);
    FTden=FTden0+[0 FTden1];

    zeros(cpte,:)=roots(FTnum)';
    poles(cpte,:)=roots(FTden)';
    T=T+deltaT
end
```

ANNEXE H

Fichiers des paramètres d'exécution pour les simulations au chapitre V

***** Figure 5.11.a *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.0001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
25
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* --- temps
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrees
*pref
0
1
*
1
*
0
*couach1
0
1
*
0.1
*
.825
```

```
*couach2
0
0
*couach3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
*     rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

***** figure 5.11.b *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
25
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
0
* --- temos
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrees
*pref
0
1
*
1
*
0
*couph1
0
1
*
0.1
*
.825
```

```
*couph2
0
0
*couph3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le valcul de la moyenne des ( erreurs de position (par
*      rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

***** figure 5.12.a *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.0001
0.0001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
25
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* --- temos
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrees
*pref
0
1
*
1
*
0
*couch1
0
1
*
0.1
*
.825
```

```
*couch2
0
0
*couch3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
*   rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
1
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

***** figure 5.12.b *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.001
0.001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
25
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001
0.054
* ooids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* --- temps
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrees
*xref
0
1
*
1
*
0
*couachl
0
1
*
0.1
*
.825
```

```
*couch2
0
0
*couch3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des (erreurs de position (par
* rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
1
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

***** figure 5.13.a *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.0001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
25
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* --- temos
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrees
tref
0
1
*
0
*
0
couach1
0
1
*
0.1
*
.025
```

```
*couach2
0
0
*couach3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
*   rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

***** figure 5.13.b *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
25
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001 .
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* --- temps
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrees
*pref
0
1
*
0
*
0
*
0
*couplch1
0
1
*
0.1
*
.025
```

```
*couch2
0
0
*couch3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des ( erreurs de position (par
*      rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

***** figure 5.14.a *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.0001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
25
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* --- temps
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrees
*pref
0
1
*
1
*
0
*couch1
0
998
*
.05
1.27323954
0
```

```
*couch2
0
998
.05
12.7323954
0
*couch3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
* rapport a la reponse ideale) au carre
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

***** figure 5.14.b *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'encrenement
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- régulateur de courant
0.005
25
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001
0.054
* poids
1
0
0
* dérivées référence
0
0
* --- temps
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrées
*pref
0
1
*
1
*
0
*couch1
0
998
*
.05
1.27323954
0
```

```
*couch2
0
998
.05
12.7323954
0
*couch3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
*      rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

***** figure 5.15.a *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.0001
0.001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
25
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
0
* --- temps
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrees
*pref
0
1
*
1
*
0
*couch1
0
1
*
0.1
*
.825
```

```
*couch2
0
0
*couch3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
1
0.15
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des (erreurs de position (par
*      rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

*****figure 5.15.b *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'encrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
25
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* --- temps
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrees
*pref
0
1
*
1
*
0
*couoch1
0
1
*
0.1
*
.825
```

```
*couph2
0
0
*couph3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
1
0.15
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
* rapport a la reponse ideale) au carre
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

***** figure 5.16.a (ancienne version) . figure 5.17.a *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.0001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
25
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* --- temps
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrees
*pref
0
1
*
1
*
0
*couach1
0
1
*
0.1
*
.825
```

```
*couph2
0
0
*couph3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
* rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
1.5
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

***** figure 5.16.b (ancienne version) . figure 5.17.b *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.001
0.001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'encrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
25
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* --- temps
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrees
*pref
0
1
*
1
*
0
*couplch1
0
1
*
0.1
*
.825
```

```
*couph2
0
0
*couph3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des ( erreurs de position (par
*      rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
1.5
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

***** figure 5.18.a *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.0001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
5
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* --- temps
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrees
*pref
0
1
*
5
*
0
*couach1
0
1
*
0.1
*
.825
```

```
*couch2
0
0
*couch3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des ( erreurs de position (par
*     rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres :
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

*****figure 5.1B.b *****

```
compos.c_1.01
* --- machine
0.000633
0.001
0.054
1.02
0.00167
* --- charge
0
* rapport d'engrenage
40
* --- convertisseur
1.2
10
* --- regulateur de courant
0.005
5
* --- trajectoire
10
60
* --- algorithme de calcul
.0001
0.054
* poids
1
0
0
* derivees reference
0
0
* --- temps
0.8
.001
.0005
.00001
* --- entrees
*pref
0
1
*
5
*
0
*couch1
0
1
*
0.1
*
.825
```

```
*couph2
0
0
*couph3
0
0
* --- bruit de mesure
* position
0
0
* vitesse
0
0
* --- fenetre pour le calcul de la moyenne des erreurs de position (par
*   rapport a la reponse ideale) au carre)
.5
* --- autres
* vitesse minimale detectee (rad/s)
0
* vitesse mesuree instantanee ?
0
* acceleration mesuree instantanee ?
0
* trace graphique ?
0
compos.c_1.01
```

ANNEXE I

Logiciel de mesure et de commande

***** fichier d'assemblage du programme de commande *****

asli enteteli.asm masterf.asm derintf.asm calcoaf.asm masmath.asm sortdonf.asm recof.asm

***** fichier d'assemblage du programme de mesure *****

asli enteteli.asm slavef.asm slavcalf.asm slamath.asm tableav.asm

```

OPT      noi
*****
* entete11.asm *
*****

*****
*   68HC11 INTERNAL REGISTERS      *
*   J P SOMERS  05/01/87          *
*
*   Standardisation selon ie      *
* "MC68HC11AB PROGRAMMING REFERENCE GUIDE" *
*   Pierre Sicard     27/07/88      *
*
* Exclusion de la definition des vecteurs  *
* d'interruption      22/02/89 P. Sicard *
*****


* DEFINITIONS

REGS    EQU    $1000

* PORT A DATA REGISTER
PORTA   EQU    0

RESVD   EQU    1    UNUSED

* PARALLEL I/O CONTROL REGISTER
PIOC    EQU    2

* STROBE A FLAG
* 0= INACTIVE
* 1= SET AT ACTIVE EDGE OF STRA PIN
STAF    EQU    %10000000
* STROBE A INTERRUPT ENABLE
* 0= NO HARDWARE INTERRUPT GENERATED
* 1= HARDWARE INTERRUPT REQ WHEN STAF=1
STAI    EQU    %01000000
* PORT C WIRE-OR MODE
* 0= PORT C OUTPUTS NORMAL
* 1= OPEN DRAIN
CWOM    EQU    %00100000
* HANDSHAKE/SIMPLE STROBE MODE SELECT
* 0= SIMPLE STROBE MODE
* 1= FULL HANDSHAKE MODES
HNDS    EQU    %00010000
* OUTPUT/INPUT HANDSHAKE SELECT
* 0= INPUT
* 1= OUTPUT
DIN     EQU    %00001000
* PULSE MODE SELECT FOR STRB OUTPUT
* 0= STRB LEVEL ACTIVE
* 1= STRB PULSES
PLS     EQU    %00000100

```

```

* ACTIVE EDGE SELECT FOR STRA
* 0= HI TO LO (FALLING)
* 1= LO TO HI (RISING)
EGA EQU Z00000010
* INVERT STRB OUTPUT
* 0= STRB ACTIVE LOW
* 1= STRB ACTIVE HIGH
INVB EQU Z00000001

* PORT C DATA REGISTER
PORTC EQU 3
* PORTB DATA REGISTER
PORTB EQU 4
* PORT C LATCHED DATA REGISTER
PORTCL EQU 5
RESVD1 EQU 6 UNUSED
* DATA DIRECTION REGISTER FOR PORT C
DDRC EQU 7
* PORT D DATA REGISTER
PORTD EQU 8
* DATA DIRECTION REGISTER FOR PORT D
DDRD EQU 9
* PORT E DATA REGISTER
PORTE EQU $A

* TIMER COMPARE FORCE REGISTER
CFORC EQU $B
FOC1 EQU Z10000000
FOC2 EQU Z01000000
FOC3 EQU Z00100000
FOC4 EQU Z00010000
FOC5 EQU Z00001000

* OUTPUT COMPARE 1 MASK REGISTER
OC1M EQU $C
OC1M7 EQU Z10000000
OC1M6 EQU Z01000000
OC1M5 EQU Z00100000
OC1M4 EQU Z00010000
OC1M3 EQU Z00001000

* OUTPUT COMPARE 1 DATA REGISTER
OC1D EQU $D
OC1D7 EQU Z10000000
OC1D6 EQU Z01000000
OC1D5 EQU Z00100000
OC1D4 EQU Z00010000
OC1D3 EQU Z00001000

* TIMER COUNTER REGISTER (2 BYTES)
TCNT EQU $E

```

```

* TIMER INPUT CAPTURE REGISTERS (3 REGS, 6 BYTES)
TIC1    EQU    $10
TIC2    EQU    $12
TIC3    EQU    $14
* TIMER OUTPUT COMPARE REGISTERS (5 REGS, 10 BYTES)
TOC1    EQU    $16
TOC2    EQU    $18
TOC3    EQU    $1A
TOC4    EQU    $1C
TOC5    EQU    $1E

* TIMER CONTROL REGISTER 1
TCTL1   EQU    $20
* DMx DLx ACTION UPON SUCCESSFUL COMPARE
* 0 0  TIMER DISC FROM OUTPUT PIN
* 0 1  TOGGLE OCx OUTPUT LINE
* 1 0  CLEAR OCx OUTPUT LINE TO ZERO
* 1 1  SET OCx OUTPUT LINE TO ONE
OM2     EQU    %10000000
OL2     EQU    %01000000
OM3     EQU    %00100000
OL3     EQU    %00010000
OM4     EQU    %00001000
OL4     EQU    %00000100
OM5     EQU    %00000010
OL5     EQU    %00000001

* TIMER CONTROL REGISTER 2
TCTL2   EQU    $21
* EDGxB EDGxA CONFIGURATION
* 0 0  CAPTURE DISABLED
* 0 1  CAPTURE ON RISING EDGES ONLY
* 1 0  CAPTURE ON FALING EDGES ONLY
* 1 1  CAPTURE ON ANY EDGE (RISING OR FALLING)
EDG1B   EQU    %00100000
EDG1A   EQU    %00010000
EDG2B   EQU    %00001000
EDG2A   EQU    %00000100
EDG3B   EQU    %00000010
EDG3A   EQU    %00000001

* MAIN TIMER INTERRUPT MASK REG 1
TMSK1   EQU    $22
OC1I    EQU    %10000000
OC2I    EQU    %01000000
OC3I    EQU    %00100000
OC4I    EQU    %00010000
OC5I    EQU    %00001000
IC1I    EQU    %00000100
IC2I    EQU    %00000010
IC3I    EQU    %00000001

```

```

* MAIN TIMER INTERRUPT FLAG REG 1
TFL61    EQU    $23
OC1F     EQU    Z10000000
OC2F     EQU    Z01000000
OC3F     EQU    Z00100000
OC4F     EQU    Z00010000
OC5F     EQU    Z00001000
IC1F     EQU    Z00000100
IC2F     EQU    Z00000010
IC3F     EQU    Z00000001

* MISC TIMER INTERRUPT MASK REG 2
TMSK2    EQU    $24
* TIMER OVERFLOW INTERRUPT ENABLE
TOI      EQU    Z10000000
* RTI INTERRUPT ENABLE
RTII     EQU    Z01000000
* PULSE ACCUMULATOR OVERFLOW INTERRUPT ENABLE
PAOVI    EQU    Z00100000
* PULSE ACCUMULATOR INPUT INTERRUPT ENABLE
* 0= INTERRUPT INHIBITED
* 1= INTERRUPT REQUESTED IF FLAG SET
PAII     EQU    Z00010000
* PR1 PR2 PRESCALE FACTOR
* 0 0 1
* 0 1 4
* 1 0 8
* 1 1 16
PR1      EQU    Z00000010
PR0      EQU    Z00000001

* MISC TIMER INTERRUPT FLAG REG 2
TFL62    EQU    $25
* TIMER OVERFLOW FLAG
TOF      EQU    Z10000000
* REAL TIME (PERIODIC) INTERRUPT FLAG
RTIF     EQU    Z01000000
* PULSE ACCUMULATOR OVERFLOW FLAG
PAOVF    EQU    Z00100000
* PULSE ACCUMULATOR INPUT EDGE FLAG
PAIF     EQU    Z00010000

* PULSE ACCUMULATOR CONTROL REGISTER
PACTL   EQU    $26
* DATA DIRECTION FOR PA7
* 0= INPUT
* 1= OUTPUT
DDRA7    EQU    Z10000000
* PULSE ACCUMULATOR SYSTEM ENABLE
* 0= DISABLED
* 1= ENABLED
PAEN     EQU    Z01000000

```

```

* PULSE ACCUMULATOR MODE
* 0= EVENT COUNTER
* 1= GATED TIME ACCUMULATION
PAMOD      EQU      %00100000
* PULSE ACCUMULATOR EDGE CONTROL
* 0= FALLING EDGES. HIGH LEVEL ENABLES ACCUM
* 1= RISING EDGES. LOW LEVEL ENABLES ACCUM
PEDGE      EQU      %00010000
* RTI INTERRUPT RATE
* RTR1 RTR0 DIV E BY
* 0 0 2^13
* 0 1 2^14
* 1 0 2^15
* 1 1 2^16
RTR1      EQU      %00000010
RTR0      EQU      %00000001

* PULSE ACCUMULATOR COUNT REGISTER
PACNT      EQU      $27

* SPI CONTROL REGISTER
SPCR      EQU      $28
* SPI INTERRUPT ENABLE
SPIE      EQU      %10000000
* SPI SYSTEM ENABLE
SPE       EQU      %01000000
* PORT D WIRE-OR MODE
* 0=PORT D OUTPUTS NORMAL
* 1=OPEN DRAIN
DWOM      EQU      %00100000
* MASTER/SLAVE MODE SELECT
* 0=SLAVE MODE
* 1=MASTER MODE
MSTR      EQU      %00010000
* CLOCK POLARITY
CPOL      EQU      %00001000
* CLOCK PHASE
CPHA      EQU      %00000100
* SPI CLOCK (SCK) RATE BIT
* SPR1 SPRO E DIV BY
* 0 0 2
* 0 1 4
* 1 0 16
* 1 1 32
SPR1      EQU      %00000010
SPRO      EQU      %00000001

* SPI STATUS REGISTER
SPSR      EQU      $29
* SPI INTERRUPT REQUEST
SPIF      EQU      %10000000
* WRITE COLLISION STATUS FLAG

```

```

WCOL      EQU      Z01000000
* SPI MODE ERROR INTERRUPT STATUS FLAG
M0DF      EQU      Z00010000

* SPI DATA REGISTER
SPDR      EQU      $2A

* SCI BAUD RATE CONTROL REGISTER
BAUD      EQU      $2B
* CLEAR BAUD COUNTER CHAIN (TEST ONLY)
TCLR      EQU      Z10000000
* SERIAL PRESCALER SELECTS
* SCPI SCP0 DIV E BY
* 0 0 1
* 0 1 3
* 1 0 4
* 1 1 13
SCP1      EQU      Z00100000
SCP0      EQU      Z00010000
* SCI BAUD RATE CLOCK TEST (TEST ONLY)
RCKB      EQU      Z00001000
* SCI RATE SELECT BIT 2 THRU BIT 0
* SCR2 SCR1 SCR0 PRESC OUT DIV BY
* 0 0 0 1
* 0 0 1 2
* 0 1 0 4
* 0 1 1 8
* 1 0 0 16
* 1 0 1 32
* 1 1 0 64
* 1 1 1 128
SCR2      EQU      Z00000100
SCR1      EQU      Z00000010
SCR0      EQU      Z00000001

* SCI CONTROL REGISTER 1
SCCR1    EQU      $2C
* RECEIVE BIT 8
R8        EQU      Z10000000
* TRANSMIT BIT 8
T8        EQU      Z01000000
* MODE SELECT
* 0 = 1 START, 8 DATA, 1 STOF
* 1 = 1 START, 8 DATA, 9TH DATA, 1 STOP BIT
M        EQU      Z00010000
* WAKE = WAKE UP (BY ADDRESS MARK/IDLE)
* 0 = WAKE UP BY IDLE LINE
* 1 = WAKE UP BY ADDRESS MARK
WAKE     EQU      Z00001000

* SCI CONTROL REGISTER 2
SCCR2    EQU      $2D

```

```

* TRANSMIT INTERRUPT ENABLE
TIE      EQU    %10000000
* TRANSMIT COMPLETE INTERRUPT ENABLE
TCIE     EQU    %01000000
* RECEIVER INTERRUPT ENABLE
RIE      EQU    %00100000
* IDLE LINE INTERRUPT ENABLE
* 0=INHIBIT INTERRUPTS
* 1=ENABLE INTERRUPTS
ILIE     EQU    %00010000
* TRANSMITTER ENABLE (TOGGLE TO QUEUE IDLE CHAR)
TE      EQU    %00001000
* RECEIVER ENABLE
* 0=OFF
* 1=ON
RE      EQU    %00000100
* RECEIVER WAKE-UP CONTROL
* 0=NORMAL
* 1=RECEIVER ASLEEP
RWU     EQU    %00000010
* SEND BREAK
SBK     EQU    %00000001

* SCI STATUS REGISTER
SCSR    EQU    $2E
* TRANSMIT DATA REG EMPTY FLAG
TDRE    EQU    %10000000
* TRANSMIT COMPLETE FLAG
TC      EQU    %01000000
* RECEIVE DATA REG FULL FLAG
RDRF    EQU    %00100000
* IDLE LINE DETECTED FLAG
IDLE    EQU    %00010000
* OVER-RUN ERROR FLAG
OR      EQU    %00001000
* NOISE ERROR FLAG
NF      EQU    %00000100
* FRAMING ERROR FLAG
FE      EQU    %00000010

* SCI DATA REGISTER
* RECEIVE AND TRANSMIT DOUBLE BUFFERED
SCDR    EQU    $2F

* A/D CONTROL/STATUS REGISTER
ADCTL   EQU    $30
* CONVERSIONS COMPLETE FLAG (SETS AFTER 4TH CONVERSION)
CCF     EQU    %10000000
* CONTINUOUS SCAN CONTROL
* 0=4 CONVERSIONS AND STOP
* 1=CONVERT CONTINUOUSLY
SCAN    EQU    %00100000

```

```

* MULTIPLE CHANNEL/SINGLE CHANNEL CONTROL
* 0=CONVER SINGLE CHANNEL
* 1=CONVERT FOUR CHANNEL GROUP
MULT      EQU    X00010000
* CD CC CB CA   CHANNEL SIGNAL RESULT IN ADRX
-----
* 0 0 0 0     ADD PORT E0 ADR1
* 0 0 0 1     ADD PORT E1 ADR2
* 0 0 1 0     ADD PORT E2 ADR3
* 0 0 1 1     ADD PORT E3 ADR4
* 0 1 0 0     ADD PORT E4 ADR1
* 0 1 0 1     ADD PORT E5 ADR2
* 0 1 1 0     ADD PORT E6 ADR3
* 0 1 1 1     ADD PORT E7 ADR4
* 1 0 0 0     RESERVED    ADR1
* 1 0 0 1     RESERVED    ADR2
* 1 0 1 0     RESERVED    ADR3
* 1 0 1 1     RESERVED    ADR4
* 1 1 0 0     VREF HI    ADR1
* 1 1 0 1     VREF LOW   ADR2
* 1 1 1 0     VREF HI/Z  ADR3
* 1 1 1 1     TEST/RESERVED ADR4
CD      EQU    X00001000
CC      EQU    X00000100
CB      EQU    X00000010
CA      EQU    X00000001

* A/D RESULT REGISTERS
ADR1    EQU    $31
ADR2    EQU    $32
ADR3    EQU    $33
ADR4    EQU    $34

RESVD2  EQU    $35  UNUSED
RESVD3  EQU    $36  UNUSED
RESVD4  EQU    $37  UNUSED
RESVD5  EQU    $38  UNUSED

* SYSTEM CONFIGURATION OPTIONS
OPTION   EQU    $39
* A TO D POWER UP
* 0= A/D SYSTEM POWERED DOWN
* 1= A/D SYSTEM POWERED UP
ADPU    EQU    X10000000
* CLOCK SELECT
* SHOULD BE USED IF E LESS THAN 1MHZ
* 0= A/D & EE USE SYSTEM E CLOCK
* 1= A/D & EE USE AN INTERNAL R-C CLOCK
CSEL    EQU    X01000000
* IRQ SELECT EDGE SENSITIVE ONLY (TIME PROTECTED)
* 0= IRQ CONFIGURED FOR LOW LEVEL
* 1= IRQ CONFIGURED FOR FALLING EDGES

```

```

IRBE      EQU      X00100000
* ENABLE OSCILATOR START UP DELAY (EXITING FROM STOP)
* 0= NO DELAY
* 1= A DELAY IS IMPOSED
DLY      EQU      X00010000
* CLOCK MONITOR ENABLE
* 0= DISABLED
* 1= SLOW OR STOPPED CLOCKS CAUSE RESET
CME      EQU      X00001000
* COP TIMER RATE SELECT BITS
* CR1 CRO E/2^15 DIV BY
* 0 0    1
* 0 1    4
* 1 0    16
* 1 1    64
CR1      EQU      X00000010
CRO      EQU      X00000001

* CR1 CRO      E/2^15 DIV BY
-----
* 0 0    1
* 0 1    4
* 1 0    16
* 1 1    64

* ARM/RESET COP TIMER CIRCUITRY
COPRST   EQU      $3A

* EEPROM PROGRAMMING REGISTER
PPROG    EQU      $3B
* PROGRAM ODD ROWS IN HALF OF EEPROM (TEST)
ODD      EQU      X10000000
* PROGRAM EVEN ROWS IN HALF OF EEPROM (TEST)
EVEN    EQU      X01000000
* BYTE/OTHER EEPROM ERASE MODE
* 0= ROW OR ALL ERASE MODE WILL BE USED
* 1= ERASE ONLY ONE BYTE OF EEPROM
BYTE    EQU      X00010000
* ROW/ALL EEPROM ERASE MODE
* 0= ALL 512 BYTES OF EEPROM TO BE ERASED
* 1= ERASE ONLY ONE 16 BYTE ROW OF EEPROM
ROW     EQU      X00001000
* ERASE/NORMAL CONTROL OF EEPROM
* 0= NORMAL READ OR PROGRAM MODE
* 1= ERASE MODE
ERASE    EQU      X00000100
* EEPROM LATCH CONTROL
* 0= EEPROM ADDRESS AND DATA BUS CONFIG FOR READS
* 1= EEPROM BUSS CONFIG FOR PROGRAM OR ERASE
*     EEPROM CANNOT BE READ WHILE EELAT = 1
EELAT    EQU      X00000010
* EEPROM PROGRAM COMMAND

```

```

* WRITABLE ONLY IF EELAT = 1
* 0= PROGRAM (OR ERASE) POWER SWITCHED OFF
* 1= PROGRAM (OR ERASE) POWER SWITCHED ON
EEPROM      EQU      Z00000001

* HIGHEST PRIORITY INTERRUPT AND MISC.
HPRI0      EQU      $3C
* READ BOOTSTRAP ROM (ONLY WRITABLE IF SMOD=1)
* 0= BOOT ROM NOT IN MAP (NORMAL)
* 1= BOOT ROM ENABLED
RBOOT      EQU      Z10000000
* INTERNAL READ VISIBILITY
* 0= NO VISIBILITY OF INTERNAL READS ON EXTERNAL BUS
* 1= DATA FROM INTERNAL READS IS DRIVEN OUT DATA BUS
IRV       EQU      Z00010000
* SPECIAL MODE SELECT
* M0DB M0DA      MODE DESCRIPTOR     SMOD MDA
-----
* 1 0      SINGLE CHIP    0 0
* 1 1      EXPANDED MUX   0 1
* 0 0      BOOTSTRAP     1 0
* 0 1      SPECIAL TEST   1 1
SMOD      EQU      Z01000000
* MODE SELECT
MDA      EQU      Z00100000
* PRIORITY SELECT
* MAY ONLY BE WRITTEN IF 1 BIT IN CC REG IS 1
* PSEL3 PSEL2 PSEL1 PSEL0      INTERRUPT
-----
* 0 0 0 0      TIMER OVERFLOW
* 0 0 0 1      PULSE ACCUM OVERFL
* 0 0 1 0      PULSE ACC EDGE
* 0 0 1 1      SPI XFER COMPLETE
* 0 1 0 0      SCI SERIAL SYSTEM
* 0 1 0 1      RESERVED (DEFAULT IRQ)
* 0 1 1 0      IRQ (PIN OR PAR I/O)
* 0 1 1 1      REAL TIME INTERRUPT
* 1 0 0 0      TIMER INPUT CAPTURE 1
* 1 0 0 1      TIMER INPUT CAPTURE 2
* 1 0 1 0      TIMER INPUT CAPTURE 3
* 1 0 1 1      TIMER OUTPUT COMPARE 1
* 1 1 0 0      TIMER OUTPUT COMPARE 2
* 1 1 0 1      TIMER OUTPUT COMPARE 3
* 1 1 1 0      TIMER OUTPUT COMPARE 4
* 1 1 1 1      TIMER OUTPUT COMPARE 5
PSEL3      EQU      Z00001000
PSEL2      EQU      Z00000100
PSEL1      EQU      Z00000010
PSEL0      EQU      Z00000001

* RAM AND I/O MAPPING REGISTER
INIT      EQU      $30

```

```

RAM3      EQU      %10000000
RAM2      EQU      %01000000
RAM1      EQU      %00100000
RAM0      EQU      %00010000
REG3      EQU      %00001000
REG2      EQU      %00000100
REG1      EQU      %00000010
REG0      EQU      %00000001

* FACTORY TEST REGISTER
* RESTRICTED TEST MODES ONLY
TEST1     EQU      $3E
* TEST ILLEGAL OPCODE
TIOP      EQU      %10000000
* OUTPUT CONDITION CODE REG STAT TO TIMER PORT
OCCR      EQU      %00100000
* TIMER DIVIDER CHAIN BYPASS
CBYP      EQU      %00010000
* DISABLE RESETS FROM COP AND CLOCK MONITOR
DISR      EQU      %00001000
* FORCE CLOCK MONITOR FAILURE
FCM       EQU      %00000100
* FORCE COP WATCHDOG FAILURE
FCOP      EQU      %00000010
* TEST CONFIGURATION
TCON      EQU      %00000001

* CONFIGURATION CONTROL REGISTER
CONFIG    EQU      $3F
* SECURITY MODE DISABLE (MASK)
* 0=SECURITY MODE
* 1=NO SECURITY
NOSEC    EQU      %00001000
* COP SYSTEM DISABLE
* 0=COP SYSTEM ENABLED (FORCES RESET ON TIMEOUT)
* 1=COP SYSTEM DISABLED
NOCOP    EQU      %00000100
* ROM ENABLE
* 0= ROM IS NOT IN THE MEMORY MAP
* 1= ROM ON AT $E000 TO $FFFF
ROMON    EQU      %00000010
* EEPROM ENABLE
* 0= EEPROM IS NOT IN THE MEMORY MAP
* 1= EEPROM ON AT $B600 TO $B7FF
EEON     EQU      %00000001

```

```
* DPT      1
*****
* masterf.asm  *
*****  
  
*****
* Programme principal du maître incluant: calcul de la commande,
* gérance des interruptions pour période d'échantillonage
* variable et réception des données par le SPI.  

*  
* Version 3.0  

*  
*   13/06/89  création (copie de masterp4.asm)
*             correction du gain du correcteur
*             P. Sicard
*   14/06/89  ajout réservation pour opérations math.
*             P. Sicard
*   16/06/89  ajout des masques pour interrupteurs pour
*             division du gain du correcteur
*             P. Sicard
*  
*-----  
* Version 2.0  

*  
*   11/06/89  création (copie de masterp3.asm)
*             modification pour fonctionnement avec
*             période d'échantillonage variable
*             Pierre Sicard
*   12/06/89  modif. période d'acquisition maximum
*             P. Sicard
*  
*-----  
*  
* Version 1.2  

*  
*   07/06/89  création (copie de masterp.asm)
*             modifications de forme
*             Pierre Sicard
*   08/06/89  Tech = 1 ms, table des positions de
*             référence, reinitialisation des compteurs
*             pour la base de temps
*             P. Sicard
*  
*-----  
*  
* Version 1.0  

*   17/03/89  création          Pierre Sicard
*             et Claude Provencal
*   05/05/89  modification. de master.asm
*             P. Sicard
*   08/05/89  corrections        P. Sicard
```

* 09/05/89 tests commun. P. Sicard
* 10/05/89 tests comm. P. Sicard
* 11/05/89 correction sortie des D/A (facteur d'echelle)
* test reception des mesures P. Sicard
* 18/05/89 utilisation de la fonction "mai"
* test reception des mesures de position
* correction pour vitesse minimum (w ou w prec =0 :
* on neglige l'acceleration) P. Sicard
* 19/05/89 utilisation du deuxième et du troisième D/A P. Sicard
* 22/05/89 modification des declarations des interruptions
* correction de la mise a zero de VITESSP P. Sicard
* 24/05/89 tests pour detecter ce qui fait arreter le systeme P. Sicard

RAMD	EQU	\$0000	'adresse de debut du RAM
RAMF	EQU	\$00FF	'adresse de fin du RAM (pour pile)
EPROMD	EQU	\$E000	'adresse de debut du EPROM
DIPSW	EQU	\$4003	'adresse de la dipswitch
DA1	EQU	\$4000	'adresse du D/A no.1
DA2	EQU	\$4001	'adresse du D/A no.2
DA3	EQU	\$4002	'adresse du D/A no.3
OFFDA	EQU	\$80	'facteur a ajouter a la commande calculee avant transmission vers les D/A
*INTER	EQU	3000	'base de temps de 1.5 us avec horloge de 2 Mhz
INTER	EQU	2000	'base de temps de 1 us avec horloge de 2 Mhz
PERINT	EQU	%00001000	'masque pour permission d'une interruption
*			'pour mesure
FORINT	EQU	%00010000	'masque pour forcer une interruption
*			'pour mesure
BHC	EQU	%00100000	'masque pour permettre le fonc. du hacheur.
INIINT	EQU	%01000000	'masque pour reinitialisation du circuit de gerance des interruptions pour mesure
*			
MKMPPOS	EQU	%00001000	'masque qui detecte une nouvelle pos.
VALDIP	EQU	%00001111	'masque pour bits valide pour calcul du decalage dans la table des references
*			'de position
*			
DIPS	EQU	%00100000	'masque pour bit 5
DIP6	EQU	%01000000	'masque pour bit 6
DIP7	EQU	%10000000	'masque pour bit 7
MPOSRCU	EQU	%00000001	'masque pour position recue
MVITRCP	EQU	%00000001	'masque pour vitesse a recevoir
MVITRCU	EQU	%00000010	'masque pour vitesse recue

MACCRCP	EQU	X00000010	'masque pour acceleration a recevoir
MACCRCU	EQU	X00000100	'masque pour acceleration recue
DIRD	EQU	X00111010	'direction du port D
CPTNCIL	EQU	5	'compte du nombre d'interruptions de la base
*			'de temps correspondent a la periode
*			'd'acquisition maximum
MULTPOS	EQU	183	'facteur de multiplication du correcteur en position (183/1024)
*			'facteur de multiplication du correcteur en vitesse (89/512)
*			'facteur de multiplication du correcteur en acceleration = 1

-----RAM-----

	ORG	RAMD	'debut du RAM
POSITMT	RMB	3	'nombre de milliemes de tour MSB en premier
VITESSE	RMB	2	'vitesse calculee MSB en premier
VITESSP	RMB	2	'vitesse precedente
ACCELER	RMB	2	'acceleration calculee MSB en premier
COND	RMB	1	'drapeau qui indique l'état de reception: * mise a 1 du bit 0 si position recue: * bit 1 si vitesse recue; bit 2 si accel. recue) * tous ces bits a 0 si aucune donnee recue,
TIME	RMB	2	'temps de la prochaine interruption pour mesure
POSREF0	RMB	1	'code de pos. de reference (dipswitch)
POSREF	RMB	3	'pos. de reference (24 bits)
ERRPOS	RMB	3	'erreur de position
ERRVIT	RMB	2	'erreur de vitesse
ERRACC	RMB	2	'erreur d'acceleration
SOMPVA	RMB	3	'resultats partiels et final du calcul de la loi de * commande avant saturation
COMM0	RMB	1	'derniere commande appliquee
CPTNCI	RMB	1	'compte du nombre d'interruptions de base de temps * depuis la derniere mesure

* CASES MEMOIRE POUR OPERATIONS MATHEMATIQUES

MUL8	RMB	1
MUL24	RMB	3
PROD32	RMB	4

TEST	RMB	1
TEST2	RMB	1
TEST3	RMB	1

COMPTEU	RMB	2

COMPTEZ	RMB	1
	ORG	\$0040
TABLE	RMB	100
FINTBL	EQU	\$

FINMND EQU * 'marque la fin des reservations de memoire donnee

* --- TABLE DES POSITIONS DE REFERENCE (PARTIE BASSE 16 BITS)

	ORG	\$FFFA0
NBT00	FDB	\$0000 '0 mil.tour
NBT01	FDB	\$009F '1000/(2*pi) mil.tour ... 1 rad
NBT02	FDB	\$013E '1000/pi mil.tour ... 2 rad
NBT03	FDB	\$01F4 '1000/2 mil.tour ... pi rad
NBT04	FDB	\$03EB '1000 mil.tour
NBT05	FDB	\$1A0A '40/6 *1000 mil.tour
NBT06	FDB	\$3415 '40/3 *1000 mil.tour
NBT07	FDB	\$4E20 '20*1000 mil.tour

* --- ASSIGNATION DES VECTEURS D'INTERRUPTION

	ORG	\$FFC0
RESVEC0	FDB	#EPROMD \$FFC0 RESERVED
RESVEC1	FDB	#EPROMD \$FFC2 RESERVED
RESVEC2	FDB	#EPROMD \$FFC4 RESERVED
RESVEC3	FDB	#EPROMD \$FFC6 RESERVED
RESVEC4	FDB	#EPROMD \$FFC8 RESERVED
RESVEC5	FDB	#EPROMD \$FFCA RESERVED
RESVEC6	FDB	#EPROMD \$FFCC RESERVED
RESVEC7	FDB	#EPROMD \$FFCE RESERVED
RESVEC8	FDB	#EPROMD \$FFD0 RESERVED
RESVEC9	FDB	#EPROMD \$FFD2 RESERVED
RESVECA	FDB	#EPROMD \$FFD4 RESERVED
VECSCI	FDB	#EPROMD \$FFD6 SCI SERIAL SYSTEM
VECSPI	FDB	#EPROMD \$FFD8 SPI SERIAL TRANSFER COMPLETE
VECPAI	FDB	#EPROMD \$FFDA PULSE ACC INPUT EDGE
VECPAO	FDB	#EPROMD \$FFDC PULSE ACC OVERFLOW
VECTOV	FDB	#EPROMD \$FFDE TIMER OVERFLOW
VECT05	FDB	#ERINT TIMER OUTPUT COMPARE 5 gerance des interruptions pour * 'periode d'echantillonage variable
VECT04	FDB	#EPROMD \$FFE2 TIMER OUTPUT COMPARE 4
VECT03	FDB	#EPROMD \$FFE4 TIMER OUTPUT COMPARE 3
VECT02	FDB	#EPROMD \$FFE6 TIMER OUTPUT COMPARE 2
VECT01	FDB	#EPROMD \$FFE8 TIMER OUTPUT COMPARE 1
VECTI3	FDB	#RECP TIMER INPUT CAPTURE 3 reception de fin de calcul
VECTI2	FDB	#EPROMD \$FFEC TIMER INPUT CAPTURE 2
VECTI1	FDB	#EPROMD \$FFEE TIMER INPUT CAPTURE 1
VECRTI	FDB	#EPROMD \$FFF0 REAL TIME INTERRUPT
VECIRQ	FDB	#CALCOM IRQ calcul de la commande

VECXIRQ	FDB	#EPROMD	\$FFF4	XIRQ
VECSWI	FDB	#EPROMD	\$FFF6	SWI
VECILL	FDB	#EPROMD	\$FFF8	ILLEGAL OPCODE TRAP
VECCOP	FDB	#EPROMD	\$FFFA	COP FAILURE (RESET)
VECCMF	FDB	#EPROMD	\$FFFC	COP CLOCK MONITOR FAIL (RESET)
VECRES	FDB	#EPROMD	RESET initialisation du système et programme	
*			'principal'	

*****EPROM*****

```

ORG      EPROMD    'debut du programme

* --- INITIALISATION

        sei          'bloque toutes les interruptions masquables

*     --- LES OPERATIONS SUIVANTES NE SONT EFFECTUEES QU'UNE SEULE FOIS LORS
*     --- DE L'INITIALISATION DES REGISTRES DANS LE EEPROM DU 68HC11. ELLES
*     --- SONT INDIQUEES ICI A TITRE INDICATIF.
*/     ldaa  #NOSEC+NOCOP+EEON
*/     staa  CONFIG.X  'EEPROM et pas de COP ni de ROM ni de securite

*     --- INITIALISATION DES PORTS ET OPTIONS DU 68HC11
        ldx   #REGS

        ldaa  #IRQE
        oraa  OPTION.X
        staa  OPTION.X  '/IRQ sensible sur front descendant

        clr   DAI      'signal de commande nul

        clra
        staa  PORTA.X  'PERINT, FORINT et INIINT inactifs et BHC
*                         '(hacheur) bloque

        ldaa  HPRIO.X
        anda  #$FO
        oraa  #PSEL2+PSEL1
        staa  HPRIO.X  'interruption IRQ la plus prioritaire
*                         '(calcul de la commande)

        ldaa  #DIRD
        staa  DDRD.X    'direction du port D
        ldaa  #SPE+MSTR+CPOL+CPHA
        staa  SPCR.X    'SPI actif, SPI interruption inactive, mode
*                         'maître, horloge/2
        clr   PACTL.X   'PA7 en entrée et pas d'accumulateur d'impul.
        ldaa  #EDG3B
        staa  TCTL2.X   'TCL3 actif sur un front descendant (FCAL)

        lds   #RAMF      'pointeur de pile à la fin du RAM

```

* --- AJUSTEMENT DE L'INTERRUPTION POUR MESURE ET DEMARRAGE

```

ldd    TCNT.X
addd   #INTER
std    TOCS.X    'TOCS = temps + INTER
std    TIME      'sauvegarde pour prochain ajustement

***

ldaa  #$AA
staa  TEST
clr   TEST2
clr   TEST3

***

ldaa  #DCS1+ICSI
staa  TMSK1.X  'interr. sur DC5 (base de temps) et IC3 (FCAL)

clr   COMM0    'initialise COMM0 (derniere commande appliquee)
ldd   #$0000
std   POSREF   'position de reference nulle
staa  POSREF+2
std   VITESSP   'vitesse precedente nulle

clr   COND     'aucune donnee recue

bset  PORTA.X  BHG+INIINT  'active le bacheur et initialisation
*                               'du circuit de gerance des
*                               'interruptions
*                               bcir  PORTA.X INIINT

clr   CPTNCI   'compte du nombre de bases de temps depuis la
*                               'derniere mesure

cli           'permet les interruptions

```

* --- FIN DE L'INITIALISATION

* --- ATTENTE D'UNE INTERRUPTION

```
*****
ldd    #TABLE
std   COMPTEU
clr   COMPTEZ
*****
```

```
ATTEN  Mai          'attente...
bra   ATTEM
```

* --- FIN DU MODULE PRINCIPAL ---

rts

FINMNP EQU * marque la fin du programme principal

```
*****
* gerintf.asm *
*****
```

```
*****
*
* Routine qui effectue la gerance des interruptions pour
* fonctionnement avec une periode d'echantillonage variable.
*
*   13/06/89      creation (copie de gerintp4.asm)
*                           Pierre Sicard
*
*****
*   11/06/89      creation          Pierre Sicard
*
*****
```

GERINT sei ' bloque toutes les interruptions masquables
 ldx #REGS
 inc CPTNCI 'compteur du nombre d'int. de base de temps

ldaa CPTNCI
 cmoa #CPTNCIL 'limite atteinte?
 beq LIMITEA

bset PORTA,X PERINT 'non: permet les interruptions
 bra SUITEG

LIMITEA bset PORTA,X FORINT 'oui: force une interruption pour mesure

SUITEG ldaa #0CSF
 staa TFLG1,X 'met a zero le drapeau d'interruption

* --- INITIALISATION DES COMPTEURS POUR BASE DE TEMPS
 ldd TIME
 addd #INTER
 std TOCS,X '0CS = temps + INTER
 std TIME 'sauvegarde pour prochain ajustement

cli 'permet les interruptions

rti

```

*****  

* calcomf.asm *  

*****  

*****  

* Routine qui effectue les calculs de la loi de commande  

* sur une interruption interne venant de la base de temps.  

* Le resultat se trouve dans la variable COMM0 (8bits).  

*  

* La dipswitch est utilisee pour commander une position  

* de reference (bits 0, 1 et 2), pour detecter une nouvelle  

* commande de position (bit 3 = 1 nouv. comm.) et pour diminuer le  

* gain du correcteur (bit 5 = 1 [/2] , bit 6 = 1 [/2] et bit 7 =1 [/2] ;  

* cumulatifs).  

*  

* 13/06/89 copie de calcomp4.asm: correction du gain du correcteur  

*                               Pierre Sicard  

* 14/06/89 suite des corrections du 13/06/89  

*                               P. Sicard  

* 15/06/89 ajout de l'appel de la routine pour sortie des donnees  

*                               P. Sicard  

* 16/06/89 diminution du gain du correcteur par un facteur de 2  

*           (effectuee sur la somme des termes)  

*                               P. Sicard  

*  

*-----  

*  

* 11/06/89 copie de calcomp3.asm: modification pour fonctionnement  

*           avec une periode d'echantillonage variable  

*                               Pierre Sicard  

*-----  

*  

* 07/06/89 copie de calcomp.asm. Modification de la forme  

*           et corrections dans les sections "ajout du signal  

*           de commande precedent" et "limitation"  

*                               Pierre Sicard  

* 08/06/89 modification table des positions de reference et  

*           de la reinitialisation des compteurs pour la base  

*           de temps#  

*-----  

*  

*           creation                               Claude Provencal  

* 05/05/89 modification. de calcom.asm      Pierre Sicard  

* 08/05/89 corrections                      P. Sicard  

* 09/05/89 tests communication            P. Sicard  

* 10/05/89 tests comm.                     P. Sicard  

* 11/05/89 correction sortie des D/A (facteur d'echelle)  

*           tests reception variables        P. Sicard  

* 18/05/89 test de la reception de la position  

*           correction pour vitesse minimale  

*           correction stockage de l'erreur de position

```

```

*      correction ajout du signal de commande precedent
*          P. Sicard
* 19/05/89 correction limitation de la sortie
*      test mesure de position
*          P. Sicard
* 22/05/89 correction de l'utilisation de VITESSP
*          P. Sicard
* 24/05/89 modification de la table d'affichage
*          P. Sicard
*
*****



CALCOM    ldx      #REGS
          bclr    PORTA,X PERINT+FORINT   'PERINT et FORINT inactifs
          bset    PORTA,X INIINT       'reinitialisation du circuit de gerance
*          'de l'interruption de mesure
          bcir    PORTA,X INIINT

* --- AJUSTEMENT DES COMPTEURS POUR LA PROCHAINE INTERRUPTION DE BASE DE TEMPS
          ldd      TCNT,X
          addd    #INTER
          std     TOCS,X      '0C5 = temps + INTER
          std     TIME        'sauvegarde pour prochain ajustement

          ldaa   #0C5F
          staa    REGS+TFLG1   'met a zero le drapeau d'interruption de base
*          'de temps

          cli           'permet toutes les interruptions

          cir     CPTNCL      'compteur du nombre d'int. de base de temps a zero

* --- CALCUL DE LA POSITION DE REFERENCE
          ldab   DIPSW       'lecture de position de reference
          stab   POSREFO
          brcir  POSREFO MKMPOS ATPOS   'surveille si une commande de
*          'position valide est presente
          cir     POSREF      'met le MSB de la pos. de ref. a $00
          lslb
          andb   #VALDIP     'calcul du offset dans la table
          ldx    #NBTOO      'adresse de base de la table
          abx
          ldd     0,X
          std     POSREF+1

ATPOS    brcir  COND MPOSRCU ATPOS
* --- CALCUL DE LA PORTION DU SIGNAL DE COMMANDE DU A L'ERREUR DE POSITION
          ldd     POSREF+1      'soustrait POSITMT de POSREF
          subd   POSITMT+1     'et le met dans ERRPOS
          std     ERRPOS+1
          std     MUL24+1      'erreur partielle pour mult.
          ldaa   POSREF

```

```

sbca    POSITMT
staa    ERRPOS
staa    MUL24      'erreur partielle pour mult.
ldaa    #MULTPOS   'gain partiel en position
staa    MUL8
jsr     MUL842S   'MULTPOS*ERRPOS
*          'multiplication signee de 8 bits par
*          '24 bits: resultat 32 bits

ldd     PROD32     '/1024
asra
rorb
ror    PROD32+2
asra
rorb
ror    PROD32+2
std    SOMPVA      'resultat partiel
ldaa    PROD32+2
staa    SOMPVA+2   'resultat partiel

ATVIT   brclr    COND MVITRCU ATVIT
* --- CALCUL DE LA PORTION DU SIGNAL DE COMMANDE DU A L'ERREUR DE VITESSE
    ldd    #$0000      'soustrait VITESSE de "VITREF"
    subd   VITESSE
    std    ERRVIT      'erreur de vitesse
    std    MUL24      'erreur pour multiplication (MUL24:MUL24+1)
    ldcaa  #MULTVIT   'gain partiel en vitesse
    staa    MUL8
    jsr     MUL864S   'MULTVIT*ERRVIT
*          'multiplication signee de 8 bits par
*          '16 bits: resultat 24 bits

    ldd    PROD32     '512
    asra
    rorb
    staa    PROD32     'sauvegarde du signe pour operation ultérieure

* --- AJOUT AU RESULTAT PARTIEL PRECEDENT
    addd   SOMPVA+1
    std    SOMPVA+1
    bcc    PASCAR      'pas de carry
    ldcaa  PROD32
    bit    ATACC      'terme en vitesse negatif: aucune
*          'correction sur SOMPVA
    inc    SOMPVA      'ajoute le carry au MSB de SOMPVA
    bra    ATACC
PASCAR   ldcaa  PROD32
    bge    ATACC      'terme en vitesse positif: aucune
*          'correction sur SOMPVA
*          'correction du MSB de SOMPVA selon le signe de
*          'ERRVIT (MSB ERRVIT = $FF)
    dec    SOMPVA

```

```

ATACC    brcir  COND MACCRCU ATACC
* --- CALCUL DE LA PORTION DU SIGNAL DE COMMANDE DU A L'ERREUR D'ACC.
    ldd    VITESSP
    cpd    #0
    beq    ACCO
    ldd    VITESSE
    cpd    #0
    bne    ACCNO
ACCO     std    ERRACC
    bra    CALCO

ACCNO    ldd    #$0000      'soustrait ACCELER de "ACCREF"
    subd   ACCELER
    std    ERRACC
* --- AJOUT AU RESULTAT PARTIEL PRECEDENT
CALCO    addd   SOMPVA+1
    std    SOMPVA+1
    bcc    PASCAR2      'pas de carry
    ldAA   ERRACC
    blt    ATCOM       'aucune correction sur SOMPVA
    inc    SOMPVA       'ajoute le carry au MSB de SOMPVA
    bra    ATCOM
PASCAR2  ldAA   ERRACC
    bge    ATCOM       'aucune correction sur SOMPVA
    dec    SOMPVA       'correction du MSB de SOMPVA selon le signe de
    *                   'ERRACC (MSB ERRVIT = $FF)

* --- MODIFICATION DU GAIN DU CORRECTEUR SELON LA POSITION DES INTERRUPEURS
ATCOM    brcir  POSREF0 DIP5 ATCOM2
    ldd    SOMPVA      'interrupteur 5 = 1 : gain/2
    asra
    rorb
    ror    SOMPVA+2
    std    SOMPVA

ATCOM2   brcir  POSREF0 DIP6 ATCOM3
    ldd    SOMPVA      'interrupteur 6 = 1 : gain/2
    asra
    rorb
    ror    SOMPVA+2
    std    SOMPVA

ATCOM3   brcir  POSREF0 DIP7 ATCOM4
    ldd    SOMPVA      'interrupteur 7 = 1 : gain/2
    asra
    rorb
    ror    SOMPVA+2
    std    SOMPVA

* --- AJOUT DU SIGNAL DE COMMANDE PRECEDENT
ATCOM4   ldab    COMM0

```

```

blt    FORNEG      'COMM0 negatif
clra   ''
addd  SOMPVA+1    'additionne la commande precedente a SOMPVA
std   SOMPVA+1
ldaa  SOMPVA      'ne doit pas modifier le carry
adca  #0
staa  SOMPVA
bra   LIMITE

FORNEG ldaa  #$FF      'negatif : MSB = $FF
addd  SOMPVA+1    'additionne la commande precedente a SOMPVA
std   SOMPVA+1
ldaa  SOMPVA
adca  #$FF
staa  SOMPVA
* --- LIMITATION DE LA COMMANDE
LIMITE  cmoa  #0
        blt  SATNEG
* --- nombre positif
        bne  SATPOS     'depassé la limite positive
        ldd  SOMPVA+1
        cpd  #$007F
        bls  NOUCOM      'commande à l'intérieur des limites
SATPOS  ldab  #$7F      'limitation de la commande à sa valeur limite
*
        bra  NOUCOM      'positive
* --- nombre négatif
SATNEG  cmoa  #$FF
        bne  SATNEGA     'dépassé la limite négative
        ldd  SOMPVA+1
        cpd  #$FF80
        bhs  NOUCOM      'commande à l'intérieur des limites
SATNEGA ldab  #$80      'limitation de la commande à sa valeur limite
*
        bra  NOUCOM      'négative

NOUCOM  stab  COMM0
        addb  #OFFDA     'correction de la commande pour compatibilité avec
*
        stab  DAI         'met COMM0 corrigé dans le D/A no.1
*
        cir  COND        'aucune donnée reçue

*** 
idx   COMPTEU
cox   #FINTBL
bqe   FINT
ldd   POSITMT
std   0,X
ldd   POSITMT+2
std   2,X
ldaa  POSITMT+4
staa  4,X

```

lde POSITMT+7
std 5.X
ldaa COMM0
staa 7.X
ldab #\$08
abs
stx COMPTEU

FINT ldd VITESSE 'reinitialisation des mesures de vitesse
 std VITESSP

jsr SORTDON 'sortie des donnees pour acquisition

rti

```
*****
* aasmath.asm *
*****
```

```
*****
* Routines de calcul pour le module maître
*
* 14/06/89 creation (en utilisant lectmat4.asm)          Pierre Sicard
*
*-----
```

```
* MUL842S 14/06/89    creation          P. Sicard
*
* MUL864S 14/06/89    creation          P. Sicard
*
*****
```

```
***
```

```
* MUL842S
```

```
* Routine de multiplication signée d'un nombre de 8 bits non signé
* par un nombre de 24 bits signé avec résultat 32 bits.
```

```
* Paramètres d'entrée:
*      MUL8 : adresse de départ où sont stockés le multiplicateur 8 bits
*              et le multiplicateur 24 bits (mémoire croissante : 8 bits ;
*              MSB 16 bits : med8 16 bits ; LSB 16 bits)
*      PROD32 : adresse de stockage du résultat
```

```
* Paramètres de sortie:
*      Résultat en PROD32, PROD32+1, PROD32+2 et PROD32+3
```

```
* Registres modifiés:
*      D (A et B)
```

```
***
```

```
MUL842S    clr    PROD32    'mise à zéro de la mémoire de stockage
            clr    PROD32+1

            ldaa  MUL8      'mult. 8 bits
            ldab  MUL8+3    'mult. 24 bits: LSB
            mul
            std   PROD32+2  'résultat partiel

            ldaa  MUL8      'mult. 8 bits
            ldab  MUL8+2    'mult. 24 bits: med8
            mul
            addd  PROD32+1
```

```

    std    PROD32+1  'resultat partiel
    bcc    CONT00
    inc    PROD32

CONT00  ldd    MULB    'mult. 8 bits dans A
*           'mult. 24 bits (LSB) dans B
    mul
    addd   PROD32    'resultat partiel
    std    PROD32    'stockage du resultat

    ldaa   MULB+1
    bge    CONT01    'mult. 24 bit positif : le resultat est complet
    ldaa   PROD32    'sinon : correction du MSB du resultat
    suba   MULB
    staa   PROD32

CONT01  rts    'retour au programme

***  

*  

* MUL864S  

*  

* Routine de multiplication signee d'un nombre de 8 bits non signe  

* par un nombre de 16 bits signe avec resultat 24 bits.  

*  

* Parametres d'entree:  

*      MULB  : adresse de depart ou sont stockes le multiplicateur 8 bits  

*              et le multiplicateur 16 bits (memoire croissante : 8 bits :  

*              MSB 16 bits ; LSB 16 bits)  

*      PROD32 : adresse de stockage du resultat  

*  

* Parametres de sortie:  

*      Resultat en PROD32, PROD32+1 et PROD32+2  

*  

* Registres modifies:  

*      D (A et B)
*  

***  

MUL864S  clr    PROD32    'mise a zero de la memoire de stockage

    ldaa   MULB    'mult. 8 bits
    ldab   MULB+2    'mult. 16 bits: LSB
    mul
    std    PROD32+1  'resultat partiel

    ldaa   MULB    'mult. 8 bits
    ldab   MULB+1    'mult. 16 bits: MSB
    mul
    addd   PROD32    'resultat partiel
    std    PROD32    'resultat partiel

```

```
ldaa    MULB+1
bge    CONT11   'mult. 16 bit positif : le resultat est complet
ldaa    PROD32   'sinon : correction du MSB du resultat
suba    MULB
staa    PROD32

CONT11  rts       'retour au programme
```

```
*****
* sortdonf.asm *
*****  

*****  

* Routine pour sortie des donnees pour acquisition  

*  

* 15/06/89 creation: -erreur de position sur DA2 et vitesse sur DA3;  

*          on ne fait pas saturer les signaux en cas de saturation  

*          Pierre Sicard  

* 16/06/89 modification de la position du zero pour l'erreur de position  

*          P. Sicard  

*  

*****  

SORTDON    ldd      $0      '*ERREUR de POSITION  

            subd    ERRPOS+1  '-erreur de position  

            rora      'division par 4  

            rorb  

            rora  

            rorb  

            addd    #125    'fixe le zero  

            addb    #0FFDA   'correction du signal pour compatibilite avec  

*           'le D/A  

            stab    DA2      'sortie sur le D/A #2  

            ldd      VITESSE  '*VITESSE  

            rora      'division par 4  

            rorb  

            rora  

            rorb  

            subb    #123    'fixe le zero  

            addb    #0FFDA   'correction du signal pour compatibilite avec  

*           'le D/A  

            stab    DA3      'sortie sur le D/A #3  

            rts
```

```
*****
*    recpf.asm   *
*****
```

```
*****
*
* sous-routine d'interruption pour reception des donnees suite
* a une fin de calculs (FCAL)
*
* 07/06/89  copie de recop.asm et modification de la forme
*                               Pierre Sicard
* 08/06/89  modifications mineures      P. Sicard
*
*-----
*
*       creation                      Claude Provencal
* 05/05/89  modification. de recop.asm  Pierre Sicard
* 09/05/89  tests communication       P. Sicard
*
*****
```

RECP	ldx	#REGS
	ldaa	#IC3F 'reinitialisation du drapeau d'int.
	staa	TFLG1,X
	staa	SPDR,X 'force le transfert des donnees
	bset	COND MACCRCP BOUACC 'reception de l'acceleration
	bset	COND MVITRCP BOUVIT 'reception de la vitesse
 * --- RECEPTION DE LA POSITION		
BOUPOS	brcir	SPSR,X SPIF BOUPOS 'boucle de lecture de position
	ldaa	SPDR,X
	staa	POSITMT
	mul	'delai de 11 cycles
	nop	
	staa	SPDR,X 'force le transfert des donnees
BOUC2	brcir	SPSR,X SPIF BOUC2
	ldaa	SPDR,X
	staa	POSITMT+1
	mul	'delai de 11 cycles
	nop	
	staa	SPDR,X 'force le transfert des donnees
BOUC3	brcir	SPSR,X SPIF BOUC3
	ldaa	SPDR,X
	staa	POSITMT+2
	bset	COND MPOSRCU 'position recue
	bra	FINREC
 * --- RECEPTION DE LA VITESSE		

```

BOUVIT    brcclr  SPSR.X SPIF BOUVIT      'boucle de lecture de vitesse
          ldaa    SPDR.X
          staa    VITESSE
          mul     'delai de 11 cycles
          nop
          staa    SPDR.X      'force le transfert des donnees
BOUC5     brcclr  SPSR.X SPIF BOUC5
          ldaa    SPDR.X
          staa    VITESSE+1

          BSET    COND MVITRCU  'vitesse recue
          bra     FINRECP

* --- RECEPTION DE L'ACCELERATION
BOUACC    brcclr  SPSR.X SPIF BOUACC      'boucle de lecture de acceleration
          ldaa    SPDR.X
          staa    ACCELER
          mul     'delai de 11 cycles
          nop
          staa    SPDR.X      'force le transfert des donnees
BOUC7     brcclr  SPSR.X SPIF BOUC7
          ldaa    SPDR.X
          staa    ACCELER+1

          BSET    COND MACERCU  'acceleration recue
          FINRECP   rti

```

```
*      OPT      1

*****
* slavef.asm *
*****


*****
* Lecture de position et de vitesse et d'acceleration
*
* Version 2.0
*      14/06/89    creation (copie de slave5.asm);
*                  corrections suite a la modification
*                  du gain du correcteur (changement de
*                  base de mesure)
*                           Pierre Sicard
*
*-----
*
* Version 1.3
*      12/06/89    creation (copie de slave3.asm);
*                  modification pour utilisation d'une
*                  table pour les facteurs de multiplication
*                  pour le calcul d'acceleration (fonctionnement
*                  avec periode d'acquisition variable)
*                           Pierre Sicard
*
*-----
*
* Version 1.2
*      07/06/89    creation (copie de slave2.asm et
*                  modification de la forme)
*                           Pierre Sicard
*      08/06/89    Tech=1ms pour calcul d'acceleration
*                           P. Sicard
*
*-----
*
* Version 1.1
*      26/07/88    creation      Pierre Sicard
*      29/07/88    mise a jour   P. Sicard
*      15/08/88    mise a jour   P. Sicard
*      17/08/88    mise a jour   P. Sicard
*      22/02/89    mise a jour selon le montage
*                  et le mode de fonctionnement
*                  choisi      P. Sicard
*      23/02/89    corrections   P. Sicard
*      01/03/89    corrections pour multiplication
*                  et division  P. Sicard
*      17/03/89    copie de lectmain.asm, ajout
*                  du SPI      P. Sicard
*      29/03/89    ajout de la mesure d'acceleration
```

* (de slave.asm) P. Sicard
 * 04/05/89 suite de la mesure de l'acceleration
 * P. Sicard
 * 05/05/89 correction pour calcul de l'acc.
 * P. Sicard
 * 10/05/89, 11/05/89 correction du calcul de vitesse pour depassement
 * P. Sicard
 * 18/05/89 correction calcul de l'acceleration (echelonnage)
 * P. Sicard
 * 19/05/89 mise a zero des compteurs au demarrage
 * utilisation de l'instruction "wai" pour interr.
 * modification MULTVIT
 * P. Sicard
 * 23/05/89 recouvrement d'erreur (fausses interruptions)
 * modif. constante pour calcul de l'acc. (Tech = 1.5 ms)
 * P. Sicard
 *

RAMD	EQU	\$0000	'adresse de debut du RAM
RAMF	EQU	\$00FF	'adresse de fin du RAM (pour pile)
EPROMD	EQU	\$E000	'adresse de debut du EPROM
CSWAD	EQU	\$4000	'adresse du comteur d'imp. pour vitesse
CSTAD	EQU	\$4001	'adresse du comteur de tours
CSCHLAD	EQU	\$4002	'adresse du comteur d'imp. pour position (16 bits)
CVIT	EQU	X00001000	'masque pour commander CVIT
CVITN	EQU	X11110111	'masque inverse de CVIT
NLOADT	EQU	X00010000	'masque pour commander (non)LOADT
NLOADTN	EQU	X11101111	'masque inverse de (non)LOADT
POSDIR	EQU	X00000001	'pointe la position de l'entree DIR
MULTOUR	EQU	1000	'nombre d'impulsions conservees par tour du codeur pour le calcul de la position en milliemmes de tour
			N.B. le nombre d'impulsions mesureres pour le tour courant sont donc divisees par 4 car on mesure 4000 imp./tour
ZERO	EQU	00	
FCAL	EQU	X00100000	'sortie indiquant qu'une donnee est disponible
DIRD	EQU	X00000100	'direction pour port D

* CONSTANTES POUR CALCUL DE DECALAGE DANS LA TABLE DE MULTIPLICATION MULTVIT

NIMBAV	EQU	980	'nombre de base d'impulsions d'horloge pour le 'calcul du decalage dans la table de MULTVIT
LIMTAVI	EQU	1024	'inc_tab1 * nbre_elem_tab1
NIMBAV2	EQU	3074	'(nbre_elem_tab1 * inc_tab2) + NIMBAV - nombre 'd'impulsions d'horloge pour atteindre le debut 'de la table 2 de MULTVIT
LIMTAV2	EQU	12280	'(nbre_elem_tab1 * inc_tab2) + nbre_je_max - nombre 'd'impulsions d'horloge pour atteindre le debut 'de la table 2 de MULTVIT
FINTAV2	EQU	3070	'2 * (nbre_elem_tot -1)

```

* CONSTANTES POUR CALCUL DE DECALAGE DANS LA TABLE DE MULTIPLICATION MULTACC
NIMBAA EQU 1960      'nombre de base d'impulsions d'horloge pour le
*          'calcul du decalage dans la table de MULTACC
LIMTAA1 EQU 2048      'inc_tab1 * nbre_elem_tab1
NIMBAA2 EQU 6148      '(nbre_elem_tab1 * inc_tab2) + NIMBAA - nombre
*          'd'impulsions d'horloge pour atteindre le debut
*          'de la table 2 de MULTACC
LIMTAA2 EQU 24560     '(nbre_elem_tab1 * inc_tab2) + nbre_imp_max - nombre
*          'd'impulsions d'horloge pour atteindre le debut
*          'de la table 2 de MULTACC
FINTAA2 EQU 3070      '2 * (nbre_elem_tot -1)

ORG RAMD      'debut du RAM

CSW   RMB 1      'nombre d'imp. pour calcul de vitesse
INC1  RMB 2      'temps correspondant a la premiere imp. pertinente
*
INC2  RMB 2      'temps correspondant a la derniere imp. .....
DIR   RMB 1      'sens de rotation ( 1 : direct ; 0 : inverse )

CST   RMB 1      'nombre de tours
CSCHL RMB 2      'nombre d'imp. a l'interieur du tour courant

POSITMT RMB 3      'nombre de milliemes de tours (position)
VITESSE RMB 2      'vitesse calculee en 16iemes de tour
VITESSP RMB 2      'vitesse calculee precedente en 16iemes de tour
ACCELER RMB 2      'acceleration calculee en (0.265007)rad/sec^2
TVITP   RMB 2      '2* temps correspondant a la mesure de vitesse
*
*          'precedente

* --- CASES MEMOIRE POUR OPERATIONS MATHEMATIQUES
MUL160 RMB 1      'utilise MUL8 comme LSB
MUL8   RMB 1
MUL16  RMB 2
PROD24 RMB 3

* --- CASES POUR COMPTEURS ET STOCKAGE TEMPORAIRE
TEMPO  RMB 2
TEMPO2 RMB 2
CPTEUR RMB 1
CPTEUR2 RMB 1

FINMND EQU *      'marque la fin des reservations de memoire donnee

* --- ASSIGNATION DES VECTEURS D'INTERRUPTION

ORG $FFC0

RESVECO FDB #ERRR  RESERVED
RESVEC1 FDB #ERRR  RESERVED

```

RESVEC2	FDB	#ERRR	RESERVED
RESVEC3	FDB	#ERRR	RESERVED
RESVEC4	FDB	#ERRR	RESERVED
RESVEC5	FDB	#ERRR	RESERVED
RESVEC6	FDB	#ERRR	RESERVED
RESVEC7	FDB	#ERRR	RESERVED
RESVEC8	FDB	#ERRR	RESERVED
RESVEC9	FDB	#ERRR	RESERVED
RESVECA	FDB	#ERRR	RESERVED
VECSCI	FDB	#ERRR	SCI SERIAL SYSTEM
VECSPI	FDB	#ERRR	SPI SERIAL TRANSFER COMPLETE
VECPAI	FDB	#ERRR	PULSE ACC INPUT EDGE
VECPAO	FDB	#ERRR	PULSE ACC OVERFLOW
VECTOV	FDB	#ERRR	TIMER OVERFLOW
VECTO5	FDB	#ERRR	TIMER OUTPUT COMPARE 5
VECTO4	FDB	#ERRR	TIMER OUTPUT COMPARE 4
VECTO3	FDB	#ERRR	TIMER OUTPUT COMPARE 3
VECTO2	FDB	#ERRR	TIMER OUTPUT COMPARE 2
VECTO1	FDB	#ERRR	TIMER OUTPUT COMPARE 1
VECTI3	FDB	#ERRR	TIMER INPUT CAPTURE 3
VECTI2	FDB	#ERRR	TIMER INPUT CAPTURE 2
VECTI1	FDB	#ERRR	TIMER INPUT CAPTURE 1
VECRTI	FDB	#ERRR	REAL TIME INTERRUPT
VECIIRQ	FDB	#CALPV	IRQ
VECXIRQ	FDB	#ERRR	XIRQ
VECSWI	FDB	#ERRR	SWI
VECILL	FDB	#ERRR	ILLEGAL OPCODE TRAP
VECCOP	FDB	#ERRR	COP FAILURE (RESET)
VECCMF	FDB	#ERRR	COP CLOCK MONITOR FAIL (RESET)
VECRES	FDB	#EPROMD	RESET

ORG EPROMD 'debut du programme

* --- INITIALISATION

sei ' bloque toutes les interruptions masquables

* --- LES OPERATIONS SUIVANTES NE SONT EFFECTUEES QU'UNE SEULE FOIS LORS
 * --- DE L'INITIALISATION DES REGISTRES DANS LE EEPROM DU 68HC11. ELLES
 * --- SONT INDIQUEES ICI A TITRE INDICATIF.
 */ ldaa #NSEC+NOCOP+EON
 */ staa REGS+CONFIG 'EEPROM et pas de COP ni de ROM ni de securite

* --- INITIALISATION DES PORTS ET OPTIONS DU 68HC11

ldx #REGS

ldaa #IRQE

oraa OPTION.X '/IRQ sensible sur front descendant

staa OPTION.X

```

ldaa #FCAL
staa PORTA,X      'sortie "donnees disponibles" inactive

clr PACTL,X       'PA7 en entree, pas de pulse accumulator

clr TMSK1,X       'pas d'interruprion sur ICapt, DComp
clr TMSK2,X

ldaa #EDG1A+EDG2A
staa TCTL2,X      'IC1 et IC2 sur fronts montant

clr SCCR2,X       'bloque la fonction de SCI

ldaa #DIRD
staa DDRD,X       'direction du port D

ldaa #SPE+CPOL+CPHA
staa SPCR,X        'SPI actif, SPI interruption inactive, mode
*                      'esclave, horloge/2

ldd #$0000
std VITESSF        'vitesse precedente nulle

ldd TCNT,X         'lecture du temps actuel
asld
std TVITP          '2# valeur initiale du temps de la derniere
*                      'mesure de vitesse

* --- 

lds #RAMF          'pointeur de pile a la fin du RAM

* --- DEMARRAGE DES COMPTEURS EXTERNES (MISE A 1 DE (non)LOADT ET
* TRANSITION DE 0 A 1 DE CVIT)

ldaa #FCAL
staa PORTA,X        '(non)LOADT a 0 (mise a zero des compteurs),
*                      'CVIT a 0, pas de donnee disponible

ldaa #CVIT+NLOADT+FCAL
staa PORTA,X        '(non)LOADT a 1, CVIT a 1, pas de donnee
*                      'disponible

cli                'permet les interruptions

* --- FIN DE L'INITIALISATION

* --- ATTENTE D'UNE INTERRUPTION

ATTEN    wai
bra     ATTEN

```

```

* --- FIN DU MODULE PRINCIPAL ---
rts

* --- RECOUVREMENT D'ERREURS
* --- INITIALISATION

ERRR      sei          ' bloque toutes les interruptions masquables

* --- INITIALISATION DES PORTS ET OPTIONS DU 68HC11

        ldx      #REGS

        ldaa    #FCAL
        staa    PORTA,X           'sortie "donnees disponibles" inactive

        clr     PACTL,X          'PA7 en entree, pas de pulse accumulator

        clr     TMSK1,X          'pas d'interruprion sur ICapt, OComp
        cir     TMSK2,X

        ldaa    #EDG1A+EDG2A
        staa    TCTL2,X          'IC1 et IC2 sur fronts montant

        clr     SCCR2,X          ' bloque la fonction de SCI

        ldaa    #DIRD
        staa    DDRD,X           'direction du port D

        ldaa    #SPOL+CPHA
        staa    SPCR,X            'SPI actif, SPI interruption inactive, mode
                                'esclave, horloge/2

        ldd     #$0000
        std     VITESSP           'vitesse precedente nulle

* ---

        lds     #RAMF             'pointeur de pile a la fin du RAM

* --- DEMARRAGE DES COMPTEURS EXTERNES (MISE A 1 DE (non)LOADT ET
* --- TRANSITION DE 0 A 1 DE CVIT)

        ldaa    #FCAL+NLOADT
        staa    PORTA,X           '(non)LOADT a 1 (pas de mise a zero des
                                'compteurs), CVIT a 0, pas de donnee disponible

        ldaa    #CVIT+NLOADT+FCAL
        staa    PORTA,X           '(non)LOADT a 1, CVIT a 1, pas de donnee
                                'disponible

        cli                  'permet les interruptions

```

* --- FIN DE L'INITIALISATION

* --- ATTENTE D'UNE INTERRUPTION

ATTEN2 wai
 bra ATTEN2

* --- FIN DU MODULE DE RECOUVREMENT ---
 rts

```
*****
* slavcalf.asm *
*****  
  
*****  
*  
* Routine d'interruption pour calcul de vitesse et  
* de position et d'acceleration  
*  
*      14/06/89      copie de slavcal5.asm et modification  
*                      des calculs suite a la modification de la  
*                      base des donnees: modifications pour  
*                      fonctionnement avec des routines de calcul  
*                      effectuant des operations signees  
*                      Pierre Sicard  
*      16/06/89      legere modification pour vitesse nulle  
*                      P. Sicard  
*-----  
*  
*      12/06/89      copie de slavcal4.asm et modification  
*                      des calculs pour fonctionnement avec  
*                      une table pour facteurs de multiplication  
*                      pour calcul de l'acceleration  
*                      Pierre Sicard  
*-----  
*  
*      08/06/89      copie de slavcal3.asm et modification  
*                      des calculs pour optimisation du temps  
*                      Pierre Sicard  
*-----  
*  
*      07/06/89      copie de slavcal2.asm et modification  
*                      de la forme    Pierre Sicard  
*-----  
*  
*      27/07/88      creation          Pierre Sicard  
*      29/07/88      mise a jour        P. Sicard  
*      15/08/88      fin du calcul de la vitesse  
*                      et de la position  P. Sicard  
*      17/08/88      mise a jour        P. Sicard  
*      22/02/89      mise a jour selon le montage  
*                      et le mode de fonctionnement  
*                      choisi            P. Sicard  
*      23/02/89      correction de l'instruction de  
*                      sortie (rti au lieu de rts)  
*                      et autres  P. Sicard  
*      01/03/89      corrections pour multiplication  
*                      et division  P. Sicard
```

```

*      09/03/89    correction de la lecture de la
*                  direction   P. Sicard
*      17/03/89    copie de lectcalc.asm. modif.
*                  pour SPL      P. Sicard
*      28/03/89,29/03/89,04/05/89 ajout de l'évaluation de
*                  l'accélération P. Sicard
*      05/05/89    correction pour calcul de l'acc.
*                  P. Sicard
*      10/05/89,11/05/89  correction pour calcul de l'acc. et calcul
*                          de vitesse (dépassement)
*                  P. Sicard
*      12/05/89    élimination du test pour vitesse nulle pour
*                  vérification du temps de calcul de la vitesse
*                  P. Sicard
*      18/05/89    correction calcul de l'accélération (échelonnage)
*                  P. Sicard
*      19/05/89    modification du calcul de vitesse avec condition
*                  limite ((W(RPM)*Techis)(<=2.096))
*                  P. Sicard
*      23/05/89    modification du calcul lorsque vitesse nulle
*                  P. Sicard
*      24/05/89    correction calcul de vitesse
*                  P. Sicard
*
*****
```

* --- LECTURE DES COMPTEURS

* --- ARRET DES COMPTEURS DE VITESSE (CVIT=0)

CALPV	ldx	#REGS
	bclr	PORTA,X CVIT

* --- LECTURE DES COMPTEURS DE VITESSE

ldaa	CSWAD	
staa	CSW	'nombre d'impulsions lues pendant Tacc.
ldd	TIC1,X	
std	INC1	'temps de la première impulsion effective
ldd	TIC2,X	
std	INC2	'temps de la dernière impulsion effective
ldaa	PORTA,X	
staa	DIR	'sens de rotation

* --- DEMARRAGE DES COMPTEURS DE VITESSE / BLOCAGE DU COMpte DE POSITION
* (CVIT = 1)

bset	PORTA,X CVIT
------	--------------

* ---- LECTURE DES COMPTEURS DE POSITION

ldaa	CSTAD	
staa	CST	'nombre de tours
ldd	CSCHLAD	
std	CSCHL	'nombre d'impulsions a l'interieur du tour courant

* --- CALCUL DE LA VITESSE, DE LA POSITION ET DE L'ACCELERATION

* --- POSITION

* --- NOMBRE DE TOURS CONVERTI EN MILLIEMES DE TOUR

ldaa	CST	'nombre de tours
staa	MUL8	
ldd	#MULTOUR	'nombre d'impulsions par tour
std	MUL16	
jsr	MUL684S	'MULTOUR * CST multiplication signee de 16 bits par 8 bits: resultat 24 bits

* --- AJOUT DES IMPULSIONS DU TOUR COURANT:

* POSITMT = CSCHL + MULTOUR * CST

ldd	CSCHL	'nombre d'impulsions a l'interieur du tour courant
lsrd		
lsrd		'n. imp. du tour courant en milliemes de tour
addd	PROD24+1	
std	POSITMT+1	'partie basse
ldaa	#0	
adca	PROD24	
staa	POSITMT	'partie haute

* --- TRANSMISSION DE LA POSITION

ldab	SPSR.X	'acces a SPSR pour mise a 0 de SPIF
bcir	PORTA.X FCAL	'indique qu'une donnee est disponible
bset	PORTA.X FCAL	
staa	SPDR.X	'ecriture du MSB de position
BOUC1	SPSR.X SPIF BOUC1	'transmission terminee ?
ldaa	POSITMT+1	
staa	SPDR.X	'ecriture du bit moyen de position
BOUC2	SPSR.X SPIF BOUC2	'transmission terminee ?
ldaa	POSITMT+2	
staa	SPDR.X	'ecriture du LSB de position

* ---

* --- VITESSE

	ldaa	CSW	'nombre d'impulsions acquisitionnees
	bne	VITNO	'si des impulsions ont ete acquisitionnees, on
*			'poursuit les calculs
	ldd	#0	'sinon : forcer la vitesse mesuree a 0
	bra	STOCKV	
	VITNO	staa	MUL8

* --- DETERMINATION DU FACTEUR DE MULTIPLICATION POUR LA VITESSE

	ldd	INC2	
	subd	INC1	'temps effectif d'acquisition
*	beq	STOCKV	'temps d'acquisition nulle: on considere la vitesse
*			'nulle
*	subd	#NIMBAV	'nombre de base pour calcul de decalage dans
*			'la table 1
	bge	SUITVI	
	ldd	#0	'hors table: decalage 0
	bra	SUITVI2	

SUITVI	cod	#LIMTAVI	'deborde table 1?
	bit	TABLEVI	'non: le decalage brut se trouve dans D
* oui: voir table 2			
	add	#NIMBAV2	'base de la table 2
	cod	#LIMTAV2	'deborde table 2?
	ble	TABLEV2	'non: le decalage brut se trouve dans D
	ldd	#FINTAV2	'oui: pointer la fin de la table 2
	bra	SUITVI2	

TABLEV2	lsrd	.	
	lsrd		
TABLEVI	lsrd		
	lsld		'decalage dans D
SUITVI2	add	#MULTVIT	'ajout de l'adresse de base
	xqdv		
	ldd	0.Y	'facteur de multiplication

	std	MUL16	
	jsr	MUL8640	'MULTVIT * CSW
*			'multiplication non signee de 8 bits par
*			'16 bits: resultat 24 bits

	ldd	PROD24	'/256
--	-----	--------	-------

* --- AJUSTEMENT DU RESULTAT SELON LE SENS DE ROTATION

	brset	DIR POSDIR STOCKV	'sens de rotation direct, 'aucune correction
--	-------	-------------------	---

	coma		'sinon, complement a 2
--	------	--	------------------------

```

coab
addd    #1

* --- STOCKAGE DE LA VITESSE SIGNED
STOCKV std      VITESSE

* --- TRANSMISSION DE LA VITESSE
TRVIT brclr    SPSR,X SPIF TRVIT      'derniere transmission terminee ?
*                                'acces a SPSR pour mise a 0 de SPIF
bclr     PORTA,X FCAL  'indique qu'une donnee est disponible
bset     PORTA,X FCAL
staa     SPDR,X          'ecriture du MSB de vitesse

BOUC4 brclr    SPSR,X SPIF BOUC4      'transmission terminee ?
stab     SPDR,X          'ecriture du LSB de vitesse

* ---
* --- ACCELERATION
* --- DETERMINATION DU FACTEUR DE MULTIPLICATION POUR LA VITESSE
ldd      INC1          'calcul de 2* temps de mesure de la vitesse
addd    INC2
std      TEMPO         'stockage temporaire
subd    TVITP          '2* temps d'acquisition d'acceleration
subd    #NIMBAA        'nombre de base pour calcul de decalage dans
*                                'la table 1
bqe     SUITAC
ldd      #0             'hors table: decalage 0
bra     SUITAC2

SUITAC cod      #LIMTAA1      'deborde table 1?
blt      TABLEA1        'non: le decalage brut se trouve dans D
* oui: voir table 2
addd    #NIMBAA2        'base de la table 2
cod      #LIMTAA2        'deborde table 2?
ble     TABLEA2          'non: le decalage brut se trouve dans D
ldd      #FINTAA2        'oui: pointer la fin de la table 2
bra     SUITAC2

TABLEA2 lsrd
lsrd
TABLEA1 lsrd
lsrd
lsrd
SUITAC2 lsrd          'decalage dans D
addd    #MULTACC        'ajout de l'adresse de base
xqdv
ldd      0,Y            'facteur de multiplication
std      MUL160

```

```

    ldd      TEMPO
    std      TVITP      '2*tempos de la derniere acquisition de vitesse

    ldd      VITESSE     'vitesse mesuree
    subd    VITESSP   'soustrait la vitesse precedente
    std      MUL16

    *       isr      MUL664S      '(VITESSE-VITESSP)*MULTACC
    *                               multiplication signee de 16 bits par
    *                               16 bits; resultat 24 bits

    ldd      PROD24      '(VITESSE-VITESSP)*MULTACC/256

    *       --- STOCKAGE DE L'ACCELERATION ET INITIALISATION DE VITESSP

    STOCKA  std      ACCELER

    *       --- TRANSMISSION DE L'ACCELERATION

    BOUC5   brcir    SPSR.X SPIF BOUC5      'derniere transmission terminee ?
    *                               'acces a SPSR pour mise a 0 de SPIF
    bclr    PORTA.X FCAL  'indique qu'une donnee est disponible
    bset    PORTA.X FCAL
    staa    SFDR,X        'ecriture du MSB de l'acceleration

    BOUC6   brcclr   SPSR.X SPIF BOUC6      'transmission terminee ?
    stab    SFDR,X        'ecriture du LSB de l'acceleration

    ldd      VITESSE
    std      VITESSP      'mise a jour de la vitesse mesuree pour le
    *                               'prochain calcul

    * ---

    rti      'retour au programme

    FINCALC EQU      *      'marque la fin de ce module

```

```

*****  

* slamath.asm *  

*****  

*****  

* Routines de calcul pour le module esclave (mesure)  

*  

* N. B.          14/06/89      copie de lectmat4.asm  

*  

*-----  

* N. B.          08/06/89      copie de lectmat3.asm et optimisation  

*                               du temps d'execution  

*  

*-----  

* N. B.          07/06/89      copie de lectmath.asm  

*  

*-----  

* MUL684S    14/06/89      creation      P. Sicard  

*                           15/06/89      correction    P. Sicard  

*  

* MUL664S    14/06/89      creation      P. Sicard  

*  

* MUL864U    27/07/88      creation      Pierre Sicard  

*                           01/03/89      correction    P. Sicard  

*                           11/05/89      correction : consideration de la  

*                                         retenue pour calculs  

*  

*                           18/05/89      correction retenue  

*  

*                           07/06/89      modif.        P. Sicard  

*                           08/06/89      optimisation P. Sicard  

*  

* DIV466U    29/07/88      creation      P. Sicard  

*                           01/03/89      modification P. Sicard  

*                           08/06/89      optimisation P. Sicard  

*                           14/06/89      desactive    P. Sicard  

*  

* DIVET       29/07/88      creation      P. Sicard  

*                           17/08/88      mise a jour  P. Sicard  

*                           01/03/89      modification P. Sicard  

*                           11/05/89      correction commentaire  

*  

*                           08/06/89      optimisation P. Sicard  

*                           14/06/89      desactive    P. Sicard
*
```

```

* MUL682U 04/05/89 creation P. Sicard
*                               correction : consideration de la
*                               retenue pour calculs
*
*                               P. Sicard
*
*                               18/05/89 correction retenue
*
*                               P. Sicard
*
*                               07/06/89 modif. P. Sicard
*                               14/06/89 desactive P. Sicard
*
* DIVETI 19/05/89 creation P. Sicard
*                               08/06/89 optimisation P. Sicard
*                               14/06/89 desactive P. Sicard
*
*****
```

*

* MUL684S

*

* Routine de multiplication signee d'un nombre de 16 bits non signe
* par un nombre de 8 bits signe avec resultat 24 bits.

*

* Parametres d'entree:

* MULB : adresse de depart ou sont stockes le multiplicateur 8 bits
* et le multiplicateur 16 bits (memoire croissante : 8 bits ;
* MSB 16 bits : LSB 16 bits)
*

* PROD24 : adresse de stockage du resultat

*

* Parametres de sortie:

* Resultat en PROD24, PROD24+1 et PROD24+2

*

* Registres modifies:

* D (A et B)

*

MUL684S	cir	PROD24	'mise a zero de la memoire de stockage
	ldaa	MULB	'mult. 8 bits
	ldab	MULB+2	'mult. 16 bits: LSB
	mul		
	std	PROD24+1	'resultat partiel
	ldd	MULB	'mult. 8 bits et mult. 16 bits(MSB)
	mul		
	addd	PROD24	
	std	PROD24	'resultat partiel
	ldaa	MULB	
	boe	CONT11	'mult. 8 bit positif : le resultat est complet
	ldd	PROD24	'sinon : correction du MSB du resultat

```

        subd      MUL8+1
        std       PROD24

CONT11    rts           'retour au programme

***  

*  

* MUL664S  

*  

* Routine de multiplication signee d'un nombre de 16 bits #1 non signe par  

* un nombre de 16 bits #2 signe avec resultat 24 bits.  

*  

* Parametres d'entree:  

*     Req. D : multiplicateur 16 bits #2  

*     MUL160 : adresse de depart ou sont stockes le multiplicateur 16 bits  

*                 #1 et le multiplicateur 16 bits #2 (memoire croissante :  

*                 MSB 16 bits #1 : LSB 16 bits #1 ; MSB 16 bits #2 ; LSB 16  

*                 bits #2)  

*     PROD24 : adresse de stockage du resultat  

*  

* Parametres de sortie:  

*     Resultat en PROD24, PROD24+1 et PROD24+2  

*  

* Registres modifies:  

*     D (A et B)
*  

***  

MUL664S  cir      PROD24      'mise a zero de la memoire de stockage  

          ldaa      MUL160+1    'LSB 16 bits #2 dans B; LSB 16 bits #1 dans A
          mul      PROD24+1    'resultat partiel  

          ldd      MUL160+1    'LSB 16 bits #1 dans A
                           'MSB 16 bits #2 dans B
          mui
          addd      PROD24      'resultat partiel
          std      PROD24      'stockage du resultat  

          ldab      MUL160+3    'LSB 16 bits #2 dans B
          lidaa     MUL160      'MSB 16 bits #1 dans A
          mul
          addd      PROD24      'resultat partiel
          std      PROD24      'stockage du resultat  

          ldab      MUL160+2    'MSB 16 bits #2 dans B
          lidaa     MUL160      'MSB 16 bits #1 dans A
          mul
          addb      PROD24      'resultat partiel

```

```

ldaa    MUL160+2
bge    CONT21      'mult. 16 bits #2 positif : le resultat est complet
subb    MUL160+1    'sinon : correction du MSB du resultat

CONT21  stab     PROD24      'stockage du resultat

rts          'retour au programme

***  

*  

* MUL864U  

*  

* Routine de multiplication non signee d'un nombre de 8 bits par un nombre  

* de 16 bits avec resultat 24 bits.  

*  

* Parametres d'entree:  

*      Reg. D : multiplicateur 16 bits  

*      MUL8  : adresse de depart ou sont stockes le multiplicateur 8 bits  

*                  et le multiplicateur 16 bits (memoire croissante : 8 bits ;  

*                  MSB 16 bits : LSB 16 bits)  

*      PROD24 : adresse de stockage du resultat  

*  

* Parametres de sortie:  

*      Resultat en PROD24, PROD24+1 et PROD24+2  

*  

* Registres modifies:  

*      D (A et B)
*  

***  

MUL864U  clr     PROD24      'mise a zero de la memoire de stockage

ldaa    MUL8       'LSB 16 bits dans B; mult. 8 bits dans A
mul
std    PROD24+1    'resultat partiel

ldd    MUL8       'MSB 16 bits dans A
      'mult. 8 bits dans B
mul
addd   PROD24      'resultat global

std    PROD24      'stockage du resultat

rts          'retour au programme

```

```

-----*/
/*
/* tableav.c          Version 1.00      (TURBO C Version 1.5) */
/*
/* Creation de tables pour le calcul de la vitesse et de l'acceleration */
/* (tables de division) pour le correcteur de position. Les donnees */
/* sont sauvegardees dans le fichier tableav.asm, les tables debutant */
/* aux adresses MULTVIT (vitesse) et MULTACC (acceleration).
/* N.B. s'assurer que le nombre de points de chaque tableau est
/* divisible par 8.
/*
/* creation           13/06/89      Pierre Sicard */
/*
-----*/
#include <conio.h>
#include <fcntl.h>
#include <graphics.h>
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <stdlib.h>
#include <stat.h>
#include <alloc.h>
#include <time.h>

-----*/
/* declaration des dous-routines */
-----*/

void main():

-----*/
/* debut du programme principal */
-----*/

void main()
{
    int compteur, compteur2;
    int i;
    int handle, status;
    int don[3500], don2[3500];
    FILE *stream;
    char nom_fich[12] = "tableav.asm";

/* calcul des facteurs pour la vitesse */

    for (i=0;i!=512;i++)
        don[i]=floor(0.5+1536e4/(980+2*i));

    compteur=512;

    for (i=0;i!=1024;i++)

```

```

        don[i+compteur]=floor(0.5+1536e4/(2002+8*i));

        compteur+=1024;

/* calcul des facteurs pour l'acceleration */

        for (i=0;i!=512;i++)
            don2[i]=floor(0.5+254.1819953e4/(1960+4*i));

        compteur2=512;

        for (i=0;i!=1024;i++)
            don2[i+compteur2]=floor(0.5+254.1819953e4/(4004+16*i));

        compteur2+=1024;

/* sauvegarde des donnees */

        stream = (FILE *) calloc(1,sizeof(FILE));
/* ouverture en mode texte */
        handle=open(nom_fich,O_RDWR|TEXTIO_CREAT|O_TRUNC,S_IREAD|S_IWRITE);
        stream=fopen(handle,"wt");

        fprintf(stream, "* tableav.asm    table des facteurs de multiplication\n");

/* sauvegarde des donnees pour la vitesse */

        fprintf(stream, "MULTVIT    EQU      *\n");

        for (i=0;i<compteur;i+=8)
            fprintf(stream, "          FDB      %d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d\n",don[i],don[i+1],don[i+2],don[i+3],don[i+4],don[i+5],don[i+6],don[i+7]);

/* sauvegarde des donnees pour l'acceleration */

        fprintf(stream, "MULTACC    EQU      *\n");

        for (i=0;i<compteur2;i+=8)
            fprintf(stream, "          FDB      %d,%d,%d,%d,%d,%d,%d,%d\n",don2[i],don2[i+1],don2[i+2],don2[i+3],don2[i+4],don2[i+5],don2[i+6],don2[i+7]);

/* fermeture */

        fclose(stream);

}

```

```
* tableav.asm  table des facteurs de multiplication
MULTVIT EQU *
FDB 15673.15642.15610.15578.15547.15515.15484.15453
FDB 15422.15391.15360.15329.15299.15268.15238.15208
FDB 15178.15148.15118.15088.15059.15029.15000.14971
FDB 14942.14913.14884.14855.14826.14798.14769.14741
FDB 14713.14685.14656.14629.14601.14573.14545.14518
FDB 14491.14463.14436.14409.14382.14355.14328.14302
FDB 14275.14249.14222.14196.14170.14144.14118.14092
FDB 14066.14040.14015.13989.13964.13938.13913.13888
FDB 13863.13838.13813.13788.13763.13739.13714.13690
FDB 13665.13641.13617.13593.13569.13545.13521.13497
FDB 13474.13450.13427.13403.13380.13357.13333.13310
FDB 13287.13264.13241.13219.13196.13173.13151.13128
FDB 13106.13083.13061.13039.13017.12995.12973.12951
FDB 12929.12908.12886.12864.12843.12821.12800.12779
FDB 12757.12736.12715.12694.12673.12652.12632.12611
FDB 12590.12570.12549.12529.12508.12488.12468.12447
FDB 12427.12407.12387.12367.12347.12327.12308.12288
FDB 12268.12249.12229.12210.12190.12171.12152.12133
FDB 12114.12094.12075.12057.12038.12019.12000.11981
FDB 11963.11944.11925.11907.11889.11870.11852.11834
FDB 11815.11797.11779.11761.11743.11725.11707.11689
FDB 11672.11654.11636.11619.11601.11584.11566.11549
FDB 11532.11514.11497.11480.11463.11446.11429.11412
FDB 11395.11378.11361.11344.11327.11311.11294.11278
FDB 11261.11245.11228.11212.11195.11179.11163.11147
FDB 11130.11114.11098.11082.11066.11050.11034.11019
FDB 11003.10987.10971.10956.10940.10925.10909.10894
FDB 10878.10863.10847.10832.10817.10802.10787.10771
FDB 10756.10741.10726.10711.10696.10682.10667.10652
FDB 10637.10622.10608.10593.10579.10564.10549.10535
FDB 10521.10506.10492.10477.10463.10449.10435.10421
FDB 10407.10392.10378.10364.10350.10336.10323.10309
FDB 10295.10281.10267.10254.10240.10226.10213.10199
FDB 10186.10172.10159.10145.10132.10119.10105.10092
FDB 10079.10066.10052.10039.10026.10013.10000.9987
FDB 9974.9961.9948.9935.9922.9910.9897.9884
FDB 9871.9859.9846.9834.9821.9808.9796.9783
FDB 9771.9759.9746.9734.9722.9709.9697.9685
FDB 9673.9660.9648.9636.9624.9612.9600.9588
FDB 9576.9564.9552.9540.9529.9517.9505.9493
FDB 9481.9470.9458.9446.9435.9423.9412.9400
FDB 9389.9377.9366.9354.9343.9332.9320.9309
FDB 9298.9287.9275.9264.9253.9242.9231.9220
FDB 9209.9198.9187.9176.9165.9154.9143.9132
FDB 9121.9110.9100.9089.9078.9067.9057.9046
FDB 9035.9025.9014.9004.8993.8982.8972.8961
FDB 8951.8941.8930.8920.8910.8899.8889.8878
FDB 8868.8858.8848.8838.8828.8817.8807.8797
FDB 8787.8777.8767.8757.8747.8737.8727.8717
FDB 8707.8698.8688.8678.8668.8658.8649.8639
```

FDB 8629,8620,8610,8600,8591,8581,8571,8562
 FDB 8552,8543,8533,8524,8514,8505,8496,8486
 FDB 8477,8467,8458,8449,8440,8430,8421,8412
 FDB 8403,8393,8384,8375,8366,8357,8348,8339
 FDB 8330,8321,8312,8303,8294,8285,8276,8267
 FDB 8258,8249,8240,8232,8223,8214,8205,8196
 FDB 8188,8179,8170,8162,8153,8144,8136,8127
 FDB 8118,8110,8101,8093,8084,8074,8067,8059
 FDB 8050,8042,8033,8025,8017,8008,8000,7992
 FDB 7983,7975,7967,7959,7950,7942,7934,7926
 FDB 7918,7909,7901,7893,7885,7877,7869,7861
 FDB 7853,7845,7837,7829,7821,7813,7805,7797
 FDB 7789,7781,7773,7765,7758,7750,7742,7734
 FDB 7726,7719,7711,7703,7695,7688,7680,7672
 FDB 7672,7642,7611,7581,7552,7522,7493,7464
 FDB 7435,7406,7378,7349,7321,7293,7266,7238
 FDB 7211,7184,7158,7131,7105,7078,7052,7027
 FDB 7001,6975,6950,6925,6900,6876,6851,6827
 FDB 6802,6778,6755,6731,6707,6684,6661,6638
 FDB 6615,6592,6570,6547,6525,6503,6481,6459
 FDB 6438,6416,6395,6373,6352,6331,6311,6290
 FDB 6269,6249,6229,6209,6189,6169,6149,6129
 FDB 6110,6090,6071,6052,6033,6014,5995,5977
 FDB 5958,5940,5921,5903,5885,5867,5849,5831
 FDB 5814,5796,5779,5761,5744,5727,5710,5693
 FDB 5676,5660,5643,5626,5610,5594,5577,5561
 FDB 5545,5529,5513,5497,5482,5466,5451,5435
 FDB 5420,5405,5389,5374,5359,5344,5330,5315
 FDB 5300,5286,5271,5257,5242,5228,5214,5200
 FDB 5186,5172,5158,5144,5130,5117,5103,5089
 FDB 5076,5063,5049,5036,5023,5010,4997,4984
 FDB 4971,4958,4945,4933,4920,4907,4895,4882
 FDB 4870,4858,4845,4833,4821,4809,4797,4785
 FDB 4773,4761,4750,4738,4726,4715,4703,4692
 FDB 4680,4669,4657,4646,4635,4624,4613,4602
 FDB 4591,4580,4569,4558,4547,4536,4526,4515
 FDB 4504,4494,4483,4473,4463,4452,4442,4432
 FDB 4421,4411,4401,4391,4381,4371,4361,4351
 FDB 4341,4332,4322,4312,4303,4293,4283,4274
 FDB 4264,4255,4245,4236,4227,4217,4208,4199
 FDB 4190,4181,4172,4163,4154,4145,4136,4127
 FDB 4118,4109,4100,4092,4083,4074,4066,4057
 FDB 4048,4040,4031,4023,4015,4006,3998,3990
 FDB 3981,3973,3965,3957,3949,3940,3932,3924
 FDB 3916,3908,3900,3893,3885,3877,3869,3861
 FDB 3853,3846,3838,3830,3823,3815,3808,3800
 FDB 3793,3785,3778,3770,3763,3756,3748,3741
 FDB 3734,3726,3719,3712,3705,3698,3691,3683
 FDB 3676,3669,3662,3655,3648,3642,3635,3628
 FDB 3621,3614,3607,3601,3594,3587,3580,3574
 FDB 3567,3561,3554,3547,3541,3534,3528,3521
 FDB 3515,3508,3502,3496,3489,3483,3477,3470

FDB 3464,3458,3452,3445,3439,3433,3427,3421
 FDB 3415,3409,3403,3397,3391,3385,3379,3373
 FDB 3367,3361,3355,3349,3343,3338,3332,3326
 FDB 3320,3315,3309,3303,3298,3292,3286,3281
 FDB 3275,3269,3264,3258,3253,3247,3242,3236
 FDB 3231,3226,3220,3215,3209,3204,3199,3193
 FDB 3188,3183,3177,3172,3167,3162,3157,3151
 FDB 3146,3141,3136,3131,3126,3121,3116,3111
 FDB 3106,3101,3096,3091,3086,3081,3076,3071
 FDB 3066,3061,3056,3051,3046,3042,3037,3032
 FDB 3027,3022,3018,3013,3008,3004,2999,2994
 FDB 2989,2985,2980,2976,2971,2966,2962,2957
 FDB 2953,2948,2944,2939,2935,2930,2926,2921
 FDB 2917,2912,2908,2904,2899,2895,2890,2886
 FDB 2882,2877,2873,2869,2865,2860,2856,2852
 FDB 2848,2843,2839,2835,2831,2827,2822,2818
 FDB 2814,2810,2806,2802,2798,2794,2790,2786
 FDB 2782,2778,2774,2770,2766,2762,2758,2754
 FDB 2750,2746,2742,2738,2734,2730,2726,2722
 FDB 2719,2715,2711,2707,2703,2699,2696,2692
 FDB 2688,2684,2681,2677,2673,2669,2666,2662
 FDB 2658,2655,2651,2647,2644,2640,2636,2633
 FDB 2629,2626,2622,2618,2615,2611,2608,2604
 FDB 2601,2597,2594,2590,2587,2583,2580,2576
 FDB 2573,2569,2566,2563,2559,2556,2552,2549
 FDB 2546,2542,2539,2535,2532,2529,2525,2522
 FDB 2519,2516,2512,2509,2506,2502,2499,2496
 FDB 2493,2489,2486,2483,2480,2477,2473,2470
 FDB 2467,2464,2461,2458,2454,2451,2448,2445
 FDB 2442,2439,2436,2433,2430,2427,2423,2420
 FDB 2417,2414,2411,2408,2405,2402,2399,2396
 FDB 2393,2390,2387,2384,2381,2378,2376,2373
 FDB 2370,2367,2364,2361,2358,2355,2352,2349
 FDB 2346,2344,2341,2338,2335,2332,2329,2327
 FDB 2324,2321,2318,2315,2313,2310,2307,2304
 FDB 2301,2299,2296,2293,2290,2288,2285,2282
 FDB 2280,2277,2274,2272,2269,2266,2263,2261
 FDB 2258,2256,2253,2250,2248,2245,2242,2240
 FDB 2237,2235,2232,2229,2227,2224,2222,2219
 FDB 2216,2214,2211,2209,2206,2204,2201,2199
 FDB 2196,2194,2191,2189,2186,2184,2181,2179
 FDB 2176,2174,2171,2169,2166,2164,2162,2159
 FDB 2157,2154,2152,2149,2147,2145,2142,2140
 FDB 2137,2135,2133,2130,2128,2126,2123,2121
 FDB 2119,2116,2114,2112,2109,2107,2105,2102
 FDB 2100,2098,2095,2093,2091,2089,2086,2084
 FDB 2082,2080,2077,2075,2073,2071,2068,2066
 FDB 2064,2062,2060,2057,2055,2053,2051,2049
 FDB 2046,2044,2042,2040,2038,2036,2033,2031
 FDB 2029,2027,2025,2023,2021,2018,2016,2014
 FDB 2012,2010,2008,2006,2004,2002,1999,1997
 FDB 1995,1993,1991,1989,1987,1985,1983,1981

FDB	1979,1977,1975,1973,1971,1969,1967,1965
FDB	1963,1961,1959,1957,1955,1953,1951,1949
FDB	1947,1945,1943,1941,1939,1937,1935,1933
FDB	1931,1929,1927,1925,1923,1921,1920,1918
FDB	1916,1914,1912,1910,1908,1906,1904,1902
FDB	1901,1899,1897,1895,1893,1891,1889,1887
FDB	1886,1884,1882,1880,1878,1876,1875,1873
FDB	1871,1867,1865,1864,1862,1860,1858
FDB	1856,1855,1853,1851,1849,1847,1846,1844
FDB	1842,1840,1839,1837,1835,1833,1832,1830
FDB	1828,1826,1825,1823,1821,1819,1818,1816
FDB	1814,1813,1811,1809,1807,1806,1804,1802
FDB	1801,1799,1797,1796,1794,1792,1791,1789
FDB	1787,1786,1784,1782,1781,1779,1777,1776
FDB	1774,1772,1771,1769,1768,1766,1764,1763
FDB	1761,1759,1758,1756,1755,1753,1751,1750
FDB	1748,1747,1745,1743,1742,1740,1739,1737
FDB	1736,1734,1732,1731,1729,1728,1726,1725
FDB	1723,1722,1720,1719,1717,1715,1714,1712
FDB	1711,1709,1708,1706,1705,1703,1702,1700
FDB	1699,1697,1696,1694,1693,1691,1690,1688
FDB	1687,1685,1684,1682,1681,1679,1678,1676
FDB	1675,1674,1672,1671,1669,1668,1666,1665
FDB	1663,1662,1661,1659,1658,1656,1655,1653
FDB	1652,1651,1649,1648,1646,1645,1643,1642
FDB	1641,1639,1638,1636,1635,1634,1632,1631
FDB	1630,1628,1627,1625,1624,1623,1621,1620
FDB	1619,1617,1616,1614,1613,1612,1610,1609
FDB	1608,1606,1605,1604,1602,1601,1600,1598
FDB	1597,1596,1594,1593,1592,1590,1589,1588
FDB	1586,1585,1584,1583,1581,1580,1579,1577
FDB	1576,1575,1573,1572,1571,1570,1568,1567
FDB	1566,1564,1563,1562,1561,1559,1558,1557
FDB	1556,1554,1553,1552,1551,1549,1548,1547
FDB	1546,1544,1543,1542,1541,1539,1538,1537
FDB	1536,1534,1533,1532,1531,1530,1528,1527
FDB	1526,1525,1524,1522,1521,1520,1519,1517
FDB	1516,1515,1514,1513,1512,1510,1509,1508
MULTACC	*
EQU	
FDB	1297,1294,1292,1289,1286,1284,1281,1279
FDB	1276,1273,1271,1268,1266,1263,1261,1258
FDB	1256,1253,1251,1248,1246,1244,1241,1239
FDB	1236,1234,1232,1229,1227,1224,1222,1220
FDB	1217,1215,1213,1210,1208,1206,1204,1201
FDB	1199,1197,1194,1192,1190,1188,1186,1183
FDB	1181,1179,1177,1175,1172,1170,1168,1166
FDB	1164,1162,1160,1157,1155,1153,1151,1149
FDB	1147,1145,1143,1141,1139,1137,1135,1133
FDB	1131,1129,1127,1125,1123,1121,1119,1117
FDB	1115,1113,1111,1109,1107,1105,1103,1101
FDB	1099,1098,1096,1094,1092,1090,1088,1086
FDB	1084,1083,1081,1079,1077,1075,1073,1072

FDB 1070,1068,1066,1064,1063,1061,1059,1057
 FDB 1056,1054,1052,1050,1049,1047,1045,1043
 FDB 1042,1040,1038,1037,1035,1033,1032,1030
 FDB 1028,1027,1025,1023,1022,1020,1018,1017
 FDB 1015,1013,1012,1010,1009,1007,1005,1004
 FDB 1002,1001,999,998,996,994,993,991
 FDB 990,988,987,985,984,982,981,979
 FDB 978,976,975,973,972,970,969,967
 FDB 966,964,963,961,960,958,957,956
 FDB 954,953,951,950,948,947,946,944
 FDB 943,941,940,939,937,936,934,933
 FDB 932,930,929,928,926,925,924,922
 FDB 921,920,918,917,916,914,913,912
 FDB 910,909,908,906,905,904,903,901
 FDB 900,899,898,896,895,894,892,891
 FDB 890,889,888,886,885,884,883,881
 FDB 880,879,878,876,875,874,873,872
 FDB 870,869,868,867,866,865,863,862
 FDB 861,860,859,858,856,855,854,853
 FDB 852,851,850,848,847,846,845,844
 FDB 843,842,841,839,838,837,836,835
 FDB 834,833,832,831,830,828,827,826
 FDB 825,824,823,822,821,820,819,818
 FDB 817,816,815,814,813,812,811,809
 FDB 808,807,806,805,804,803,802,801
 FDB 800,799,798,797,796,795,794,793
 FDB 792,791,790,789,788,787,786,785
 FDB 785,784,783,782,781,780,779,778
 FDB 777,776,775,774,773,772,771,770
 FDB 769,768,767,767,766,765,764,763
 FDB 762,761,760,759,758,757,756,756
 FDB 755,754,753,752,751,750,749,748
 FDB 748,747,746,745,744,743,742,741
 FDB 741,740,739,738,737,736,735,735
 FDB 734,733,732,731,730,730,729,728
 FDB 727,726,725,725,724,723,722,721
 FDB 720,720,719,718,717,716,716,715
 FDB 714,713,712,712,711,710,709,708
 FDB 708,707,706,705,704,704,703,702
 FDB 701,701,700,699,698,698,697,696
 FDB 695,694,694,693,692,691,691,690
 FDB 689,688,688,687,686,685,685,684
 FDB 683,683,682,681,680,680,679,678
 FDB 677,677,676,675,675,674,673,672
 FDB 672,671,670,670,669,668,667,667
 FDB 666,665,665,664,663,663,662,661
 FDB 661,660,659,659,658,657,656,656
 FDB 655,654,654,653,652,652,651,650
 FDB 650,649,648,648,647,646,646,645
 FDB 644,644,643,643,642,642,641,640
 FDB 639,639,638,637,637,636,635,635
 FDB 635,632,630,627,625,622,620,618

FDB 615,613,610,608,606,603,601,599
 FDB 597,594,592,590,588,586,584,581
 FDB 579,577,575,573,571,569,567,565
 FDB 563,561,559,557,555,553,551,549
 FDB 547,545,544,542,540,538,536,534
 FDB 533,531,529,527,526,524,522,520
 FDB 519,517,515,514,512,510,509,507
 FDB 506,504,502,501,499,498,496,495
 FDB 493,491,490,488,487,485,484,483
 FDB 481,480,478,477,475,474,472,471
 FDB 470,468,467,466,464,463,461,460
 FDB 459,457,456,455,454,452,451,450
 FDB 448,447,446,445,443,442,441,440
 FDB 439,437,436,435,434,433,431,430
 FDB 429,428,427,426,424,423,422,421
 FDB 420,419,418,417,416,415,413,412
 FDB 411,410,409,408,407,406,405,404
 FDB 403,402,401,400,399,398,397,396
 FDB 395,394,393,392,391,390,389,388
 FDB 387,386,385,384,383,383,382,381
 FDB 380,379,378,377,376,375,374,374
 FDB 373,372,371,370,369,368,368,367
 FDB 366,365,364,363,362,362,361,360
 FDB 359,358,358,357,356,355,354,354
 FDB 353,352,351,350,350,349,348,347
 FDB 347,346,345,344,344,343,342,341
 FDB 341,340,339,339,338,337,336,336
 FDB 335,334,334,333,332,331,331,330
 FDB 329,329,328,327,327,326,325,325
 FDB 324,323,323,322,321,321,320,319
 FDB 319,318,318,317,316,316,315,314
 FDB 314,313,313,312,311,311,310,310
 FDB 309,308,308,307,307,306,305,305
 FDB 304,304,303,302,302,301,301,300
 FDB 300,299,298,298,297,297,296,296
 FDB 295,295,294,294,293,292,292,291
 FDB 291,290,290,289,289,288,288,287
 FDB 287,286,286,285,285,284,284,283
 FDB 283,282,282,281,281,280,280,279
 FDB 279,278,278,277,277,276,276,275
 FDB 275,274,274,273,273,272,272,271
 FDB 271,271,270,270,269,269,268,268
 FDB 267,267,266,266,266,265,265,264
 FDB 264,263,263,262,262,262,261,261
 FDB 260,260,259,259,259,258,258,257
 FDB 257,257,256,256,255,255,254,254
 FDB 254,253,253,252,252,252,251,251
 FDB 250,250,250,249,249,249,248,248
 FDB 247,247,247,246,246,245,245,245
 FDB 244,244,244,243,243,242,242,242
 FDB 241,241,241,240,240,240,239,239
 FDB 238,238,238,237,237,237,236,236

FDB 236, 235, 235, 235, 234, 234, 234, 233
 FDB 233, 233, 232, 232, 231, 231, 231, 230
 FDB 230, 230, 229, 229, 229, 228, 228, 228
 FDB 228, 227, 227, 227, 226, 226, 226, 225
 FDB 225, 225, 224, 224, 224, 223, 223, 223
 FDB 222, 222, 222, 221, 221, 221, 221, 220
 FDB 220, 220, 219, 219, 219, 218, 218, 218
 FDB 218, 217, 217, 217, 216, 216, 216, 215
 FDB 215, 215, 215, 214, 214, 214, 213, 213
 FDB 213, 213, 212, 212, 212, 211, 211, 211
 FDB 211, 210, 210, 210, 210, 209, 209, 209
 FDB 208, 208, 208, 208, 207, 207, 207, 207
 FDB 206, 206, 206, 205, 205, 205, 205, 204
 FDB 204, 204, 204, 203, 203, 203, 203, 202
 FDB 202, 202, 202, 201, 201, 201, 201, 200
 FDB 200, 200, 200, 199, 199, 199, 199, 198
 FDB 198, 198, 198, 197, 197, 197, 197, 196
 FDB 196, 196, 196, 195, 195, 195, 195, 194
 FDB 194, 194, 194, 193, 193, 193, 193, 193
 FDB 192, 192, 192, 192, 191, 191, 191, 191
 FDB 190, 190, 190, 190, 190, 189, 189, 189
 FDB 189, 188, 188, 188, 188, 188, 187, 187
 FDB 187, 187, 186, 186, 186, 186, 186, 185
 FDB 185, 185, 185, 184, 184, 184, 184, 184
 FDB 183, 183, 183, 183, 183, 182, 182, 182
 FDB 182, 182, 181, 181, 181, 181, 180, 180
 FDB 180, 180, 180, 179, 179, 179, 179, 179
 FDB 178, 178, 178, 178, 178, 178, 177, 177
 FDB 177, 177, 176, 176, 176, 176, 176, 175
 FDB 175, 175, 175, 175, 175, 174, 174, 174
 FDB 174, 174, 173, 173, 173, 173, 173, 172
 FDB 172, 172, 172, 172, 172, 171, 171, 171
 FDB 171, 171, 170, 170, 170, 170, 170, 169
 FDB 169, 169, 169, 169, 169, 169, 168, 168
 FDB 168, 168, 168, 167, 167, 167, 167, 167
 FDB 166, 166, 166, 166, 166, 166, 165, 165
 FDB 165, 165, 165, 165, 164, 164, 164, 164
 FDB 164, 164, 163, 163, 163, 163, 163, 163
 FDB 162, 162, 162, 162, 162, 162, 161, 161
 FDB 161, 161, 161, 161, 160, 160, 160, 160
 FDB 160, 160, 159, 159, 159, 159, 159, 159
 FDB 159, 158, 158, 158, 158, 158, 158, 157
 FDB 157, 157, 157, 157, 157, 156, 156, 156
 FDB 156, 156, 156, 156, 155, 155, 155, 155
 FDB 155, 155, 154, 154, 154, 154, 154, 154
 FDB 154, 153, 153, 153, 153, 153, 153, 153
 FDB 152, 152, 152, 152, 152, 152, 152, 151
 FDB 151, 151, 151, 151, 151, 151, 150, 150
 FDB 150, 150, 150, 150, 150, 149, 149, 149
 FDB 149, 149, 149, 149, 148, 148, 148, 148
 FDB 148, 148, 148, 147, 147, 147, 147, 147
 FDB 147, 147, 147, 146, 146, 146, 146, 146

FDB 146,146,145,145,145,145,145,145
FDB 145,145,144,144,144,144,144,144
FDB 144,143,143,143,143,143,143,143
FDB 143,142,142,142,142,142,142,142
FDB 142,141,141,141,141,141,141,141
FDB 141,140,140,140,140,140,140,140
FDB 140,139,139,139,139,139,139,139
FDB 139,138,138,138,138,138,138,138
FDB 138,138,137,137,137,137,137,137
FDB 137,137,136,136,136,136,136,136
FDB 136,136,136,135,135,135,135,135
FDB 135,135,135,134,134,134,134,134
FDB 134,134,134,134,133,133,133,133
FDB 133,133,133,133,133,132,132,132
FDB 132,132,132,132,132,131,131
FDB 131,131,131,131,131,131,131,131
FDB 130,130,130,130,130,130,130,130
FDB 130,129,129,129,129,129,129,129
FDB 129,129,129,128,128,128,128,128
FDB 128,128,128,128,127,127,127,127
FDB 127,127,127,127,127,127,126,126
FDB 126,126,126,126,126,126,126,126
FDB 125,125,125,125,125,125,125,125