

UNIVERSITE DU QUEBEC

MEMOIRE

PRESENTÉ A

L'UNIVERSITE DU QUEBEC A TROIS-RIVIERES

COMME EXIGENCE PARTIELLE

DE LA MAITRISE EN ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR

GHIRIBI MOHSEN

COMMANDÉE OPTIMALE DE VITESSE D'UNE MACHINE

A COURANT CONTINU

OCTOBRE 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

Les méthodes classiques de synthèse des systèmes commandés, permettent de calculer des lois de commandes conduisant à l'obtention des systèmes en boucles fermée ayant des caractéristiques de stabilité et de régulation satisfaisantes. Cependant, pour certaines applications, où de hautes performances sont recherchées, on peut être amené à ne pas se contenter de tels critères qualitatifs et à chercher à optimiser des critères numériques précis. Nous avons implanté sur un moteur à courant continu deux schémas de commande différents pour voir les avantages de la commande optimale dans un espace d'état.

La première loi de contrôle concerne l'utilisation de la structure similaire à la structure optimale avec des gains calculés par la méthode d'assignation des pôles. Le comportement dynamique désiré est déterminé par le choix des pôles en boucle fermée. Un bon compromis entre le temps de réponse et l'amortissement peut être effectué si nous choisissons une paire de pôles dominants complexes conjugués.

Pour la deuxième méthode, le calcul de la loi de commande optimale est effectué en minimisant un critère quadratique où la réponse du système est imposée par un modèle de référence. Pour améliorer les performances du système nous introduisons dans les deux cas cités un estimateur de perturbations extérieures.

Les lois de commande sont simulées sur micro-ordinateur et appliquées à la machine C.C alimentée par un convertisseur statique CA-CC.

Pour l'application en temps réel nous utilisons un micro-ordinateur IBM-AT pour minimiser le temps de calcul alloué pour déterminer la commande du système.

On trouve par ailleurs les principales notions théoriques à une telle application, les résultats de simulation, les schémas de la pratique et les résultats expérimentaux.

## REMERCIEMENTS

Je désire remercier profondément mon directeur de thèse le Dr. Yves Dubé ainsi que mon codirecteur de cette recherche, le Dr. Vankatachari Rajagopalan; leurs conseils, leurs suggestions et leur aide financière ont été grandement appréciés.

De plus j'exprime ma gratitude envers mes professeurs de maîtrise qui m'ont fait bénéficier de leur expérience en électronique industrielle. En particulier, je remercie le Dr. Hoang Le Huy, le Dr. Louis A. Dessaint et le Dr. Anatole Sévigny, sans oublier le technicien de laboratoire Mr. Jacques Poisson.

Enfin, je remercie ma femme Manon, mes parents et mes beaux parents pour leurs encouragements le long de cette étude.

## TABLE DES MATIERES

	Page
RESUME.....	I
REMERCIEMENTS.....	III
TABLE DES MATIERES.....	IV
LISTE DES FIGURES.....	IX
LISTE DES SYMBOLES.....	XII
INTRODUCTION.....	1

### CHAPITRE 1

#### ANALYSE DES SYSTEMES ÉCHANTILLONNÉS DANS L'ESPACE D'ÉTAT

1.1 Introduction.....	3
1.2 Représentation des systèmes dans l'espace d'état.....	3
1.2.1 Cas des systèmes continus.....	4
1.2.2 Cas des systèmes discrets.....	6
1.3 Commandabilité.....	8
1.4 Observabilité.....	9
1.5 Fonction de transfert.....	9
1.6 Stabilité des systèmes continus et échantillonnés.....	10
1.7 Fréquence d'échantillonnage.....	11

**CHAPITRE 2****MODELISATION CONTINUE ET DISCRETE DE LA MACHINE A COURANT CONTINU**

2.1 Introduction.....	13
2.2 Machine à courant continu.....	13
2.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	13
2.2.2 Modèle de la machine à courant continu.....	14
2.2.3 Paramètres du moteur à courant continu.....	15
2.3 Modèle du convertisseur CA-CC semi-commandé.....	15
2.3.1 Caractéristique statique.....	16
2.3.2 Comportement dynamique.....	17
2.4 Mise en cascade du convertisseur et du moteur.....	18
2.5 Modèle discret.....	19
2.5.1 Choix de la période d'échantillonnage.....	19
2.5.2 Modèle discret du système à régler.....	20

**CHAPITRE 3****RÉGLAGE PAR CONTRE RÉACTION D'ÉTAT ÉCHANTILLONNÉ**

3.1 Introduction.....	22
3.2 Commande par critère quadratique.....	22
3.2.1 Principe.....	22
3.2.2 Calcul de la loi de commande.....	23
3.2.3 Choix des matrices de pondération [Q1] et [R].....	27
3.2.4 Modification de la structure de commande.....	27
3.2.5 Détermination du modèle de référence.....	29
3.3 Asservissement par assignation des pôles.....	34

3.3.1 Choix des pôles.....	35
3.4 Algorithme de simulation.....	37
3.5 Algorithme en temps réel.....	37

## CHAPITRE 4

### OBSERVATEUR DU COUPLE DE CHARGE

4.1 Introduction.....	40
4.2 Principe.....	40
4.3 Introduction de l'observateur dans la chaîne de commande.....	41
4.3.1 Théorème de séparation.....	41
4.4 Observateur d'ordre réduit.....	42
4.5 Synthèse de l'observateur du couple de charge.....	45

## CHAPITRE 5

### MESURE, FILTRAGE ET ACQUISITION DES DONNÉES

5.1 Introduction.....	49
5.2 Carte d'acquisition des données.....	49
5.3 Mesure du courant dans le moteur.....	52
5.3.1 Calcul du filtre du courant.....	52
5.4 Mesure et filtrage de la tension d'alimentation.....	53
5.5 Mesure de la vitesse de rotation.....	53
5.6 Variable de commande.....	54
5.7 Circuit de synchronisation.....	54
5.8 Structure pratique de la commande par micro-ordinateur.....	55

## CHAPITRE 6

## SIMULATION ET RESULTATS PRATIQUES

6.1 Introduction.....	57
6.2 Difficultés pratiques.....	57
6.2.1 Temps de calcul.....	57
6.2.2 Modèle de référence.....	58
6.2.3 Constantes de temps des filtres.....	58
6.3 Synthèse de la commande étudiée.....	59
6.3.1 Modèle échantillonné du système.....	59
6.3.2 Commandabilité et observabilité.....	60
6.3.3 Modèle de référence.....	60
6.3.4 Choix des matrices de pondération.....	60
6.3.5 Commande par critère quadratique.....	61
6.3.6 Commande par assignation des pôles.....	61
6.3.7 Observateur du couple mécanique.....	62
6.3.8 Structure de la commande incluant l'observateur du couple mécanique.....	62
6.3.9 Simulation de la commande par critère quadratique.....	64
6.3.10 Simulation de la commande par assignation des pôles.....	65
6.3.11 Résultats pratiques.....	66
6.3.11.1 Commande par critère quadratique.....	66
6.3.11.2 Commande par assignation des pôles.....	67
6.3.11.3 Modèle de référence par la méthode des moindres carrés.....	69
6.4 Etude de performance et de robustesse.....	69
6.5 Commentaires.....	71

CONCLUSION.....	73
BIBLIOGRAPHIE.....	74
ANNEXES.....	77

## LISTE DES FIGURES

Figure	Page
1.1. Diagramme structurel d'un système continu multivariable.....	5
1.2. Diagramme structurel d'un système monovariable.....	5
1.3. Schéma fonctionnel d'un système discret.....	6
1.4. Élément de maintien.....	6
1.5. Diagramme structurel d'un système échantillonné monovariable...	7
1.6. Commandabilité dans l'espace d'état.....	8
1.7. Equivalence des systèmes continus et discrets.....	10
1.8. Spectre de fréquence de la fonction échantillonnée.....	12
2.1. Structure du convertisseur et caractéristique de fonctionnement.....	16
2.2. Caractéristique statique du convertisseur.....	16
2.3. Caractéristique statique linéarisée.....	17
2.4. Comportement de la commande du convertisseur.....	17
2.5. Circuit d'induit équivalent.....	18
2.6. Simulation des modèles continu et discret.....	21
3.1. Structure optimale par retour d'état.....	24
3.2. Structure optimale avec intégrateur.....	26
3.3. Définition de l'erreur du système.....	28
3.4. Acquisition de Y et U.....	29
3.5. Modèle de référence.....	30
3.6. Réponse du modèle de référence et du modèle réel à un échelon.	31

3.7.	structure optimale de contrôle avec modèle de référence.....	31
3.8.	Introduction de la perturbation dans la loi de commande.....	32
3.9.	Algorithme de calcul des paramètres de contrôle.....	33
3.10.	Structure utilisée avec l'assignation des pôles.....	34
3.11.	Représentation graphique du choix des pôles du système en BF..	35
3.12.	Algorithme de calcul des paramètres par assignation des pôles.	36
3.13.	Algorithme de simulation numérique.....	38
3.14.	Algorithme en temps réel.....	39
4.1.	Structure de l'observateur réduit.....	44
4.2.	Structure de l'observateur du couple de charge.....	47
5.1.	Carte d'acquisition des données.....	50
5.2.	Codage et décodage des variables d'entrée et de sortie.....	51
5.3.	Filtre du courant.....	52
5.4.	Convertisseur fréquence-tension.....	54
5.5.	Variable de commande.....	54
5.6.	Circuit de synchronisation de la commande.....	55
5.7.	Structure globale du système de commande.....	56
6.1.	Simulation de l'observateur du couple de charge.....	62
6.2.	Structure optimale avec modèle de référence.....	63
6.3.	Structure optimale sans modèle de référence.....	63
6.4.	Réponse du système à un échelon de la consigne.....	64
6.5.	Réponse du système à une perturbation de charge.....	64
6.6.	Réponse du système à un échelon de la consigne.....	65
6.7.	Réponse du système à la perturbation de charge.....	65
6.8.	Réponse du système à un échelon de la consigne.....	66
6.9.	Réponse du système à une perturbation de charge.....	66
6.10.	Couple de charge estimé.....	67

6.11. Réponse du système à un échelon de la consigne.....	67
6.12. Réponse à une perturbation de charge.....	68
6.13. Couple de charge estimé.....	68
6.14. Réponse à un échelon de la consigne.....	69
6.15. Réponses du système au changements de l'inertie et du point d'opération.....	70

## LISTE DES SYMBOLES

**x** : variable d'état du système.  
**y** : sortie du système.  
**t** : temps.  
**u** : entrée ou commande.  
**[A]** : matrice d'état du système continu.  
**[B]** : matrice d'entrée du système continu .  
**[C]** : matrice de sortie.  
**[D]** : matrice de couplage entrées-sorties .  
**T<sub>s</sub>** : période d'échantillonnage.  
**F<sub>s</sub>** : fréquence d'échantillonnage.  
**u<sub>-1</sub>** : échelon unitaire.  
**B<sub>0</sub>** : fonction de transfert du bloqueur d'ordre zero.  
**[F]** : matrice d'état du système discret.  
**[G]** : matrice d'entrée du système discret.  
**[P]** : matrice de sortie du système discret.  
**[com]** : matrice de commandabilité.  
**[obs]** : matrice d'observabilité.  
**H(k)** : fonction de transfert du système discret.  
**z<sup>-1</sup>** : décalage ou retard d'une période d'échantillonnage.  
**X(f)** : transformée de Fourier.

L : inductance d'induit.

R : résistance d'induit.

J : moment d'inertie de la machine.

D : coefficient de frottement de la machine.

K : constante du couple.

$V_m$  : tension d'alimentation.

$i(t)$  : courant d'induit.

$T_{mec}$  : couple de charge.

$\omega(t)$  : vitesse angulaire instantanée.

$n(t)$  : vitesse de rotation instantanée.

$K_a$  : gain du convertisseur.

$V_e$  : tension de commande du convertisseur.

$T_e$  : constante de temps du convertisseur.

$t_r$  : temps de retard de la commande.

$G_e(s)$  : fonction de transfert du convertisseur.

$u_a$  : tension de sortie du convertisseur.

tau : constante de temps.

[R],[Q] : matrices de pondération.

$J_i$  : indice de performance.

$e(k)$  : erreur

$z$  : consigne.

$v(k)$  : variable d'état de l'intégrateur numérique.

$w(k)$  : sortie du modèle de référence.

$s(k)$  : variable d'état du modèle de référence.

$G_m$  : matrice d'entrée du modèle de référence.

$E$  : matrice d'état du modèle de référence.

$H$  : matrice de sortie du modèle de référence.

- $\theta$  : vecteur de paramètres du modèle de référence.
- $[L]$  : matrice de gains de retour d'état.
- $[M]$  : gain de l'intégrateur numérique.
- $[N]$  : gain d'anticipation.
- $[P]$  : matrice de gains de l'action du modèle de référence.
- $[L_v]$  : gain de retour de la perturbation.
- $[L_p]$  : matrice de gains de retour partiel.

## INTRODUCTION

L'utilisation de la commande et de la régulation des systèmes est aujourd'hui très répandue. Cependant, depuis les premières utilisations jusqu'à nos jours, on remarque différentes approches pouvant être adoptées pour solutionner les problèmes posés. On cite:

- l'approche empirique
- l'approche classique
- la théorie moderne

L'approche empirique et l'approche classique se révèlent limitées et ne peuvent pas répondre aux spécifications précises. Avec l'évolution considérable de la micro-informatique la tendance actuelle se concentre de plus en plus vers l'utilisation de la théorie du contrôle moderne telles que la commande optimale et la commande adaptative.

Ainsi dans ce travail, l'intérêt a été donné particulièrement à la commande optimale échantillonnée pour asservir et réguler la vitesse de rotation d'une machine à courant continu alimentée par un convertisseur statique.

Deux méthodes de calcul des paramètres du régulateur ont été utilisées et comparées, à savoir la méthode de minimisation numérique d'un critère quadratique et la méthode d'assignation des pôles du système en boucle fermée. Le critère numérique fut appliqué pour la structure optimale par

retour d'état munie d'un intégrateur et d'un modèle de référence. Et le placement des pôles fut appliqué à une structure optimale munie d'un intégrateur.

On trouve par ailleurs les principales notions théoriques nécessaires à cette application, l'aspect pratique, les résultats de calcul des paramètres, de simulation ainsi que les résultats pratiques.

On note que l'application de la commande a été effectuée en utilisant un micro-ordinateur PC .

## CHAPITRE 1

### ANALYSE DES SYSTEMES ECHANTILLONNES DANS L'ESPACE D'ETAT

#### 1.1 Introduction

Lorsqu'on soumet un système continu à une commande digitale qui ne varie que périodiquement aux instants d'échantillonnage, il devient un système à commande discrète. La présence de l'élément de maintien fait en sorte que la commande reste constante entre deux instants d'échantillonnage. Ainsi, les représentations des deux systèmes continu et échantillonné sont différentes.

Dans ce premier chapitre, on traite la représentation mathématique des systèmes continus et discrets. Particulièrement, l'intérêt sera donné aux systèmes monovariables vu le cas pratique à étudier.

On introduit les notions de la stabilité, de la commandabilité et de l'observabilité et du choix de la période d'échantillonnage. Toutefois on doit noter que ces notions ne sont indiquées qu'à titre de rappels théoriques vu leurs importances à la présente application. Le lecteur intéressé peut consulter [1], [2], [3].

#### 1.2 Représentation des systèmes dans l'espace d'état

### 1.2.1 Cas des systèmes continus

D'une manière générale un système physique peut être représenté, par un ensemble d'équations différentielles du premier ordre:

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), v(t), t) \quad (1.1)$$

$$y(t) = g(x(t), u(t), v(t), t)$$

avec:

$$\dot{x}(t) = d x(t)/dt;$$

si le système est linéaire, les équations (1.1) s'écrivent comme suit:

$$\dot{x}(t) = [A(t)]x(t) + [B_u(t)]u(t) + [B_v(t)]v(t) \quad (1.2)$$

$$y(t) = [C(t)]x(t) + [D_u(t)]u(t) + [D_w(t)]w(t)$$

où:

$x(t)$  représente le vecteur de variables d'état.

$u(t)$  représente le vecteur de commandes.

$v(t)$  et  $w(t)$  représentent les perturbations externes et le bruit.

$[A(t)]$  : matrice de dimension ( $n_s \times n_s$ ), déterminante pour le comportement dynamique du système.

$y(t)$  définit les variables de sortie du système.

$[D_u(t)]$  et  $[D_w(t)]$ , définissent respectivement l'influence directe de la commande et de la perturbation sur les sorties du système. On pose souvent :  $[D_u(t)] = [0]$  ;  $[D_w(t)] = [0]$

Dans le cas où les matrices  $[A(t)]$ ,  $[B_u(t)]$ ,  $[B_v(t)]$  et  $[C(t)]$  sont invariantes dans le temps, le système peut être réécrit et représenté comme suit :

$$\dot{x}(t) = [A]x(t) + [B_u]u(t) + [B_v]v(t) \quad (1.3)$$

$$y(t) = [C]x(t)$$

Le diagramme structurel d'un tel système est donné par la figure 1.1

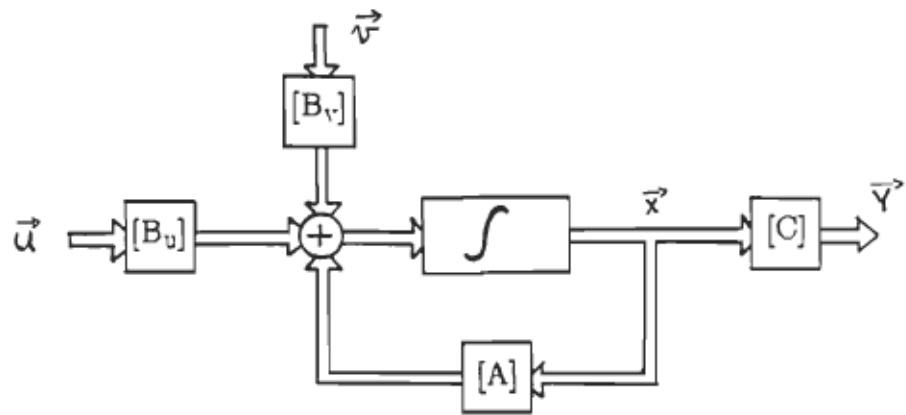


Figure 1.1. Diagramme structurel d'un système continu multivariable

Un système monovariable, est un système ne possédant qu'une commande et qu'une sortie. Ainsi, généralement ces systèmes ne sont soumis qu'à une seule grandeur de perturbation.

Les matrices d'entrée de la représentation d'état se réduisent à des vecteurs ( $B_u$  et  $B_v$ ), alors que la matrice de sortie devient un vecteur ligne  $C$ .

$$\dot{\vec{x}}(t) = [A] \vec{x}(t) + [B_u] u(t) + [B_v] v(t) \quad (1.4)$$

$$y(t) = [C] \vec{x}(t)$$

La représentation structurelle pour de tels systèmes est la suivante:

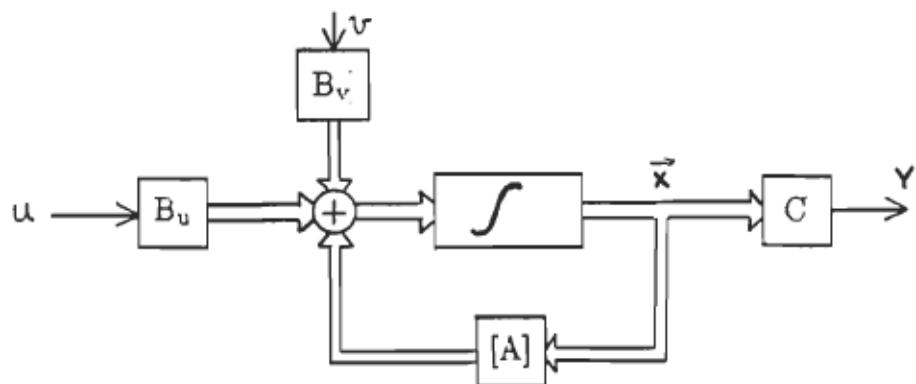


Figure 1.2. Diagramme structurel d'un système monovariable

### 1.2.2 Cas des systèmes discrets

En mode discret, la représentation du système physique est moins naturelle que la représentation continue. Ceci vient du fait, que le schéma fonctionnel d'un tel système sera de la forme suivante:

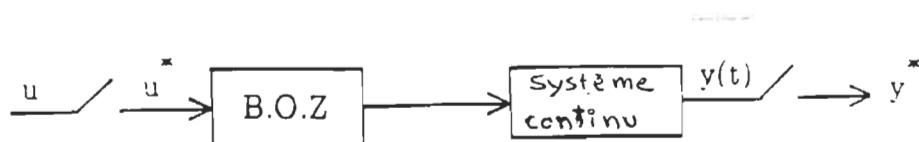


Figure 1.3 Schéma fonctionnel d'un système discret

où  $T_s$  représente la période d'observation, ou d'échantillonnage. Dans la représentation discrète, on tient compte de la présence de l'élément de maintien ( ou de blocage ). Généralement, on utilise un bloqueur d'ordre zéro.



Figure 1.4. Élément de maintien

La réponse impulsionnelle du bloqueur d'ordre zéro, peut s'exprimer comme suit :

$$v_o(t) = u_{-1}(t) - u_{-1}(t - T_s) \quad (1.5)$$

avec  $u_{-1}$  la notation de l'échelon unitaire.

et la fonction de transfert du bloqueur est donnée ainsi par:

$$B_0(s) = V_0(s)/V_1(s) = (1 - e^{-sT_m})/s \quad (1.6)$$

La représentation discrète d'un système sera présentée globalement par:

$$x_{k+1} = f(x_k, u_k, v_k, k) \quad (1.7)$$

$$y_k = g(x_k, u_k, v_k, k)$$

et pour un système linéaire, les équations (1.7) s'écrivent:

$$x(k+1) = [F]x(k) + [G_u]u(k) + [G_v]v(k) \quad (1.8)$$

$$y(k) = [P]x(k)$$

on suppose que  $[F]$ ,  $[G_u]$  et  $[G_v]$  sont invariantes ; la représentation schématique d'un tel modèle est donnée par la figure suivante :

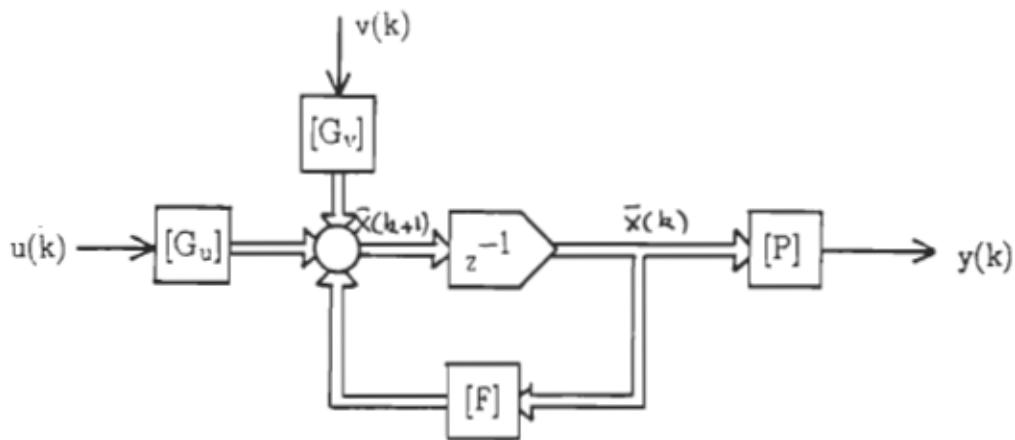


Figure 1.5. Diagramme structurel d'un système échantillonné monovariable où:

$$[F] = \exp([A]T_m)$$

$$[G] = [\exp([A]T_m) - [I]] [A]^{-1} [B] \quad (1.9)$$

$$[P] = [C]$$

Aussi, on peut trouver la matrice exponentielle en se basant sur la transformée de Laplace.

$$[F] = L^{-1} [(s[I] - [A])]$$

$$\text{et } [G] = L^{-1} (\Phi(s)/s) [B] \quad (1.10)$$

$$\text{avec } \Phi(s) = (s[I] - [A])$$

où  $[A]$  et  $[B]$  sont définis pour le modèle continu et  $u(k)$ , est considérée constante sur chaque période d'échantillonnage.

### 1.3 COMMANDABILITE

Si une ou plusieurs variables d'état ne sont pas influencées par le vecteur d'entrée, alors le système est non commandable. En d'autres termes, un système est commandable si le vecteur d'état est relocalisable en n'importe quel point de l'espace d'état, en une séquence finie de la variable d'entrée.

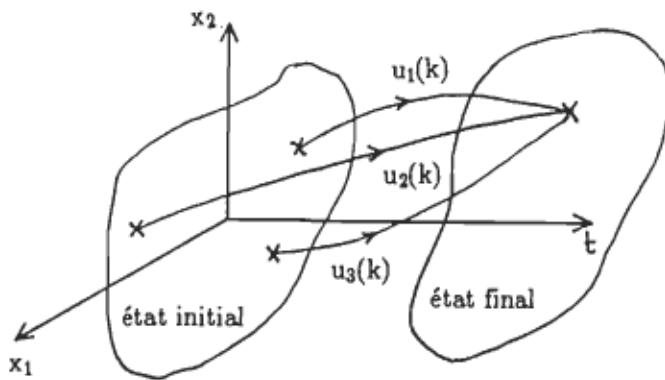


Figure 1.6. Commandabilité dans l'espace d'état

En effet, les méthodes modernes du réglage d'état ne sont applicables, que lorsque le système est commandable. Le test de la commandabilité consiste à vérifier, que la matrice de commandabilité est de rang  $n$ .

$$[com] = [G \quad FG \quad \dots \quad F^{n-1}G] \quad (1.11)$$

Il faut noter, que sous certaines conditions un système peut devenir non commandable. Il est possible de perdre la commandabilité pour un mauvais

choix de la période d'échantillonnage ou lors de la mise en série de deux systèmes commandables .

#### 1.4 Observabilité

Un système est dit observable, si le vecteur d'état  $[x]$  est entièrement reconstituable (indépendamment de la valeur initiale) par un nombre fini de vecteurs de sortie. Le test d'observabilité consiste à vérifier que la matrice  $[obs]$  est de rang  $n$ .

$$[obs] = [P^T \ P^T F^T \ \dots (P^{n-1})^T (F^{n-1})^T] \quad (1.12)$$

De même, on peut remarquer, que sous certaines conditions un système peut perdre son observabilité. Cette perte peut être obtenue pour la même période d'échantillonnage, que dans le cas de la perte de la commandabilité et elle est également possible à la mise en cascade de deux systèmes observables.

#### 1.5 Fonction de transfert

A partir de la représentation d'état, on peut déduire la fonction de transfert du système.

Soit le système suivant, où on néglige la perturbation:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= [F]x(k) + [G_u]u(k) \\ y(k) &= [P]x(k) \\ H(k) &= y(k)/u(k) = [P](z[I] - [F])^{-1} [G_u] \\ H(k) &= ([P]\text{adj}(z[I] - [F]) [G_u]) / \det(z[I] - [F]) \end{aligned} \quad (1.13)$$

$[I]$  et  $H(k)$  représentent respectivement la matrice unité et la fonction de transfert du système. On note, que le même développement est valable

pour les systèmes continus.

### 1.6 Stabilité des systèmes continus et échantillonnés

Un système continu, est asymptotiquement stable, lorsque tous ses pôles (en boucle fermée ou ouverte), se situent dans la moitié gauche du plan  $-s$  ; de même, on peut conclure, qu'un système discret est asymptotiquement stable, si tous ses pôles se trouvent à l'intérieur du cercle unité du plan  $-z$  .

En effet,  $z = \exp(sT_m)$  tel que;  $s = \sigma + j\omega$

alors,  $z = \exp(\sigma T_m + j\omega T_m) = \exp(\sigma T_m) * \exp(j\omega T_m)$

$$|z| = \exp(\sigma T_m) \text{ et } \arg(z) = \omega T_m \quad (1.14)$$

Graphiquement cette équivalence est présentée à la figure 1.7.

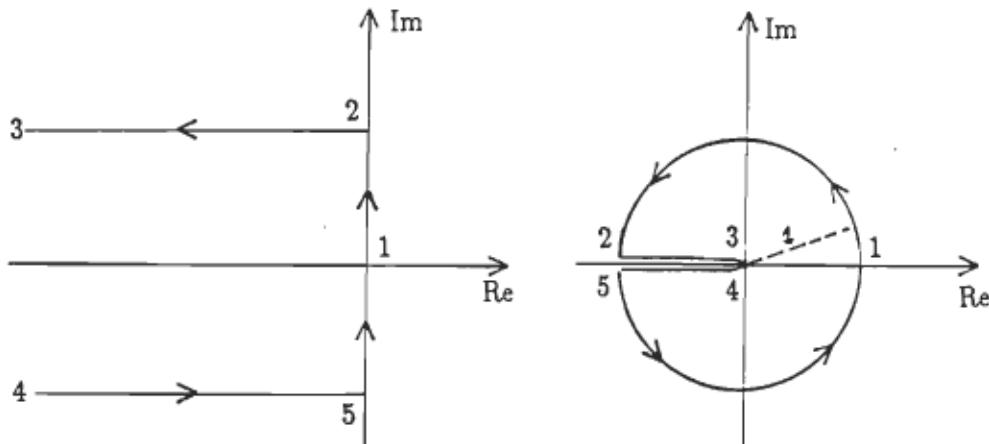


Figure 1.7. Equivalence des systèmes continus et discrets

$$\sigma \leq 0 \quad |z| \leq 1 \text{ et } \sigma \geq 0 \quad |z| \geq 1 \quad (1.15)$$

Il est cependant nécessaire, d'indiquer quelque méthodes classiques, permettant de faire une analyse de la stabilité. En exemple, on cite la méthode du critère de Jury, les calculs des racines et la méthode de

Liapunov. Avec la dernière méthode, on introduit la notion de potentiel du système pour analyser la stabilité dans l'espace d'état cependant il faut signaler que cette méthode ne permet pas d'avoir des conclusions quant à la qualité de la stabilité.

Pour les systèmes décrits par les équations d'état, les valeurs propres de la matrice  $[F]$ , sont les pôles du système et représentent les racines de l'équation caractéristique de la matrice  $[F]$ .

$$|z[I] - [F]| = 0 \quad (1.16)$$

### 1.7 Fréquence d'échantillonnage

Echantillonner une fonction  $x(t)$ , c'est prélever la valeur de cette fonction pendant un certain intervalle de temps de manière périodique. C'est donc lui substituer une autre fonction discontinue  $x''(t)$  dont la transformée de Fourier peut être obtenue par:

$$\begin{aligned} x''(t) &= x(t) u(t) \\ u(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT_s) \\ X''(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} x''(t) e^{-j2\pi ft} dt \\ X''(f) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f-nF_s) \end{aligned} \quad (1.17)$$

avec  $F_s = 1/T_s$  et  $\delta$  l'impulsion de Dirac.

Selon la relation (1.17),  $X''(f)$  est constitué d'une somme infinie de répliques du spectre original  $X(f)$  donné par l'intégrale :

$$X(f) = x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (1.18)$$

Ainsi, le choix de la période d'échantillonnage doit être fait avec une certaine précaution tel que:

$$F_s \geq 2 F_{\max} \quad (1.19)$$

$F_{max}$  est la fréquence maximale du spectre de fréquence  $X(f)$  de la fonction  $x(t)$ , tel que présentée à la figure suivante:

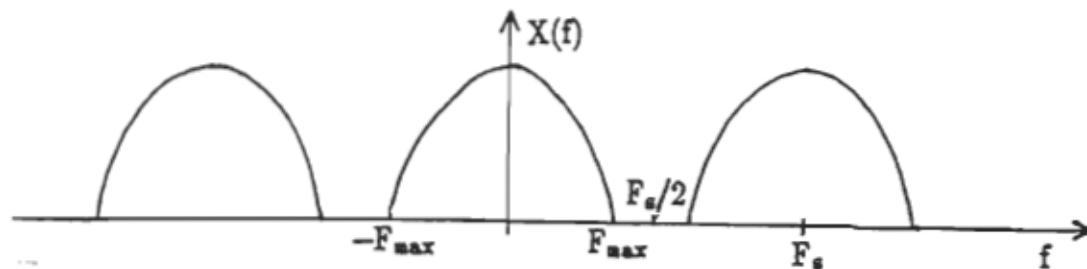


Figure 1.8. Spectre de fréquence de la fonction échantillonnée.

La limite de la fréquence d'échantillonnage donné par (1.18) représente la limite définie par le théorème de Shannon.

Si le système continu, est complètement contrôlable, le système échantillonné, sera aussi complètement contrôlable si la fréquence d'échantillonnage est choisie de façon à respecter la limite définie.

Lorsque les pôles du système continu à régler sont donnés sous la forme:

$$s_i = a_i + j b_i$$

le choix de la période d'échantillonnage doit respecter les limites suivantes: [3]

$$T_m \leq 1/2a \quad \text{et} \quad T_m \leq \pi/4b \quad (1.20)$$

et pour un pôle réel  $s_i = -1/T_i$ , la période d'échantillonnage doit être:

$$T_m \leq T_i/2 \quad (1.21)$$

Pour plusieurs systèmes, des périodes d'échantillonnage plus grandes peuvent être utilisées, mais on peut toujours garantir la commandabilité, l'observabilité et la stabilité, si  $T_m$  est choisie en respectant les limites définies. [5]

De plus, il faut noter, que si le système possède un délai pur,  $T_m$  doit être un multiple de ce dernier.

## CHAPITRE 2

### MODELISATION CONTINUE ET DISCRETE DE LA MACHINE A

#### COURANT CONTINU

##### 2.1 INTRODUCTION

Pour l'application de la commande numérique, on est amené à définir un modèle dynamique du système à contrôler. Pratiquement, le modèle sera déterminé en mode de fonctionnement continu. Certaines hypothèses doivent être établies, afin de faciliter la détermination de ce modèle. Une fois le modèle défini, une discrétisation s'avère nécessaire avant de commencer l'analyse de la commande et de la régulation.

Ainsi, dans ce chapitre, on étudie le modèle de la machine à courant continu fonctionnant en moteur à excitation séparée. Le modèle dynamique du convertisseur CA-CC, de même que son fonctionnement seront traités. Le choix de la période d'échantillonnage, ainsi que le modèle discret du système retenu pour l'ensemble convertisseur-moteur seront donnés, et à la fin, la simulation des deux modèles continu et discret sera présentée.

##### 2.2 Machine à courant continu

###### 2.2.1 Hypothèses simplificatrices

Lors de la modélisation de la machine utilisée, on admet quelques hypothèses permettant une simplification du traitement.

- L'excitation des enroulements d'inducteurs est constante et égale à la valeur nominale.
- Les matériaux magnétiques ne sont pas saturés, ceci permet d'exprimer le flux comme une fonction linéaire du courant.
- On suppose, que les pertes fer (hystéresis et courant de Foucault) sont nulles.
- La réaction d'induit n'est pas considérée.
- Tous les enroulements, formant l'induit de la machine, sont représentés globalement par une résistance et une inductance. Leurs valeurs ne changent pas durant le fonctionnement.

### 2.2.2 Modèle de la machine à courant continu

Partant du fonctionnement de la machine à courant continu à excitation séparée et des hypothèses établies ci-dessus, le modèle sera décrit respectivement, par les équations électrique et mécanique suivantes :

$$\begin{aligned} L \frac{di(t)}{dt} + R i(t) + e(t) &= V_m \\ J \frac{d\omega(t)}{dt} + D \omega(t) + T_{mec} &= K_e i(t) \end{aligned} \quad (2.1)$$

où  $L$  et  $R$  désignent respectivement l'inductance et la résistance des enroulements, formant l'induit de la machine.

$J$  et  $D$  désignent le moment d'inertie en  $\text{kg} \cdot \text{m}^2$  et le coefficient de frottement en  $\text{kg} \cdot \text{m}^2/\text{sec}$ , de la partie tournante de la machine.

$i(t)$  : le courant instantané dans l'induit en Ampère.

$\omega(t) = 2 \pi n(t)/60$  : la vitesse angulaire instantanée en Radian par

seconde (rad/sec).

$n(t)$  : la vitesse de rotation en révolution par minute (RPM)

$e(t) = K_e \omega(t)$  désignant la tension induite du moteur en volt (V).

$V_m$  est la tension d'alimentation de l'induit en volt.

$T_{mec}$  : couple de charge (perturbation externe) en Newton-mètre (Nm).

$K_e$  : constante du couple en N.m/A (ou en V.s).

Les équations d'état, représentant le modèle mathématique du moteur à excitation séparée, peuvent être écrites de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} di/dt \\ dn/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -2\pi K_e/60L \\ 60K_e/2J\pi & -D/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_m + \begin{bmatrix} 0 \\ -60/2\pi J \end{bmatrix} T_{mec}$$

### 2.2.3 Paramètres du moteur à courant continu

Il faut noter, que des essais ont été effectués sur la machine utilisée, afin de trouver les différents paramètres donnés ci-dessous pour  $V_m = 120$  V et  $I_s = 0.22$  A.

$$L = 0.22 \text{ H}$$

$$R = 7 \text{ }\Omega$$

$$J = 15 \text{ } 10^{-3} \text{ Kg.m}^2.$$

$$D = 2 \text{ } 10^{-3} \text{ Kg.m}^2/\text{sec.}$$

$$K_e = 0.6 \text{ V.sec}$$

### 2.3 Modèle du convertisseur CA-CC semi-commandé

Le convertisseur CA-CC semi-commandé utilisé dans cette étude est donné, par la figure (2.1.a). Le fonctionnement ne peut être

effectué, que dans un seul quadrant du plan I-E de la figure (2.1.b).

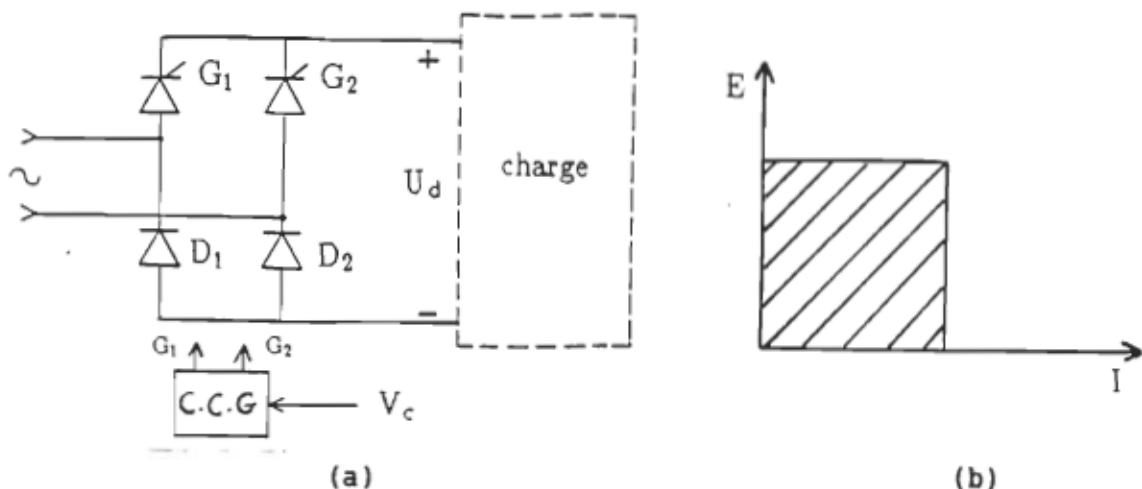


Figure 2.1 a) Structure du convertisseur.

b) caractéristique de fonctionnement.

### 2.3.1 Caractéristique statique

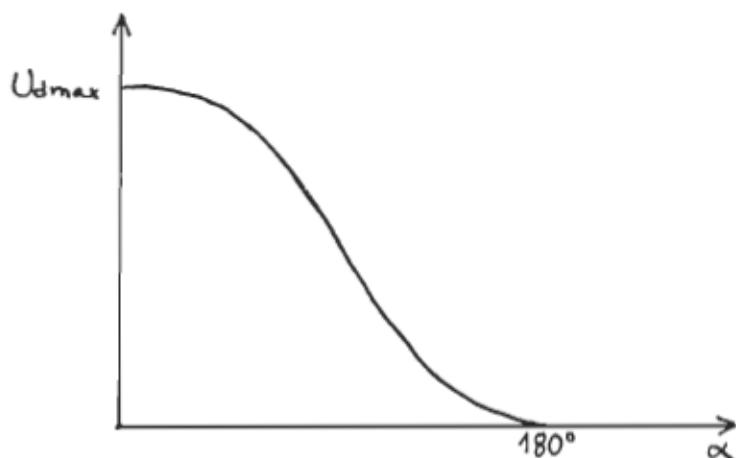


Figure 2.2. Caractéristique statique du convertisseur.

La caractéristique statique réelle du convertisseur CA-CC semi-commandé, est non linéaire. L'angle d'amorçage minimal ( $\alpha_{min}$ ) correspondant à la tension de commande maximale ( $V_{max}$ ) est de l'ordre de

30°. La variation de la tension de sortie ( $U_a$ ) du convertisseur est faible pour les angles d'amorçage  $\alpha$  entre 0 et 30°. Cet intervalle est alors non utilisable. Par conséquent, on peut donner un modèle statique linéaire. Le gain statique sera alors égale au rapport de la tension de sortie linéarisée du convertisseur par la tension de commande  $V_c$ .

$$K_e = \Delta U_a / \Delta V_c \quad (2.3)$$

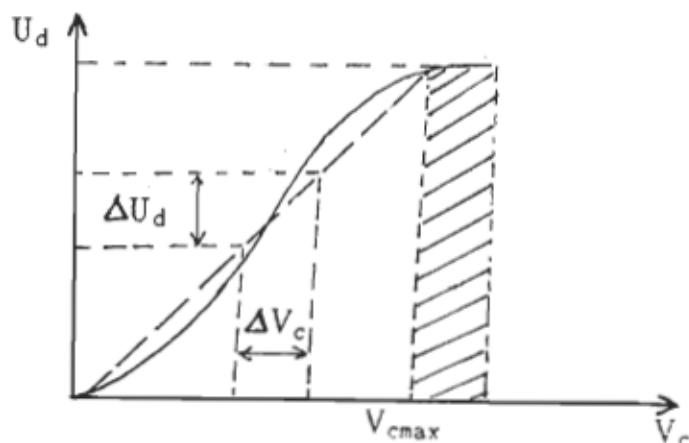


Figure 2.3. Caractéristique statique linéarisée

### 2.3.2 Comportement dynamique [12]

Une variation de la tension de commande  $V_c$  se répercute, sur la tension continue idéalisée seulement après un certain retard. Ce retard est dû au fait, qu'une impulsion d'amorçage ne se produit qu'au moment de l'égalité entre la tension de commande et celle de la synchronisation.

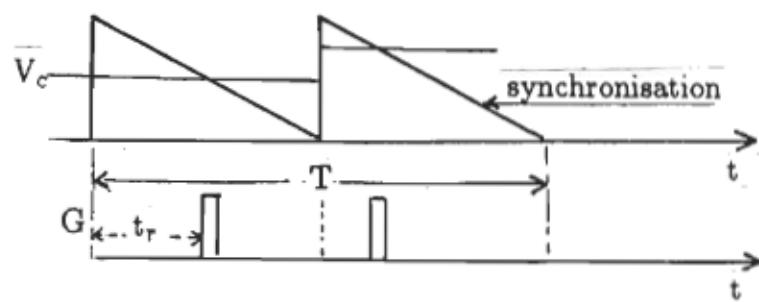


Figure 2.4. Comportement de la commande du convertisseur.

Pour le pont semi-commandé utilisé, le temps de retard ( $t_r$ ) minimal, correspond à l'angle  $\alpha_{\min}$  d'amorçage, qu'on peut obtenir. Il est donc égale à  $T/6$ , et pour le cas défavorable  $t_r$  atteint  $T/2$ . En supposant une distribution uniforme, la valeur moyenne de ce retard devient alors:

$$T_c = (T/6 + T/2)/2$$

$$= T/3$$

$T$  est la période du réseau d'alimentation; et est égale à 16.67 msec.

Compte tenu de ce comportement, on peut poser le modèle du convertisseur de la forme suivante :

$$G_c(s) = U_d / V_c = K_c \exp^{-sT_c} \quad (2.4)$$

sachant que :  $\exp(st) = \sum_{i=0}^{\infty} (a^i t^i) / i!$ , et en négligeant les termes de la série pour tout  $i$  supérieur à 2, la fonction de transfert devient:

$$G_c(s) = K_c / (1 + s T_c) \quad (2.5)$$

De la dernière relation, on peut déduire le modèle d'état du convertisseur.

$$du_d/dt = [-1/T_c]u_d(t) + [K_c/T_c]V_c \quad (2.6)$$

#### 2.4 Mise en cascade du convertisseur et du moteur

En première approximation, on néglige la résistance interne du convertisseur, ainsi que l'inductance causée par l'effet de commutation.

Ainsi, le circuit d'induit serait le suivant:

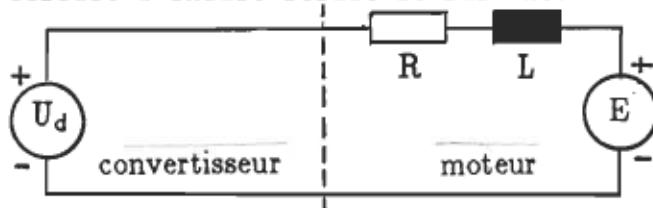


Figure 2.5. Circuit d'induit équivalent.

La mise en cascade du convertisseur et du moteur donne le modèle continu global suivant:

$$\begin{bmatrix} \frac{du_d}{dt} \\ \frac{di}{dt} \\ \frac{dn}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1/T_e & 0 & 0 \\ 1/L & -R/L & -K_e \pi / 30L \\ 0 & 30K_e / J\pi & -D/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ i \\ n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_e / T_e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_e + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -30 / \pi J \end{bmatrix} T_{mec}$$

On s'intéresse à la commande de la vitesse, donc on définit la sortie du système par:

$$y(t) = [0 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} u_d \\ i \\ n \end{bmatrix}$$

## 2.5 Modèle discret

### 2.5.1 Choix de la période d'échantillonnage

On sait que le comportement dynamique du système en boucle fermée se détériore si la période d'échantillonnage est choisie trop grande. La représentation du système n'est pas alors suffisante pour décrire avec précision le comportement dynamique et la détection des perturbations ne sera pas assez rapide. Par contre si la période d'échantillonnage est choisie trop petite la qualité du réglage augmente et la commande peut devenir grande. Ceci exige donc , et selon les limites définies pour la période d'échantillonnage, une période égale au plus à la moitié de la constante de temps la plus petite du système à régler [2],[3].

$$T_e \leq \zeta_{\min} / 2$$

Pour le moteur à courant continu alimenté par le convertisseur, la constante de temps électrique est inférieure à la constante mécanique. De plus, on suppose que la constante de temps  $T_e$  définie pour le convertisseur, n'est que fictive pour qu'on puisse décrire son comportement. En réalité, cette constante est petite et variable et ne peut être prise en considération.

On choisit donc la période d'échantillonnage comme suit :

$$T_s \leq \zeta_{\max} / 2$$

pour le cas pratique étudié:

$$\zeta_{\max} = 31 \text{ msec}$$

cependant, tenant compte du temps de calcul alloué au micro-ordinateur, pour déterminer la commande nécessaire au système et qui est de l'ordre de 10 msec, une période de 16.67 msec, permettra l'analyse de la synthèse et la synchronisation de la commande avec le réseau électrique .

### 2.5.2 Modèle discret du système à régler

En utilisant une période d'échantillonnage de 16.667 msec et en appliquant les relations données par (1.9), le modèle discret du système peut être obtenu. On conclut d'après les calculs fait au chapitre 6, sur les matrices de la commandabilité et de l'observabilité, que le système est complètement commandable et observable tel que définit au chapitre précédent.

Enfin, pour valider le choix de la période d'échantillonnage on donne la simulation des deux modèles continu et discret.

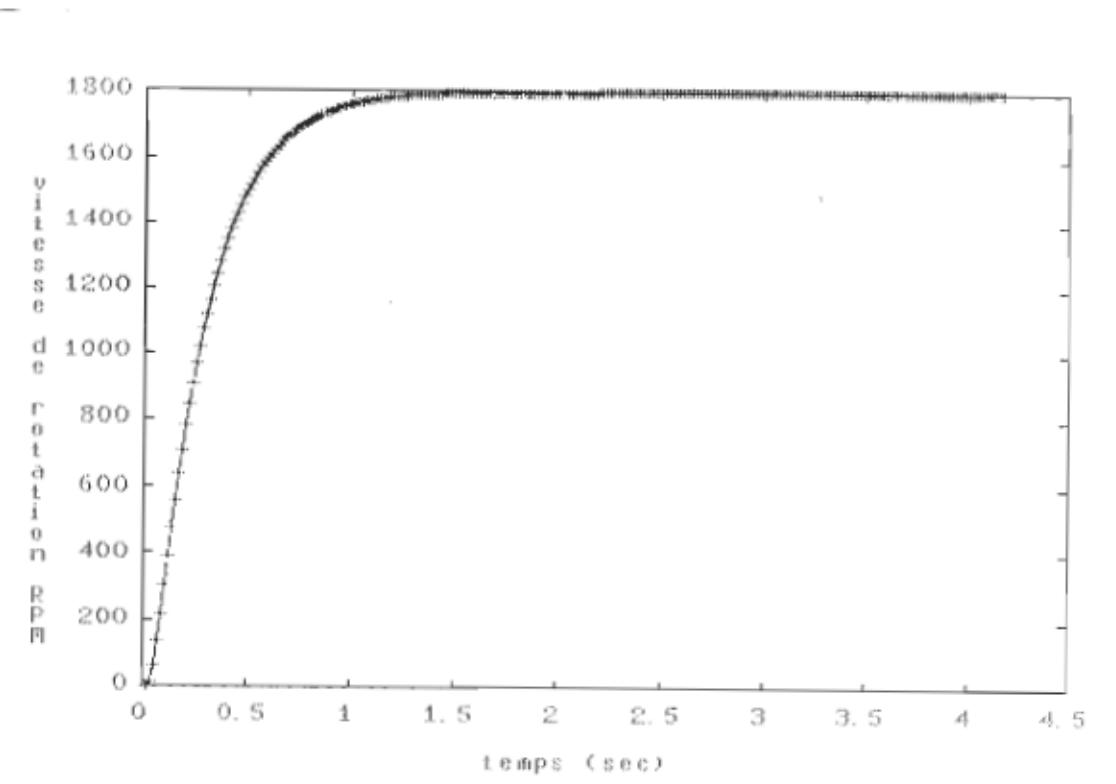


Figure 2.6. Simulation des modèles continu et discret.

Les deux réponses se confondent, on note alors que le choix de la période d'échantillonnage est adéquat.

CHAPITRE 3  
REGLAGE PAR CONTRE REACTION D'ETAT  
ECHANTILLONNE

3.1 Introduction

La loi optimale de commande est obtenue, en minimisant un critère quadratique sur un horizon fini. Cependant, des modifications peuvent être apportées pour obtenir une solution stationnaire pour la loi de commande.

Dans ce chapitre, on présente du point de vue théorique, la loi de commande quadratique pour le cas général. Ensuite, on applique la loi générale au moteur à excitation séparée alimenté par le convertisseur CA-CC semi-commandé. On comparera par la suite la loi de commande quadratique à la commande par assignation des pôles. Dans les deux cas, les algorithmes de simulation et ceux en temps réel seront donnés.

On note que tous les résultats de calcul des paramètres, de simulation et de l'application pratique seront donnés au chapitre 6.

3.2 Commande par critère quadratique

3.2.1 Principe

Pour la recherche d'une loi optimale de contrôle, on utilise la minimisation d'un critère quadratique. En effet, le critère quadratique permet la synthèse dans l'espace d'état et permet aussi de respecter les performances globales recherchées [1].

La détermination d'une telle commande, assure un compromis, entre certaines performances représentées par des termes de pondération faisant intervenir les sorties ou les variables d'état et une économie d'énergie. Selon le problème, cette économie peut être considérée dans son sens exact, soit de traduire simplement le désir de limiter les amplitudes des actions ou de leur variations.

Un avantage majeur de la méthode citée pour la détermination d'une loi de commande, est d'être applicable aux systèmes monovariables et multivariables. De plus, il faut dire que la minimisation d'un critère quadratique, conduit à la détermination d'une commande, qui est optimale au sens du critère utilisé. Tous les détails des calculs pour l'obtention de la loi de commande optimale sont donnés à la référence [1].

### 3.2.2 Calcul de la loi de commande

On pose le modèle discret du moteur CC alimenté par le pont redresseur semi-commandé, sous la forme standard d'état:

$$x(k+1) = [F] x(k) + [G_u] u(k) \quad (3.1)$$

$$y(k) = [P] x(k)$$

avec :

[F], [G<sub>u</sub>] et [P] sont donnés par (1.9)

et

$$x(k) = \begin{bmatrix} U_d(k) \\ I(k) \\ N(k) \end{bmatrix}$$

La loi de commande optimale recherchée, qui est donc une suite de valeurs  $u(k)$ , doit minimiser le critère quadratique suivant:

$$J = \sum u(k)[R] u(k) + e(k)[Q] e(k) \quad (3.2)$$

avec  $e(k)$  l'écart entre la consigne  $z$  et la sortie  $y(k)$

$$e(k) = z - y(k) \quad (3.3)$$

où  $y(k)$  représente la vitesse de rotation à commander.

la solution stationnaire aboutit à la commande optimale :

$$u(k) = -[L] x(k) + \mu \quad (3.4)$$

qui comporte un terme de correction par retour d'état et un terme anticipatif  $\mu$ , dont l'avantage est de permettre de tenir compte en permanence, de l'état réel du système physique et de réagir sur lui en conséquence, pour obtenir le comportement souhaité.

Dans le cas pratique, la structure de commande, ainsi définie présente deux inconvénients majeurs:

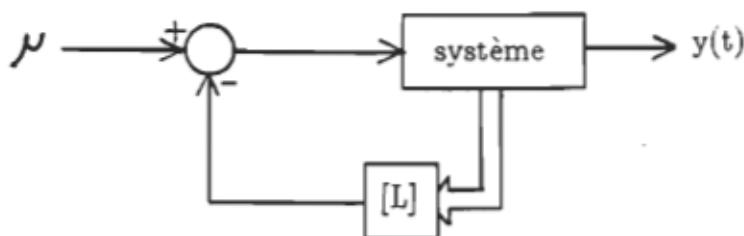


Figure 3.1. Structure optimale par retour d'état

- elle n'assure pas des erreurs stationnaires nulles, et
- l'action de la commande, à la mise en marche du système est souvent trop brusque et la commande initiale prend la valeur :

$$u_{ini} \geq v_{sat} \quad (3.5)$$

Enfin, sur le plan pratique, une connaissance exacte de différents paramètres du système à contrôler est, dans certains cas, difficile à obtenir, donc cette commande devient sensible aux changements des paramètres et à la mauvaise connaissance du procédé, d'où la performance peut se dégrader considérablement. Le compromis établi entre les actions de la commande  $u(k)$  et les amplitudes des écarts  $e(k)$ , se révèle non satisfaisant pour une application pratique.

L'ajout de certains éléments dans la structure de la commande, a pour but, d'améliorer les performances dans des conditions de fonctionnement recouvrant une large plage d'utilisations prévisibles. En particulier, l'ajout d'un intégrateur numérique résoud le problème des erreurs stationnaires.

La forme retenue, de l'intégrateur numérique est la suivante :

$$v(k+1) = v(k) + e(k) \quad (3.6)$$

$$v(k+1) = v(k) + z - y(k)$$

qu'on peut écrire aussi de cette façon:

$$v(k+1) = v(k) - [C]x(k) - [D]u(k) + z \quad (3.7)$$

Le système élargi aura pour équation d'état:

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ v(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F & 0 \\ -P & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ v(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Gu \\ -D \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ z \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

et

$$\begin{bmatrix} y(k) \\ v(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ v(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D \\ 0 \end{bmatrix} u(k) \quad (3.9)$$

Sous forme condensée les équations 3.8 et 3.9 peuvent s'écrire:

$$x_1(k+1) = [F_1] x_1(k) + [G_1] u(k) + f_1 \quad (3.10)$$

$$y_1(k) = [P_1] x_1(k) + [D_1] u(k)$$

Sur un horizon  $N$ , le critère à minimiser sera réécrit :

$$J_1 = \sum e_1(k)[Q_1] e_1(k) + u(k)[R]u(k)$$

où  $[Q_1] = \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & Q_v \end{bmatrix}$  et  $(3.11)$

$$e_1(k) = \begin{bmatrix} z \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} y(k) \\ v(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e(k) \\ -v(k) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Avec les développements mathématiques nécessaires, on aboutit à une structure augmentée donnée par la loi de commande suivante :

$$u(k) = -[L] x(k) - M v(k) + N z \quad (3.13)$$

et représentée schématiquement à la figure (3.2)

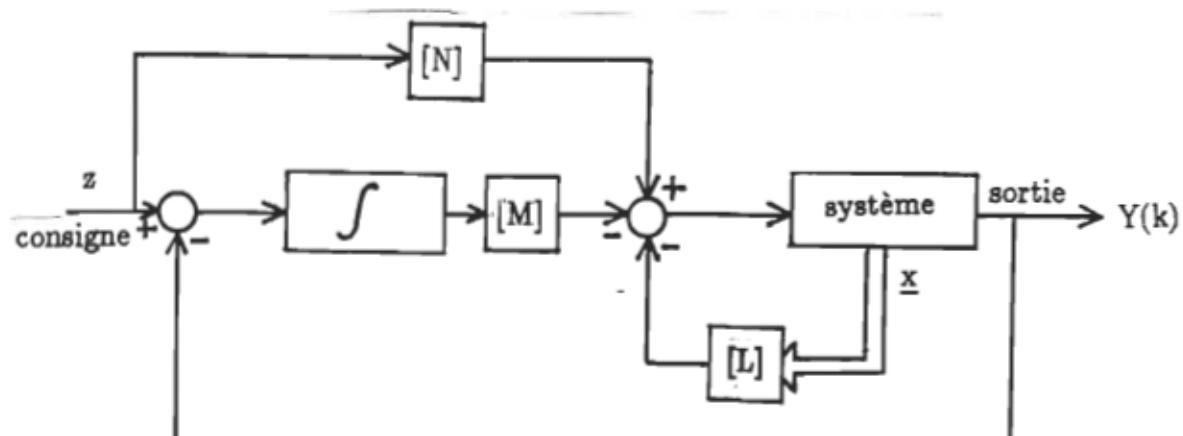


Figure 3.2. Structure optimale avec intégrateur

### 3.2.3 Choix des matrices de pondérations $[Q_1]$ et $[R]$

Les matrices de pondérations  $[Q_1]$  et  $[R]$  influencent directement les valeurs  $[L]$ ,  $[M]$  et  $[N]$ .  $[Q_1]$  et  $[R]$  doivent être définies positives. Pour le cas d'un moteur à courant continu,  $[R]$  représente un scalaire et  $[Q_1]$ , est une matrice de dimension  $[2*2]$ . On se limitera au choix, d'une matrice diagonale, dont les éléments de la diagonale principale seront positifs.

De manière qualitative, si  $[R]$  est faible par rapport à  $[Q_1]$ , les amplitudes des actions  $u(k)$  seront grandes et les erreurs  $e(k)$  seront faibles. La réponse du système sera alors rapide, puisque; les valeurs propres du système fermé ont un module proche de zéro.

### 3.2.4 Modification de la structure de commande

Lors de la synthèse de la commande classique utilisant un correcteur proportionnel-intégral, on fait généralement un compromis, entre le temps de réponse et le dépassement à tolérer dans le système à asservir. L'action intégrale, s'avère efficace pour la fonction de régulation, mais, donne un mauvais comportement pendant l'asservissement. De ce fait, il est recommandé de bien déterminer les paramètres de la commande. La même chose se manifeste, lorsqu'on utilise le critère quadratique, faisant intervenir, un intégrateur dans la loi de commande optimale. En effet, la minimisation du critère quadratique, aboutit à une commande, qui doit rapprocher la réponse du système, à asservir à une réponse échelon. Ceci s'explique, par l'hypothèse qui suppose, que le changement de la

consigne, se fait en échelon et que l'écart avec la valeur de sortie doit être minimal.

Pratiquement, comme on l'a mentionné au paragraphe précédent, on obtient une commande brutale causant de très grandes oscillations si la variation de consigne est élevée. La commande obtenue force le moteur à répondre plus rapidement, que sa réponse naturelle, ce qui impose une grande absorption du courant (énergie), la saturation du calculateur numérique (la commande devient trop grande dépassant la limite du convertisseur N/A), sans oublier, la possibilité d'endommager le convertisseur CA-CC à semi-conducteurs (voir le  $di/dt$ ).

Pour conserver un fonctionnement correct, on introduit un modèle de référence ayant pour entrée la consigne  $z$ . Ce modèle, doit représenter la réponse réellement souhaitée pour la sortie qui est la vitesse.

En régime permanent, la sortie du modèle égale la consigne. L'erreur sera déterminée par l'écart, entre la sortie du modèle de référence et la sortie réelle du moteur.

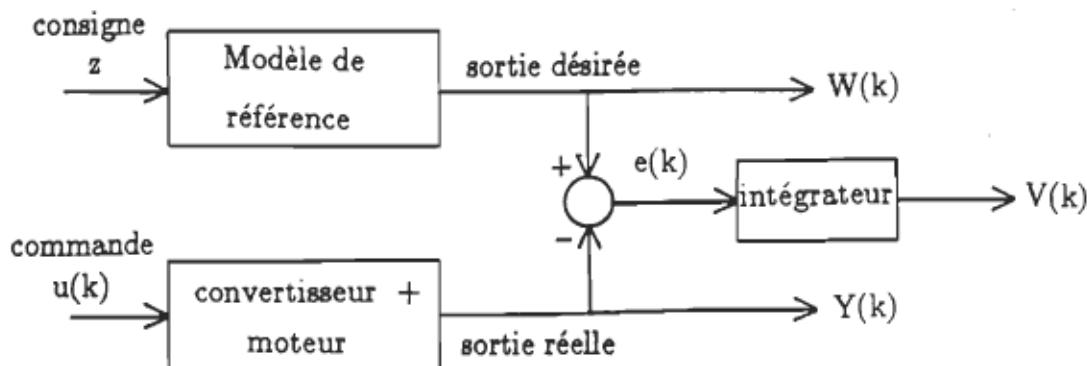


Figure 3.3. Définition de l'erreur du système

On peut, poser la représentation suivante du modèle de référence

$$S(k+1) = [E] S(k) + [G_z] z(k) \quad (3.14)$$

$$W(k) = [H] S(k)$$

### 3.2.5 Détermination du modèle de référence

On dispose, de la séquence de valeurs de la commande  $u(t)$  appliquée à l'entrée du système composé du moteur et du convertisseur pour les instants d'échantillonnage  $(T, 2T, \dots, kT)$ , ainsi que, la sortie  $Y(T), Y(2T), \dots, Y(kT)$  comme indiqué sur la figure ci-dessous:

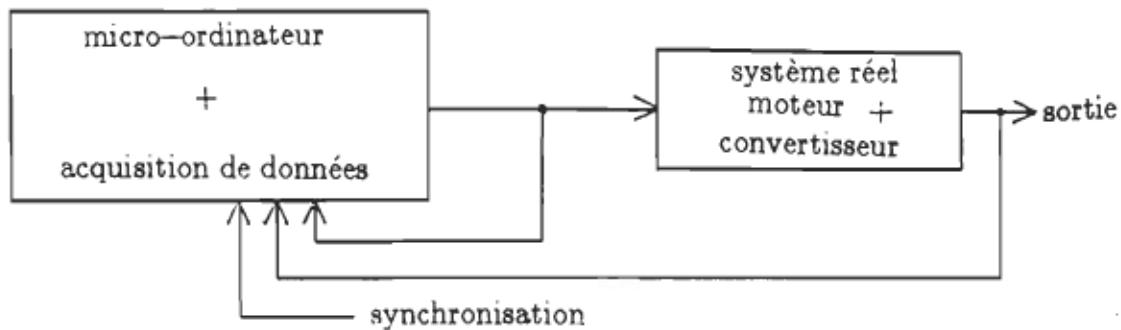


Figure 3.4. Acquisition de  $Y$  et  $U$

La méthode des moindres carrés, permet dans ce cas, la détermination des paramètres réels du modèle en minimisant la somme des carrés des écarts entre les valeurs mesurées et les valeurs obtenues par le modèle. Si on suppose, que le modèle se comporte comme un système de premier ordre nous avons :

$$y(k) + a y(k-1) = b u(k-1) \quad (3.15)$$

où  $a$  et  $b$  désignent les paramètres du modèle

$$e(\alpha T) = y(\alpha T) + a y((\alpha-1)T) - b u((\alpha-1)T) \quad (3.16)$$

La somme des carrés des erreurs est minimum pour:

$$\theta = \hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (3.17)$$

et  $\Phi^T \Phi$  doit être inversible:

$$Y = \begin{bmatrix} Y(1) \\ \vdots \\ Y(k) \end{bmatrix}; \quad E = \begin{bmatrix} e(1) \\ \vdots \\ e(k) \end{bmatrix}; \quad \Phi = \begin{bmatrix} -Y(0) & U(0) \\ -Y(1) & U(1) \\ \vdots & \vdots \\ -Y(k-1) & U(k-1) \end{bmatrix}; \quad \theta = \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix}$$

la solution optimale est obtenue en calculant (3.17).

Il faut noter qu'on a supposé, que les mesures enregistrées sont affectées par du bruit blanc et que l'observation des différents essais effectués sur la machine alimentée par le convertisseur est affecté, d'un certain retard pur dans la réponse du système, qu'on a approximé égale à une période d'échantillonnage. Ce retard pur, correspond à une augmentation de l'ordre du modèle de référence dont la représentation est la suivante :

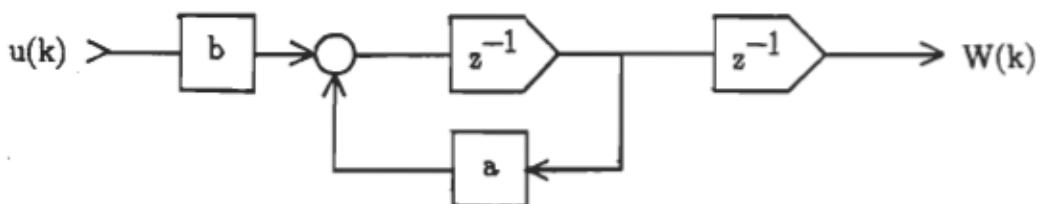


Figure 3.5. Modèle de référence

Ainsi la réponse à un échelon de la consigne est donnée par la figure (3.6). Dans ce cas le système réel représente l'ensemble convertisseur moteur.

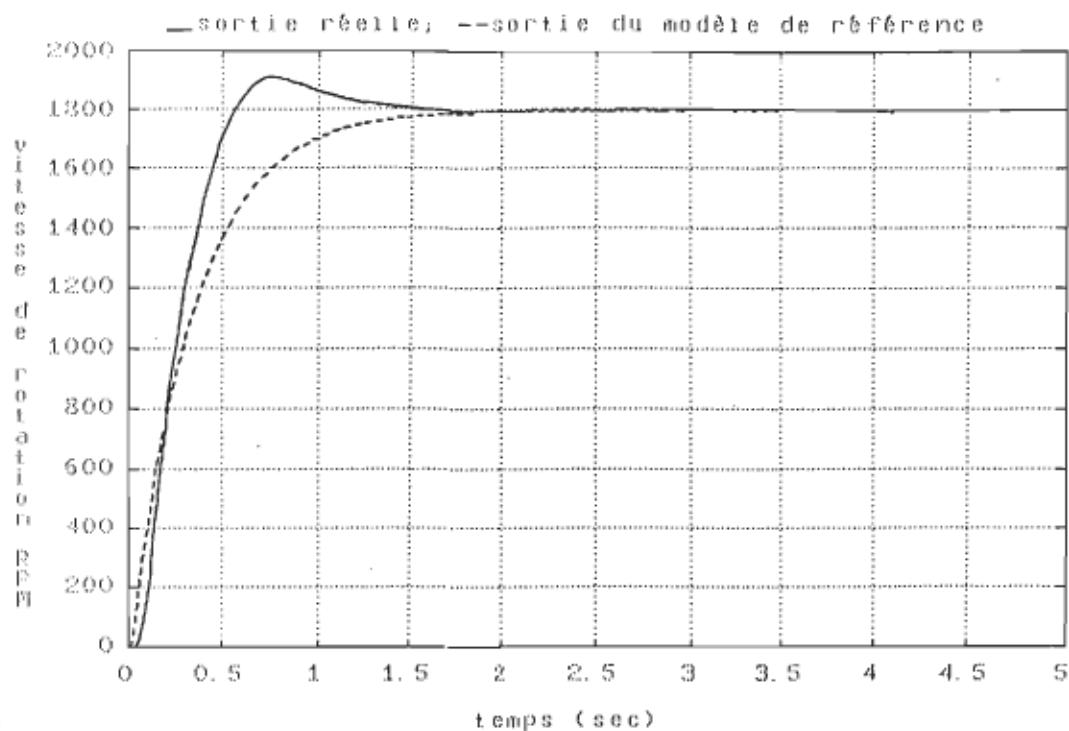


Figure 3.6. Réponse du modèle de référence et du système réel à un échelon

Avec les développements nécessaires [1], la structure de commande sera la suivante:

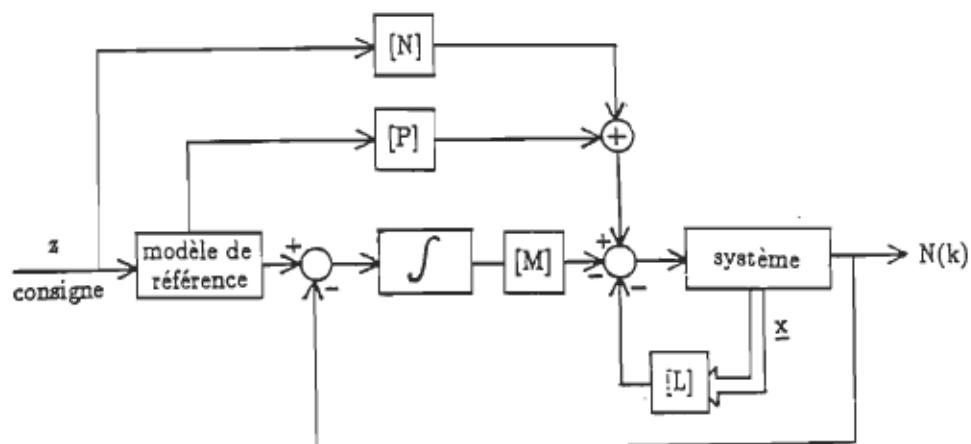


Figure 3.7. Structure optimale de contrôle avec modèle de référence

Le modèle global tenant en compte l'intégrateur et le modèle de référence est le suivant:

$$\begin{bmatrix} U_a(k+1) \\ I(k+1) \\ N(k+1) \\ V(k+1) \\ S_2(k+1) \\ S_1(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} & 0 & 0 & 0 \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} & 0 & 0 & 0 \\ f_{31} & f_{32} & f_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a(k) \\ I(k) \\ N(k) \\ V(k) \\ S_2(k) \\ S_1(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_{u1} \\ g_{u2} \\ g_{u3} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} z$$

(3.17)

la matrice de sortie du système global est alors :

$$[P] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Lors des perturbations affectant le système, les performances peuvent se dégrader et pour palier à ce problème on doit les introduire dans la loi de commande.

En supposant pour le moment que ces perturbations sont mesurables, on peut trouver les paramètres  $[N]$ ,  $[P]$ ,  $[L]$ ,  $[M]$  et  $[L_v]$  à l'aide de l'algorithme de minimisation numérique donné par la figure 3.9. La structure optimale tenant compte de la perturbation est donnée par la figure 3.8.

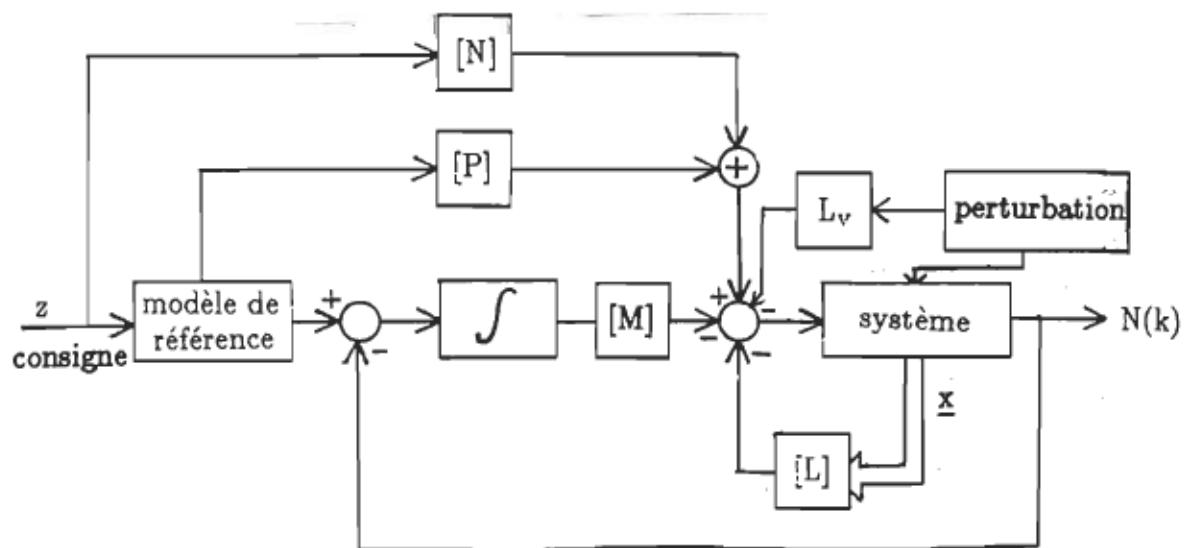


Figure 3.8. Introduction de la perturbation dans la loi de commande

En annexe on définit les différents paramètres de  $A_1, B_1, C_1, H_1$  et  $H_2$ .

On note que les paramètres  $f_1$ , représentent les paramètres de la matrice d'état  $[F]$ .

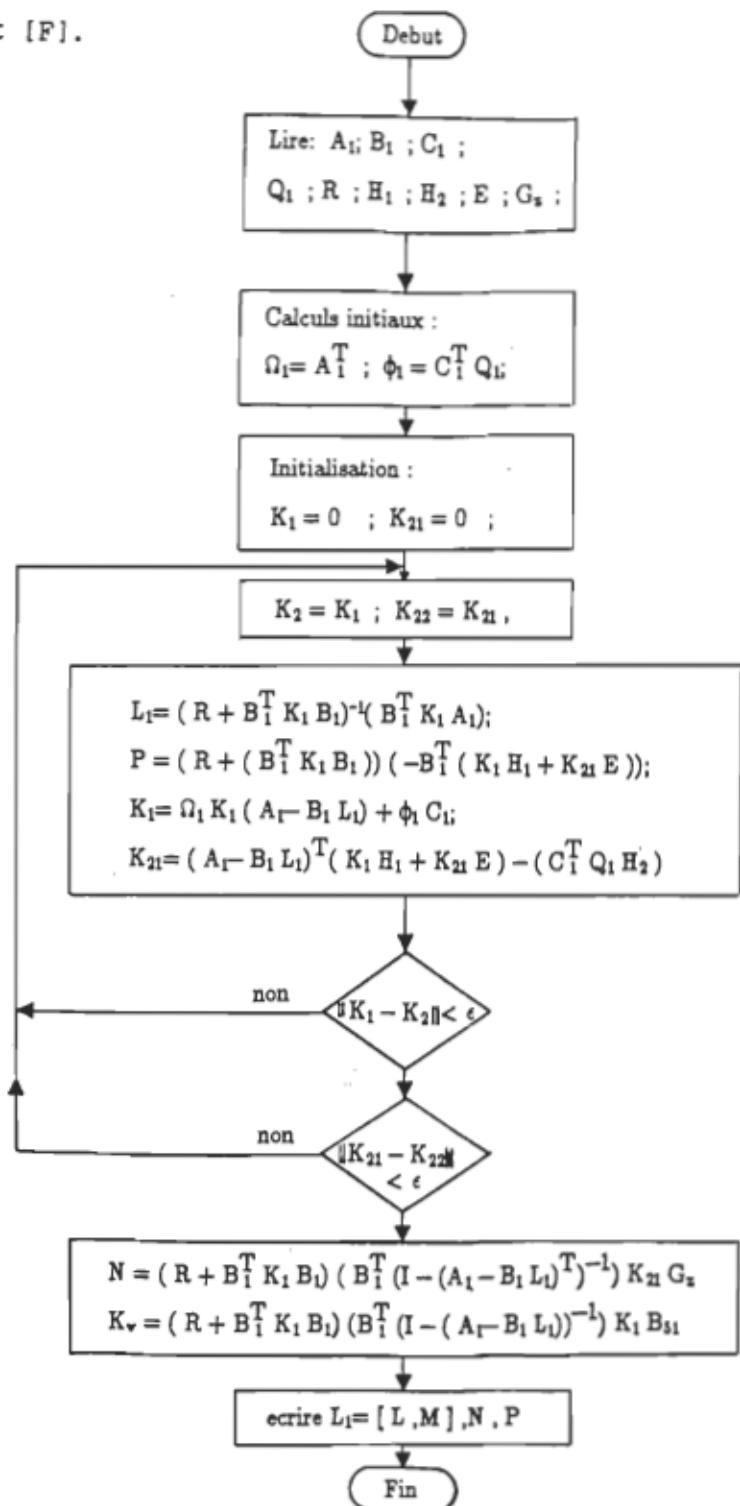


Figure 3.9. Algorithme de calcul des paramètres de contrôle .

### 3.3 Asservissement par assignation des pôles

Comme il a été mentionné au paragraphe 3.2.3, la structure de commande donné par la figure 3.2 ne peut être utilisée directement pour asservir efficacement un système réel. Cependant si on choisit une autre méthode tel la méthode d'assignation des pôles, on peut surmonter certaines difficultés posées par la commande quadratique comme par exemple:

-la contre-réaction d'état partielle ne peut être effectuée avec la méthode du critère quadratique. Avec l'assignation des pôles, on peut effectuer le choix des pôles du système en boucle fermée tout en imposant un retour nul pour les variables d'état représentant des petites constantes de temps.

-le choix des pôles du système en boucle fermée, permet d'imposer la réponse du système à un échelon de commande et assurer sa régulation et sa stabilité. L'ajout du modèle de référence tel qu'utilisé précédemment devient inutile, et ainsi le calcul de la commande en temps réel devient moins complexe et prend moins de temps.

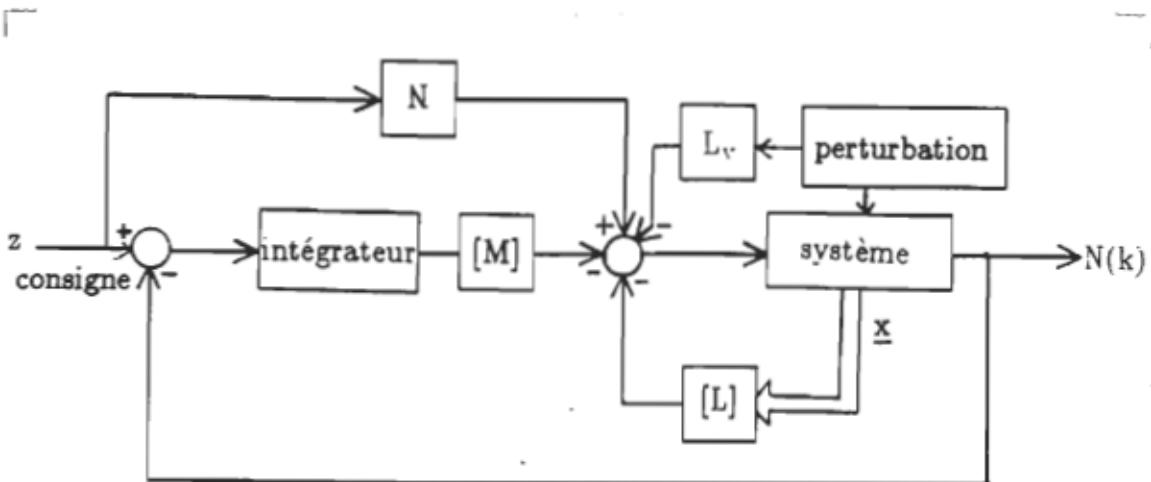


Figure 3.10. Structure utilisée avec l'assignation des pôles.

### 3.3.1 Choix des pôles [2],[3],[9]

Le comportement dynamique désiré du système est déterminé par le choix des pôles en boucle fermée. Un bon compromis entre le temps de réponse et l'amortissement peut être effectué si on choisit une paire de pôles dominants complexes conjugués, garantissant un amortissement relatif optimal. En continu, ce choix sera caractérisé par l'égalité des parties réelles et imaginaires des pôles imposés. Rappelant que:

$$\begin{aligned} z = \exp(s T_s) &= \exp(a + jb)T_s \\ &= \exp(a T_s) [\cos(b T_s) + j \sin(b T_s)] \end{aligned}$$

ce qui peut être représenté par la figure suivante :

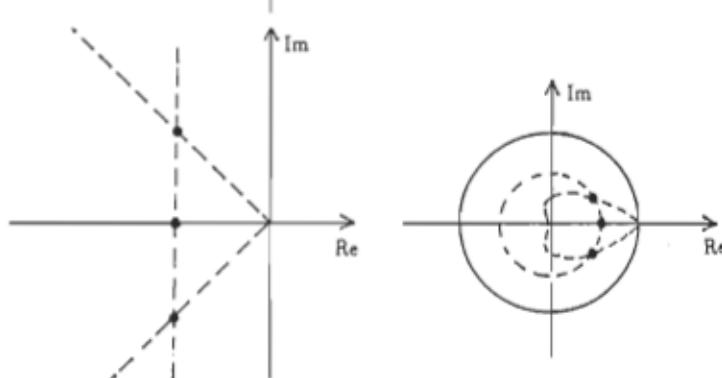


Figure 3.11. Représentation graphique du choix des pôles du système en B.F

Pour le calcul du coefficient d'anticipation  $N$  il est recommandé de compenser un pôle du système global en boucle fermée.

$$N = M / (1 - z_1) \quad \text{et} \quad |z_1| < 1 \quad (3.19)$$

$M$  représente le gain de l'intégrateur et  $z_1$  le pôle à compenser.

Cependant, pour le calcul du coefficient de retour de la perturbation on impose la grandeur d'état de l'intégrateur nulle en régime permanent.

$$L_v = [N]([C] \text{ inv}([I] - [F] + [G][L_p])) [G] \quad (3.20)$$

Ainsi, on peut fournir l'algorithme de la figure 3.11 pour calculer tous

les coefficients du retour partiel, l'action directe de la commande ainsi que celle de la perturbation.

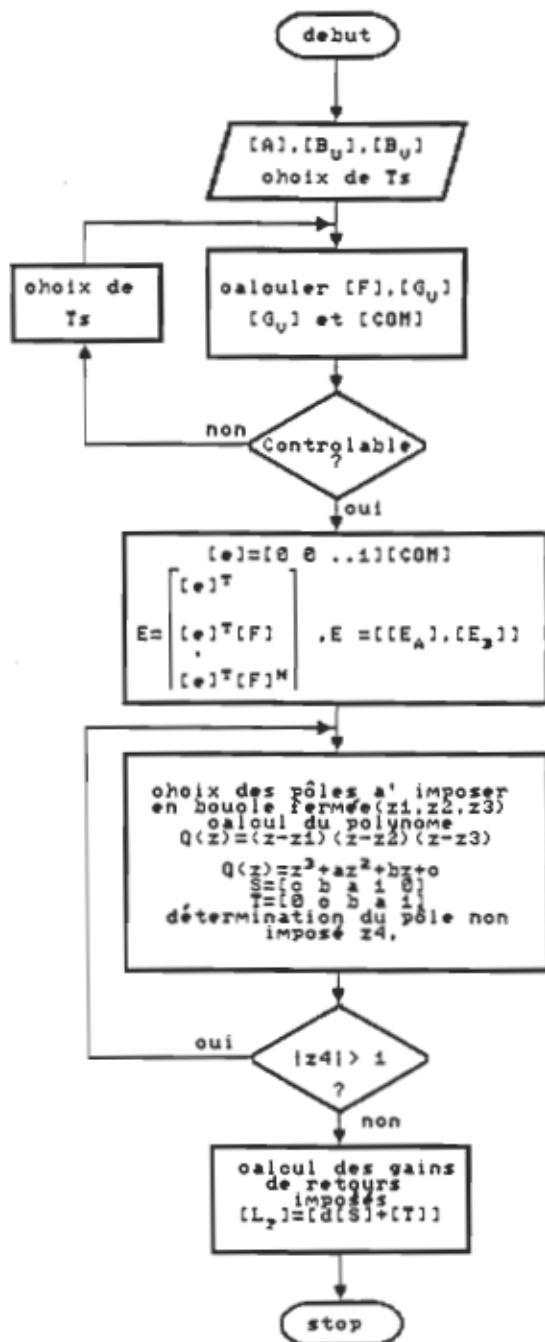


Figure 3.12 Algorithme de calcul des paramètres par assignation des pôles

### 3.4 Algorithme de simulation

Pour simuler le comportement du système à la loi de commande choisie, on utilise l'algorithme d'intégration Runge-Kutta 4<sup>ième</sup> ordre. L'état initial, la consigne, le temps final et les gains du correcteur par retour d'état doivent être donnés. On peut alors simuler le comportement du système pendant l'action d'asservissement ou lors de la régulation. La perturbation de charge peut être appliquée à un certain temps  $t$  et sa valeur devra être choisie aussi. On suppose que la perturbation change de valeur en échelon cependant on utilise la valeur estimé (voir chapitre 4) pour la contre réaction.

Enfin, on note que le langage utilisé pour simuler la loi de commande sur le système est le TURBO-PASCAL-4.

On donne l'algorithme de simulation à la figure 3.12.

### 3.5 Algorithme en temps réel

L'algorithme en temps réel fonctionne en quelque sorte de la même façon que l'algorithme de simulation. Cependant la commande au lieu d'être appliquée sur le modèle mathématique, on doit l'appliquer pratiquement à l'entrée du système. A chaque période d'échantillonnage on fait la lecture des différentes variables tels que la vitesse, la tension d'alimentation et le courant dans le moteur et ensuite on fait les calculs nécessaires pour trouver la commande. Une fois que la commande est appliquée au système, on reste en attente de la prochaine période. On note aussi que le langage utilisé pour l'application pratique

est le QUICK-BASIC.87. L'algorithme est donné à la figure 3.13.

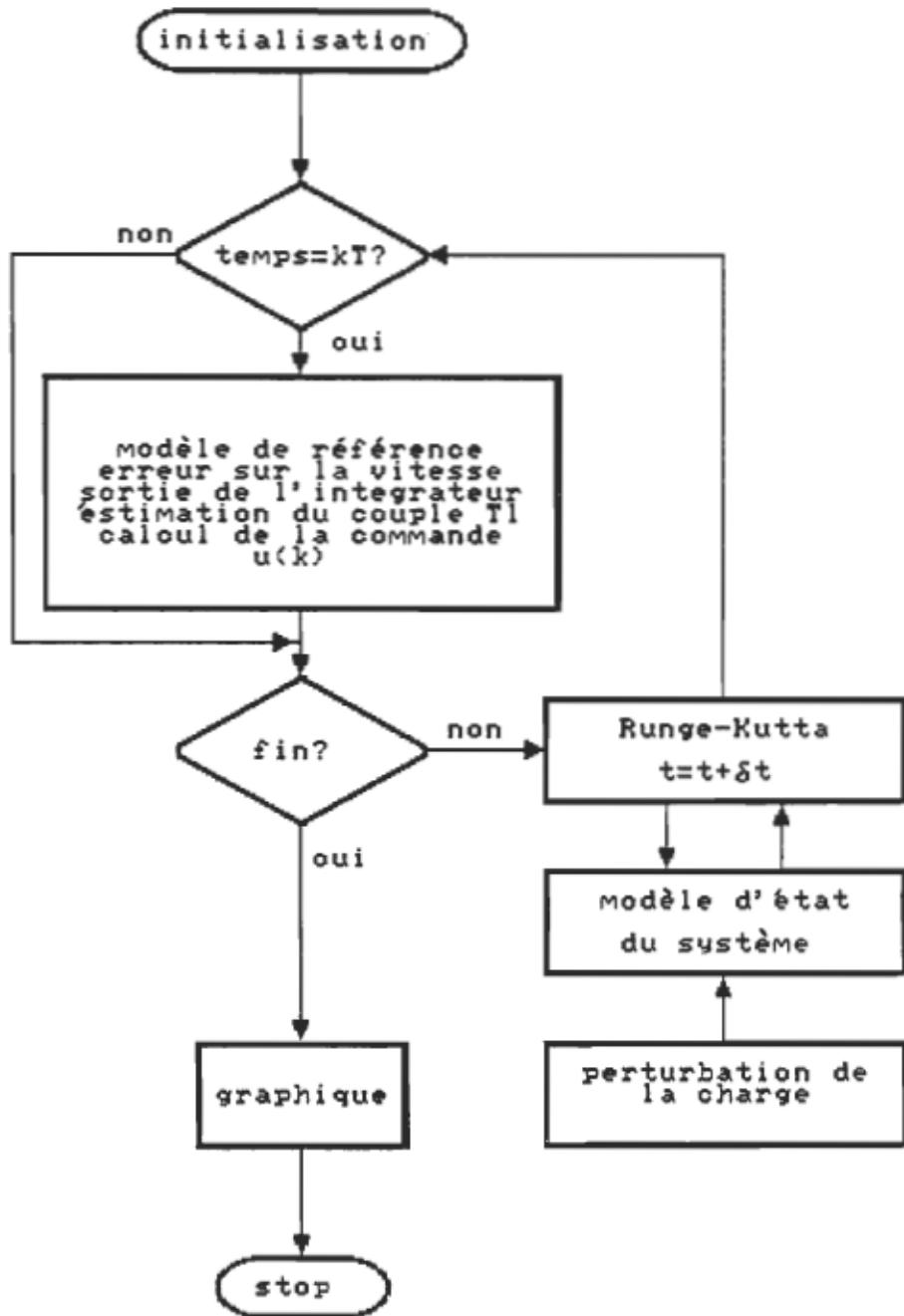


Figure 3.13 Algorithme de simulation numérique

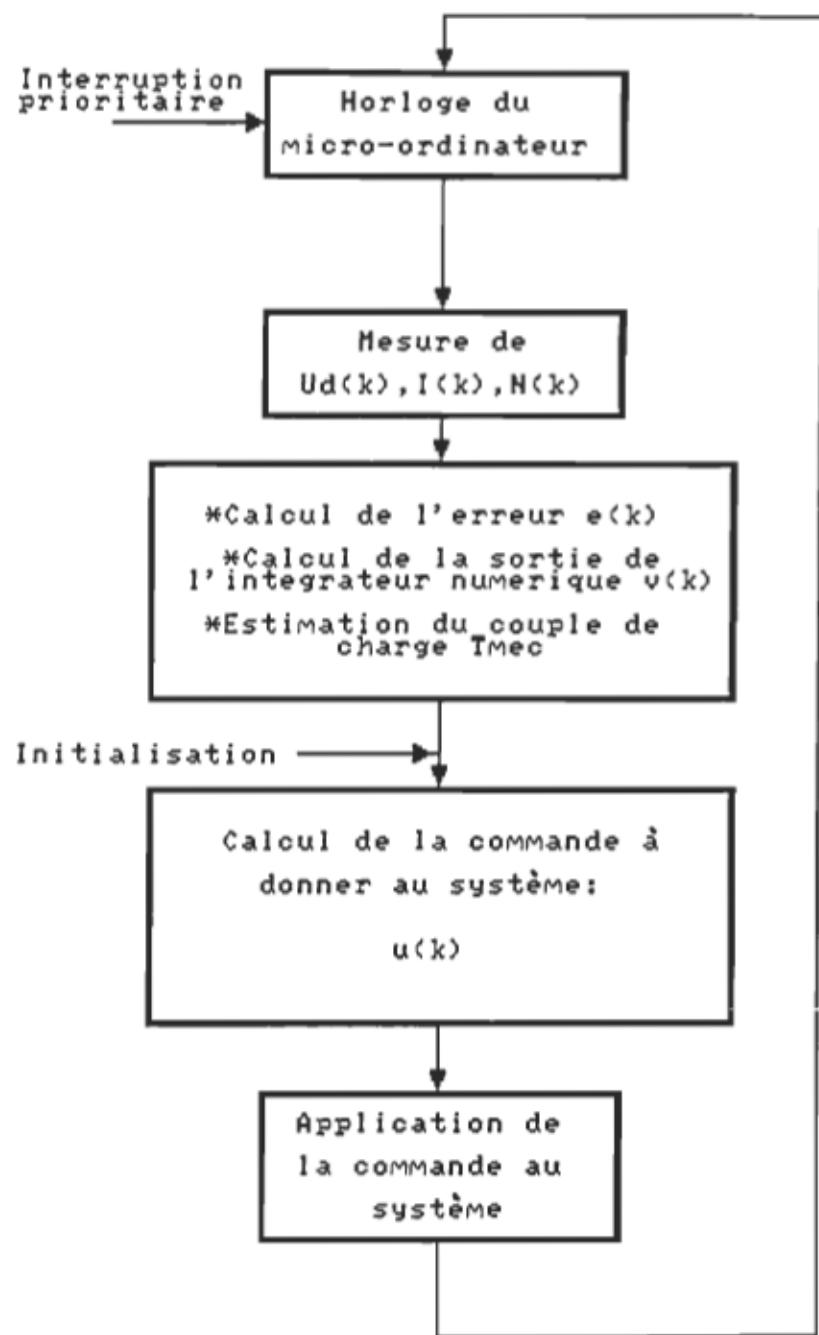


Figure 3.14 Algorithme en temps réel

## CHAPITRE 4

### OBSERVATEUR DU COUPLE MECANIQUE

#### 4.1 Introduction

Lors de l'application de la commande par retour d'état, on suppose que toutes les variables d'état du système à contrôler sont accessibles. Cependant dans plusieurs cas, l'accessibilité à ces variables n'est pas possible vu la difficulté de les mesurer. La reconstitution des états non directement mesurables d'un système dynamique est alors nécessaire et peut être envisagée dans un contexte déterministe ou stochastique.

Dans ce chapitre, on expose les principales notions de la théorie des observateurs tel que le modèle dynamique, le théorème de séparation ainsi que la méthode de synthèse d'un estimateur réduit. C'est ce dernier observateur qui sera utilisé dans la chaîne de commande de vitesse de la machine à courant continu.

On doit noter que l'analyse et les notions présentées dans ce chapitre sont envisagées dans un contexte déterministe.

#### 4.2 Principe

Si toutes les variables d'état ne sont pas mesurables directement, il faut les simuler. Il s'agit de faire un modèle sur lequel on applique la même entrée  $u$  que sur le système réel et dont on compare la sortie  $y$  avec celle du système réel pour obtenir un signal d'écart servant à corriger la simulation. Ce simulateur en temps réel s'appelle observateur ou estimateur d'état et son modèle dynamique se pose de la façon suivante

$$\begin{aligned}\hat{x}(k+1) &= F \hat{x}(k) + G u(k) + [K] [y(k) - \hat{y}(k)] \\ \hat{y}(k) &= P \hat{x}(k)\end{aligned}\quad (4.1)$$

Le problème consiste à déterminer la matrice  $[K]$  de façon à réduire l'écart  $\tilde{x}(k)$  entre le vecteur d'état réel  $x(k)$  et le vecteur d'état "observé"  $\hat{x}(k)$

$$\tilde{x}(k) = x(k) - \hat{x}(k) \quad (4.2)$$

Faisant la différence entre l'équation de l'observateur et celle du système réel, on obtient :

$$\tilde{x}(k+1) = (F - KP) \tilde{x}(k) \quad (4.3)$$

On note ainsi que la matrice  $[K]$  influence la dynamique de l'écart. Si on désire que l'écart se réduise rapidement, on choisit les pôles de  $(F - KP)$  de façon à assurer une bande passante plus large que celle du système à commander.

En pratique, on conçoit l'observateur de façon à ce qu'il soit approximativement 10 fois plus rapide que le système à commander. Souvent, on choisit un observateur à réponse pile, c'est-à-dire, on impose les pôles de l'observateur à l'origine du plan Z. [14]

#### 4.3 Introduction de l'observateur dans la chaîne de commande

##### 4.3.1 Théorème de séparation

Afin d'examiner l'effet des pôles de l'observateur sur ceux de la chaîne de commande, on définit le vecteur d'état du système global comme suit :

$$[x(k), \tilde{x}(k)]^T \quad (4.4)$$

et on obtient :

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ \tilde{x}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [F] - [G][L] & [G][L] \\ [0] & [F] - [K][P] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ \tilde{x}(k) \end{bmatrix}$$

Le système bouclé sur les états reconstitués a donc comme équation caractéristique :

$$D(z) = \det(z[I] - ([F] + [G][L])) \det(z[I] - ([F] - [K][P])) = 0 \quad (4.6)$$

Les pôles associés à  $([F] + [G][L])$  de la chaîne de commande sont indépendants des pôles associés à  $([F] - [K][P])$  de l'observateur. Ce résultat est connu sous le nom du théorème de séparation.

En conclusion, on peut choisir les pôles de l'observateur indépendamment de ceux de la chaîne de commande.

#### 4.4 Observateur d'ordre réduit

Il n'est pas nécessaire de reconstituer toutes les variables d'état par observateur parce que certaines d'entre elles sont comprises dans le vecteur de sortie. Dans ce cas, on utilise un observateur d'ordre réduit.

Soit un système d'ordre  $n$  dont le vecteur de sortie contient  $p$  variables d'état, on peut donc utiliser dans ce cas un observateur d'ordre  $(n-p)$ . On doit alors décomposer le vecteur d'état en deux sous vecteurs  $x_a$  qui représente la portion obtenue par la sortie  $y$  et  $x_b$  la portion à

être observée.

$$[x(k)] = \begin{bmatrix} x_a(k) \\ x_b(k) \end{bmatrix} \quad (p) \quad (n-p) \quad (4.7)$$

le modèle d'état peut être posé comme suit:

$$[x(k+1)] = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} [x(k)] + \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \end{bmatrix} u(k) \quad (4.8)$$

$$[y(k)] = [1 \ 0] [x(k)]$$

ainsi, on peut déduire :

$$x_b(k+1) = F_{22} x_b(k) + F_{21} x_a(k) + G_2 u(k) \quad (4.9)$$

de la forme

$$x(k+1) = F x(k) + G u(k)$$

où le terme :

$$F_{21} x_a(k) + G_2 u(k) \quad (4.10)$$

représente la valeur connue ou l'entrée de l'équation de  $x_b$ .

Par ailleurs on a:

$$x_a(k+1) = F_{11} x_a(k) + F_{12} x_b(k) + G_1 u(k) \quad (4.11)$$

qui peut s'écrire sous la forme

$$x_a(k+1) - F_{11} x_a(k) - G_1 u(k) = F_{12} x_b(k) \quad (4.12)$$

où le terme de gauche du signe de l'égalité, représente la sortie  $y$  du système d'équation pour  $x_b$ . On peut poser alors:

$$x = x_b \quad \text{et} \quad F = F_{22}$$

$$G_u = F_{21} x_a(k) + G_2 u(k)$$

$$y(k) = x_a(k+1) - F_{11} x_a(k) - G_1 u(k)$$

$$P = F_{12}$$

$$x(k+1) = F x(k) + G u(k)$$

$$y(k) = P x(k)$$

$$x(k+1) = F x(k) + G u(k) + K[\hat{y}(k) - y(k)]$$

$$\begin{aligned} x_b(k+1) &= F_{22}x_b(k) + F_{21}x_a(k) + G_2u(k) + \\ &K[x_a(k+1) - F_{11}x_a(k) - G_1u(k) - F_{12}x_b(k)] \end{aligned} \quad (4.13)$$

Toutefois à l'instant d'échantillonnage  $k$ , le vecteur  $x_a(k+1)$  n'est pas encore connu et l'équation ci-dessus définie, ne peut pas être utilisée. Afin de réaliser l'observateur d'état réduit ou d'ordre partiel, on modifie l'équation (4.13) en n'observant pas le vecteur  $x_b$  mais le vecteur modifié:

$$\hat{x}_b' = x_b(k) - K x_a(k) \quad (4.14)$$

on obtient alors:

$$\begin{aligned} \hat{x}_b'(k+1) &= (F_{22} - K F_{12})x_b'(k) + (F_{21} + \\ &(F_{22} - F_{11} - K F_{12})K)x_a(k) + (G_2 - K G_1)u(k) \end{aligned} \quad (4.15)$$

dont la structure est donnée par la figure 4.1.

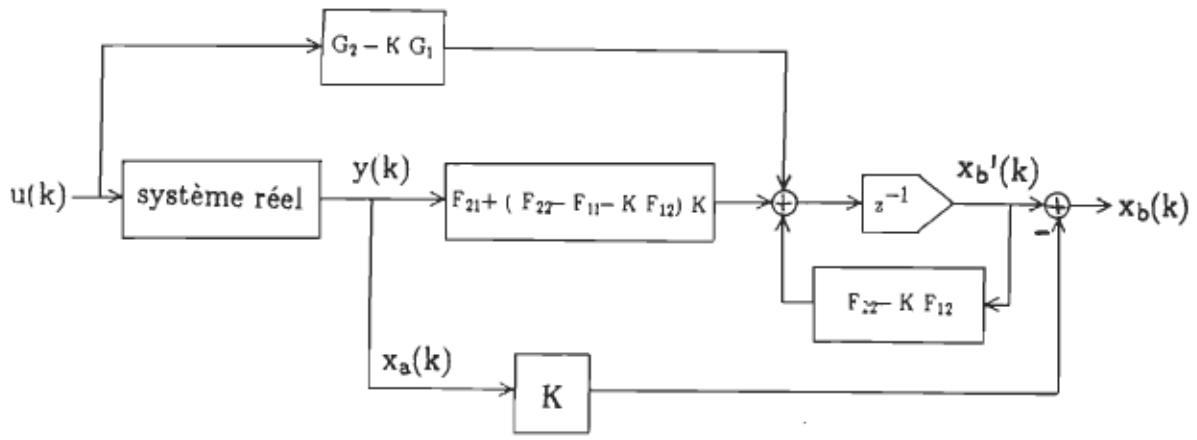


Figure 4.1. Structure de l'observateur réduit

Le terme  $F_{22} - K F_{12}$  représente le pôle de l'observateur et il est déterminant pour le choix du gain  $K$ .

#### 4.5 Synthèse de l'observateur du couple de charge

Tenant compte de la perturbation agissant sur le système à contrôler, le modèle discret est décrit par l'expression (1.8). On peut poser ainsi les matrices  $[F]$ ,  $[G_u]$  et  $[G_v]$  données par le chapitre 2 comme suit :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \\ f_{31} & f_{32} & f_{33} \end{bmatrix}, [G_u] = \begin{bmatrix} g_{u1} \\ g_{u2} \\ g_{u3} \end{bmatrix}, [G_v] = \begin{bmatrix} g_{v1} \\ g_{v2} \\ g_{v3} \end{bmatrix}$$

où on rappelle que  $[G_v]$  est la matrice représentant l'effet perturbation sur le système.

Si on néglige, en régime permanent, les pertes mécaniques, on peut dire alors que le couple mécanique est directement proportionnel au courant absorbé par l'induit du moteur.

$$T_{mac} = K_m I$$

cependant, l'utilisation de cette équation pour observer le couple mécanique devient invalide pendant le régime transitoire, surtout au démarrage ou pendant les grandes variations de la consigne. Ce modèle du couple de charge peut perturber alors le bon fonctionnement du système pendant l'action d'asservissement. On rejetera donc ce modèle et on procèdera autrement en donnant un modèle dynamique à la perturbation. Dans le cas présent, on ne connaît pas de quelle façon la charge varie, mais dans le but de simplifier la synthèse, on peut admettre que la grandeur de perturbation soit constante pendant une période d'échantillonnage autrement dit :

$$T_{mac}(k+1) = T_{mac}(k) \quad (4.17)$$

En combinant, maintenant les équations d'état du système à régler avec l'équation d'état de la perturbation, on obtient

$$[F'] = \begin{bmatrix} [F] & [G_v] \\ [0] & 1 \end{bmatrix} \quad [G'] = \begin{bmatrix} [G] \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$[x(k)] = [U_d(k) \ I(k) \ N(k) \ T_{mac}(k)]^T$$

On doit vérifier que le système augmenté est complètement observable.

Sachant que la sortie du système est représentée par la vitesse et tenant compte de l'accessibilité au courant et à la tension d'alimentation du moteur, on peut utiliser les deux dernières équation d'état du modèle global pour réaliser l'observateur d'ordre réduit. On a alors :

$$\begin{bmatrix} N(k+1) \\ T_{mac}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{33} & g_{v3} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N(k) \\ T_{mac}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_{u3} \\ 0 \end{bmatrix} U(k) + \begin{bmatrix} f_{31} \\ 0 \end{bmatrix} U_d(k) + \begin{bmatrix} f_{32} \\ 0 \end{bmatrix} I(k) \quad (4.19)$$

Appliquant (4.15) sur (4.19) on peut écrire :

$$F_{22} - K F_{12} = 1 - K g_{v3} = a$$

$$F_{21} + (F_{22} - F_{11} - K F_{12})K = (1 - f_{33} - K g_{v3})K = b$$

$$G_2 - K G_1 = -K g_{u3} = c \quad (4.20)$$

$$G_2 - K G_1 = -K f_{31} = d$$

$$G_2 - K G_1 = -K f_{32} = e$$

En pratique, on choisit souvent un observateur à réponse pile. Cependant on doit noter que l'estimation peut être trop sensible au bruit. Par contre si le pôle de l'observateur a sa partie réelle proche de

l'unité, il devient insensible au bruit mais sa dynamique devient lente et son ajout dans la chaîne de commande n'améliore point les performances du système.

Si  $z$  représente le pôle à imposer, alors le gain minimisant l'erreur d'estimation sera donné par

$$K = (1 - z) / g_{v3} \quad (4.21)$$

pour  $z = 0 = a$  ;  $K = 1 / q\sqrt{3}$

Et on substitue ensuite la valeur de  $K$  dans les relations précédentes on peut donner le modèle de l'observateur par:

$$x_o(k+1) = a x_o(k) + b N(k) + c V_o(k) + d U_o(k) + e I(k)$$

$$T_{max}(k) = x_o(k) - K N(k) \quad (4.22)$$

Schématiquement, on peut le présenter par la figure (4.2).

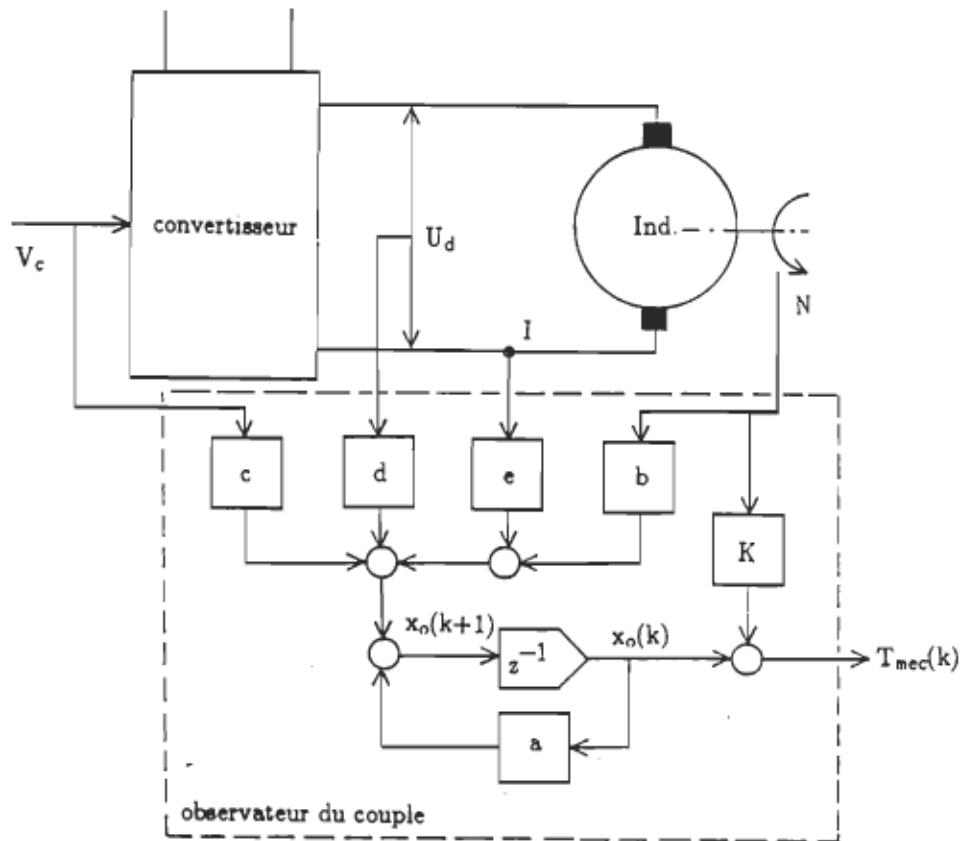


Figure 4.2. Structure de l'observateur du couple de charge.

On note que les résultats de calcul et de simulation de cet observateur sont donnés au chapitre 6.

## CHAPITRE 5

### MESURE , FILTRAGE ET ACQUISITION DES DONNEES

#### 5.1 Introduction

L'emploi d'un micro-ordinateur pour l'application de la commande numérique nécessite l'utilisation des interfaces nécessaire à la communication entre le micro-ordinateur et le milieu extérieur, soit le système à contrôler.

Dans ce chapitre, on donne une idée générale du fonctionnement de la carte d'acquisition des données utilisée. On commenterà aussi la mesure des différentes variables mises en contre-réaction pour réaliser la commande numérique étudiée.

#### 5.2 Carte d'acquisition des données

Pour pouvoir communiquer avec l'entourage extérieure du micro-ordinateur, on a utilisé la carte d'acquisition commerciale PXB720 représentée à la figure 5.1 et, dont les caractéristiques sont données en annexe. La liaison procédé micro-ordinateur, permet l'acquisition données en temps réel, c'est-à-dire, l'observation des grandeurs physiques utiles à la commande .

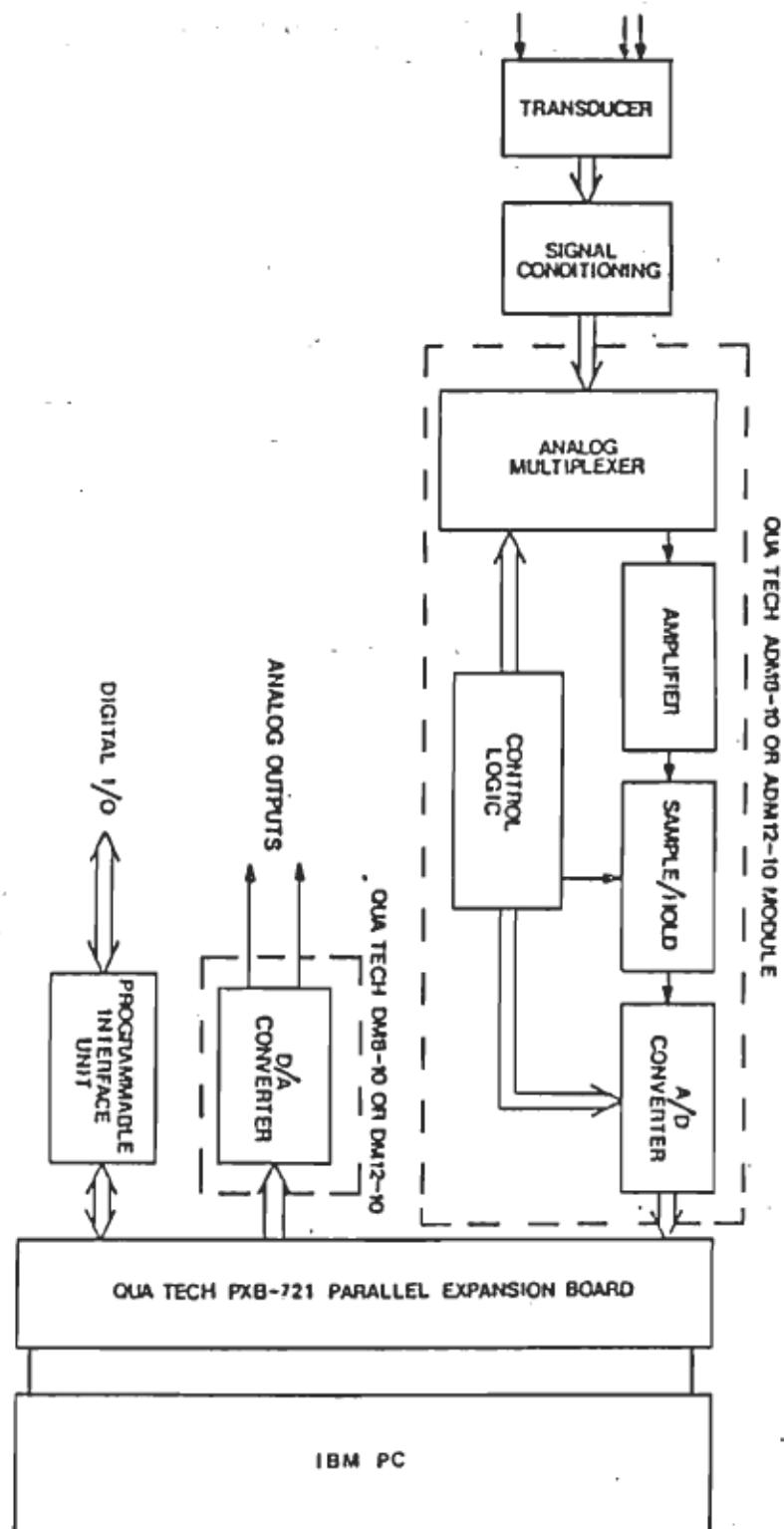


Figure 5.1 Carte d'acquisition des données

Cette liaison assure aussi la transmission de commande et permet le réglage de la consigne.

Au niveau de l'observation, les grandeurs physiques à mesurer seront traduites en grandeurs numérique codées, tandis qu'au niveau de la commande le code est traduit en grandeur physique.

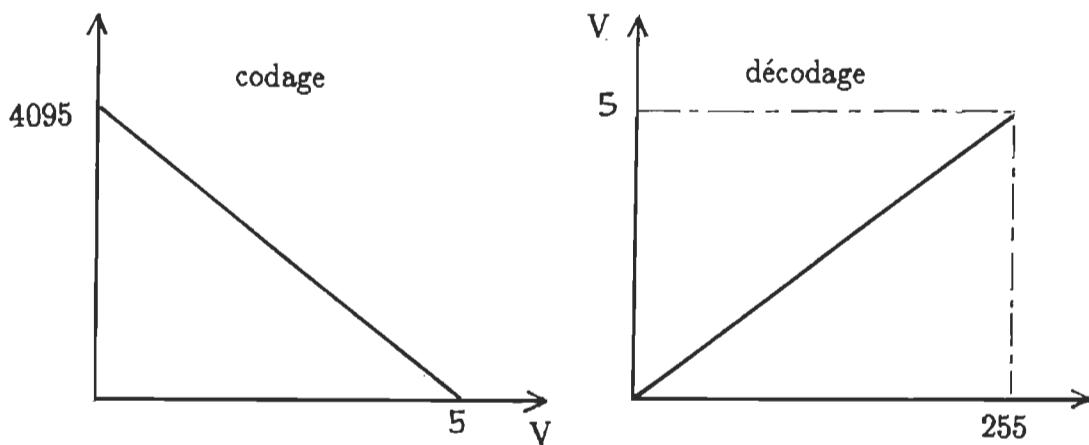


Figure 5.2. Codage et décodage des variables d'entrée et de sortie

La plage de fonctionnement des convertisseurs numérique analogique et analogique numérique, est préprogrammée de 0 à 5 Volts.

Il est alors nécessaire de faire un calcul, pour déterminer la valeur réelle de la grandeur physique mesurée en utilisant le code obtenu à l'acquisition.

Valeur réelle = Mesure max - Lecture codée\*(Mesure max/Code max1)  
 le Code max1 correspond à la valeur codée maximale qu'on peut mesurer et la lecture codée correspond en code de la valeur réelle à mesurer. La valeur du Code max1 est 4095.

Pour le code de la commande le calcul est plus simple.

Valeur de sortie = (Valeur de la commande/5)\*Code Max2

Le Code max2 correspond à la valeur codée maximale de la commande (Code

$$z/(\pi F_a) = (R_3 R_4 + R_1 R_4 + R_1 R_3) C_5 R_1^{-1}$$

$$C_2 = K C_5$$

$z = 0.707$  est le facteur d'amortissement et  $H_a = 1$

$F_a = 24$  Hz , représente la fréquence de coupure .

$R_1 = R_4 = 6.8$  K $\Omega$ ,  $R_3 = 1.5$  K $\Omega$ ,  $C_2 = 4.7\mu$ Farad,  $C_5 = 1\mu$ F.

#### 5.4 Mesure et filtrage de la tension d'alimentation

Un diviseur de tension préleve une fraction de la tension d'alimentation aux bornes du moteur. La tension prélevée, est utilisée après isolation galvanique . Un filtre actif de Butterworth de deuxième ordre est aussi utilisé avec une fréquence de coupure de 12Hz . Une atténuation de 40 dB est assurée alors à 120Hz la fréquence de l'onde fondamentale. La marche de calcul, est la même utilisée que pour le filtre du courant.

On trouve avec  $F_a = 12$ Hz et  $z = 0.707$  et  $H_a = 1$  .

$R_1 = R_4 = 1.2$ K $\Omega$ ,  $R_3 = 3.3$  K $\Omega$ ,

$C_2 = 4.7\mu$ F ,  $C_5 = 1\mu$ F.

#### 5.5 Mesure de la vitesse de rotation

La contrainte imposée par le temps de calcul et la synchronisation avec le réseau électrique, sont à la base du choix de la méthode de mesure de la vitesse. D'après ces contraintes il n'a pas été possible de réaliser une mesure digitale. Elle sera alors effectuée analogiquement en utilisant un convertisseur fréquence - Voltage , dont le schéma de principe est donné par la figure 5.4

max2 = 255 ) et la valeur de la commande correspond au code de la commande actuelle.

### 5.3 Mesure du courant dans le moteur

Un courant parcourant une résistance shunt, donne à ses bornes une tension qui est prélevée par un amplificateur d'isolation. A la sortie de l'amplificateur, on filtre la tension mesurée, donnant ainsi l'image de la valeur moyenne du courant. Cependant, il faut noter, que le filtre est du type actif de Butterworth de deuxième ordre et dont la fréquence de coupure est de l'ordre de 24Hz. Ceci assure une atténuation de l'ondulation fondamentale de fréquence 120Hz, de 18 dB et un meilleur suivi du courant .

#### 5.3.1 Calcul du filtre du courant

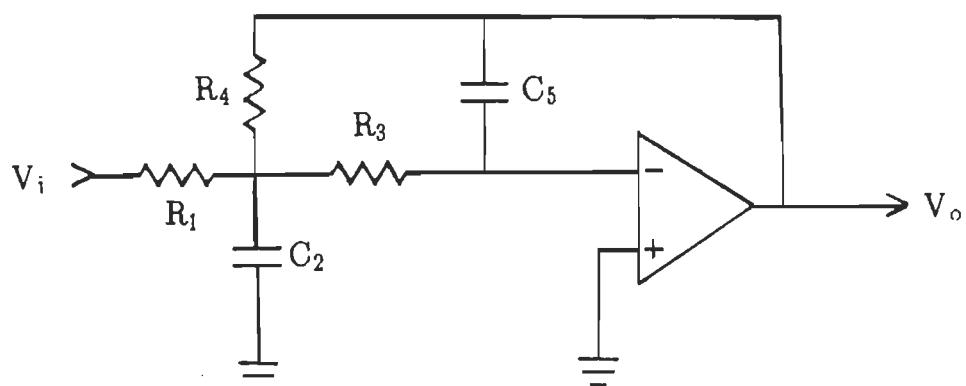


Figure 5.3. Filtre du courant

$$H_o = R_4 / R_1 \quad \text{gain du filtre en courant continu.}$$

$$(2 \pi F_c)^2 = (R_3 R_4 C_2 C_5)^{-1}$$

Le choix des éléments composants le convertisseur, est fait, de façon à avoir un temps de réponse suffisamment court assurant ainsi, une mesure précise et sans retard considérable .

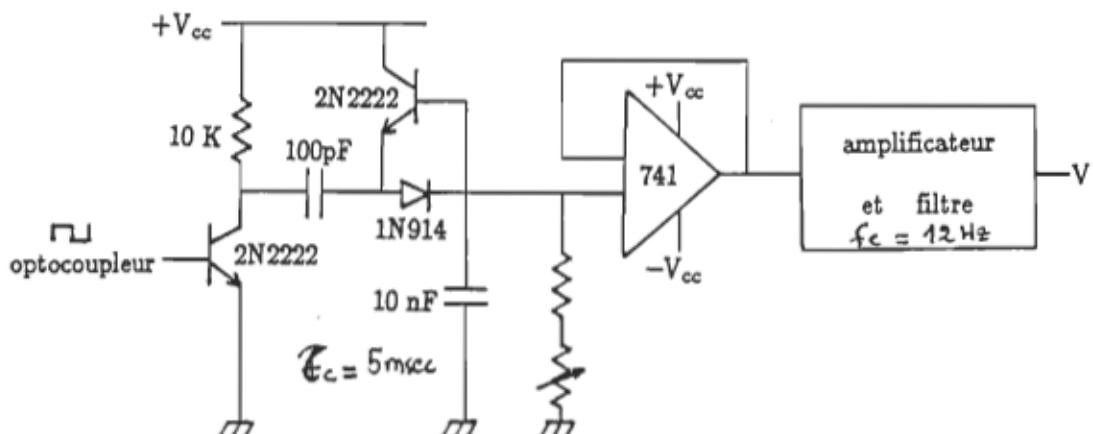


Figure 5.4. Convertisseur fréquence-tension

### 5.6 Variable de commande

Il faut noter que le signal analogique obtenu à la sortie du micro-ordinateur doit être converti en courant permettant l'alimentation du circuit de commande des gachettes du pont CA-CC tel que montré à la figure suivante.

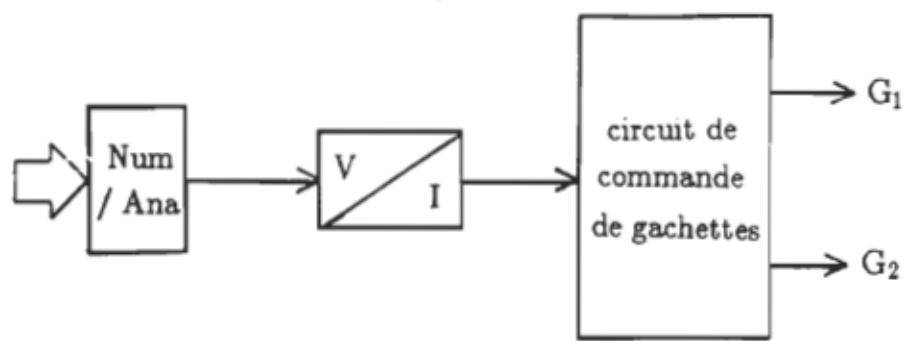


Figure 5.5. Variable de commande

### 5.7 Circuit de synchronisation

Dans le but de synchroniser le système de commande avec le réseau d'alimentation il est convenu d'utiliser le circuit de la figure suivante.

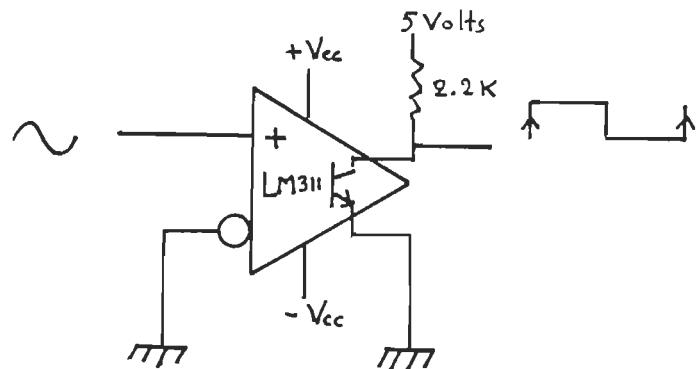
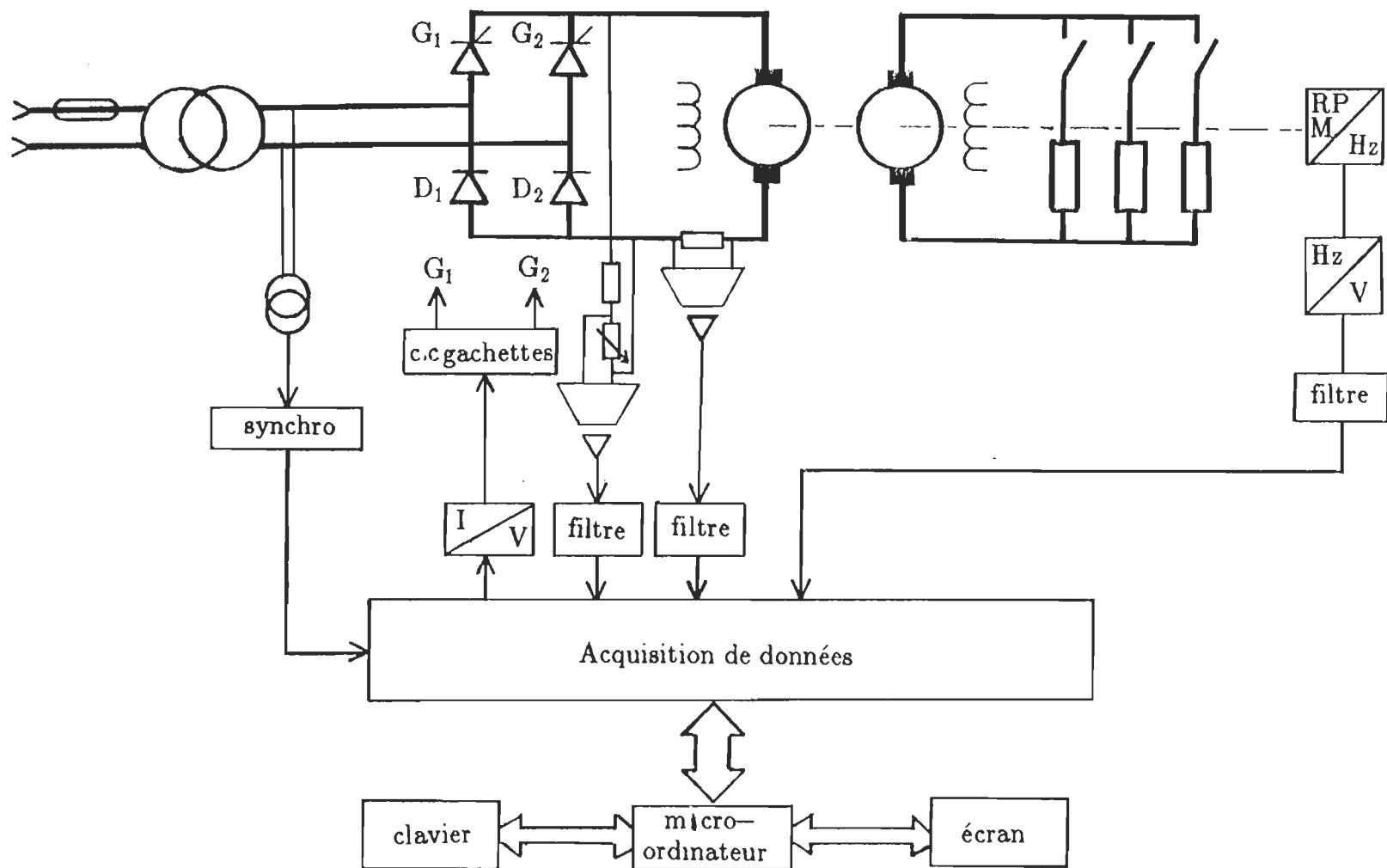


Figure 5.6. Circuit de synchronisation de la commande

#### 5.8 Structure globale du système de commande

La structure pratique permettant l'implantation de la commande en temps réel est donnée à la figure 5.7 qui englobe tous les éléments commentés dans ce chapitre.

Figure 5.7. Structure globale du système de commande



## CHAPITRE 6

### SIMULATION ET RESULTATS PRATIQUES

#### **6.1 Introduction**

La commande optimale présente une meilleure performance par rapport à la commande classique, cependant la structure obtenue est beaucoup plus complexe et nécessite certaines précautions pour la mise en oeuvre.

Dans ce chapitre ,on présente quelques difficultés rencontrées lors de la réalisation pratique ainsi que les solutions qu'on a adoptées. Par la suite, on donne les structures de commande avec observation du couple de charge, les résultats de calculs, de la pratique et de simulation .

#### **6.2 Difficultés pratiques**

##### **6.2.1 Temps de calcul**

La complexité de la structure de commande par retour d'état munie d'un intégrateur et d'un modèle de référence nécessite un temps de calcul suffisamment grand .En simulation, on remarque qu'avec un temps de calcul dépassant les 20 % de la période d'échantillonnage,des oscillations dans la réponse du système peuvent être créées. Ainsi l'hypothèse de négliger

ce temps devient invalide vue que la qualité du contrôle ne peut être assurée. Pour le cas pratique étudié, on trouve un temps de calcul de l'ordre de 60 % de la période d'échantillonnage.

Pour éliminer son effet négatif sur la qualité de la commande deux solutions peuvent être adoptées:

-La première solution consiste à prédire les variables d'état à l'instant  $k + 1$ , connaissant leurs valeurs à l'instant  $k$  et ainsi on peut calculer la commande qu'il faut donner au système à l'instant  $k + 1$ . Cette solution requiert un temps de calcul additionnel et la synchronisation du système de commande avec la tension du réseau, ne peut être réalisée. Cette solution est alors rejetée.

-La deuxième solution consiste à introduire le temps de calcul avec la constante de temps du convertisseur AC/CC et calculer tous les paramètres du régulateur, cependant lors de la simulation du système, on tient compte de cette approche. On utilise le modèle du convertisseur tel que défini précédemment mais à chaque période, la commande ne change qu'après un temps égal au temps de calcul .

#### 6.2.2 Modèle de référence

Lorsque la réponse du système contient un retard pur, il faut en tenir compte lors du choix du modèle de référence. Un modèle de premier ordre peut être choisi cependant, on peut imposer sa constante de temps ou la déterminer à partir de la réponse réelle du système. L'ajout du retard est nécessaire pour éviter la saturation de la commande .

#### 6.2.3 Constantes de temps des filtres

Lorsqu'on minimise le critère quadratique, toutes les variables d'état du système doivent être prises en considération. Si les filtres ont des constantes de temps assez grandes, on devrait les introduire avec le modèle du système. Avec cette approche on doit prendre en contre-réaction les variables d'état du système à contrôler ainsi que les variables mesurées à la sortie des filtres. Ceci rend beaucoup plus complexe l'utilisation de la commande par le critère quadratique. Pour palier à ce problème on choisit des filtres possédant des constantes de temps suffisamment petites pour assurer un meilleur suivi de la dynamique du système. Les paramètres de la structure optimale sont alors déterminés sans la présence des filtres. Cependant lors de la simulation on doit les prendre en considération. La simulation permet dans ce cas de voir de quelle façon le système réagira à la commande choisie et ainsi, on peut optimiser le choix des matrices de pondération du critère adopté.

### 6.3 Synthèse de la commande étudiée

#### 6.3.1 Modèle échantillonné du système.

$$[F] = \begin{bmatrix} 0.3679 & 0 & 0 \\ 0.0346 & 0.5418 & -0.0036 \\ 0.6426 & 21.2329 & 0.9371 \end{bmatrix}$$

$$[G_u] = \begin{bmatrix} 22.1242 \\ 0.8030 \\ 8.5357 \end{bmatrix}; \quad [G_v] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.0928 \\ -45.7306 \end{bmatrix}$$

### 6.3.2 Commandabilité et observabilité:

La commandabilité est donnée pour le système convertisseur-moteur cependant, l'observabilité est déterminée pour le système global défini au paragraphe 4.5.

$$[\text{com}] = \begin{bmatrix} 22.1242 & 8.1390 & 2.9942 \\ 0.8030 & 1.1690 & 0.7733 \\ 8.5357 & 39.2667 & 66.8483 \end{bmatrix} ; \quad \det([\text{com}]) = 738.4 \neq 0$$

$$[\text{obs}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0.6426 & 21.2329 & -45.7306 \\ 1.5724 & 31.4011 & -86.6152 \\ 2.1789 & 34.0364 & -120.365 \end{bmatrix} ; \quad \det([\text{obs}]) = 150.5 \neq 0$$

On conclut que le système est complètement contrôlable et observable.

### 6.3.3 Modèle de référence:

On se limitera à donner les résultats de calcul pour un modèle de référence où on impose sa constante de temps. Dans les résultats pratiques on donnera de plus la réponse du système à un échelon de la consigne avec un modèle de référence déterminé par la méthode des moindres carrés. Le modèle de référence à constante de temps imposée est alors:

$$[\text{G}_r] = \begin{bmatrix} 0.1074 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [\text{E}] = \begin{bmatrix} 0.8926 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

### 6.3.4 Choix des matrices de pondération:

Le choix des matrices de pondération ne peut être effectué directement. La simulation numérique est alors nécessaire. En annexe on donne la procédure adoptée pour trouver les poids des matrices [Q1] et [R].

On trouve par ailleurs:

$$Q1 = \begin{bmatrix} 200 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{et } [R] = 5 \cdot 10^5.$$

#### 6.3.5 Commande par critère quadratique

Le calcul des paramètres du régulateur par retour d'état avec la minimisation numérique du critère quadratique donne alors:

```
[L] = [ 0.0234 ; 0.4174 ; 0.0107 ];
[M] = -0.0008 ;
[N] = 0.0019 ;
[P] = [ 0.0114 ; 0.0008 ] ;
[Lv] = -1.3026 ;
```

Le programme de calcul est donné en annexe.

#### 6.3.6 Commande par assignation des pôles

Pour le calcul des paramètres du régulateur par assignations des pôles du système en boucle fermée on choisit les pôles :

```
z1 = 0.667 + j 0.2344 ;
z2 = 0.667 - j 0.2344 ;
z3 = 0.667 ;
```

et on trouve:

$[L] = [0; L_p] = [0; 0.0906; 0.0019];$   
 $[M] = -0.0004;$   
 $[N] = 0.0016;$   
 $[L_v] = -0.4843;$

### 6.3.7 Observateur du couple mécanique

En choisissant un pôle à l'origine on trouve l'algorithme suivant de l'observateur réduit:

$$X_o(k+1) = 0.021*N(k) + 0.0141*U_d(k) + 0.463*I(k) + 0.187*U(k);$$

$$T_{me}(k) = X_o(k) - 0.022* N(k)$$

La simulation de l'observateur à une perturbation est donné à la figure suivante:

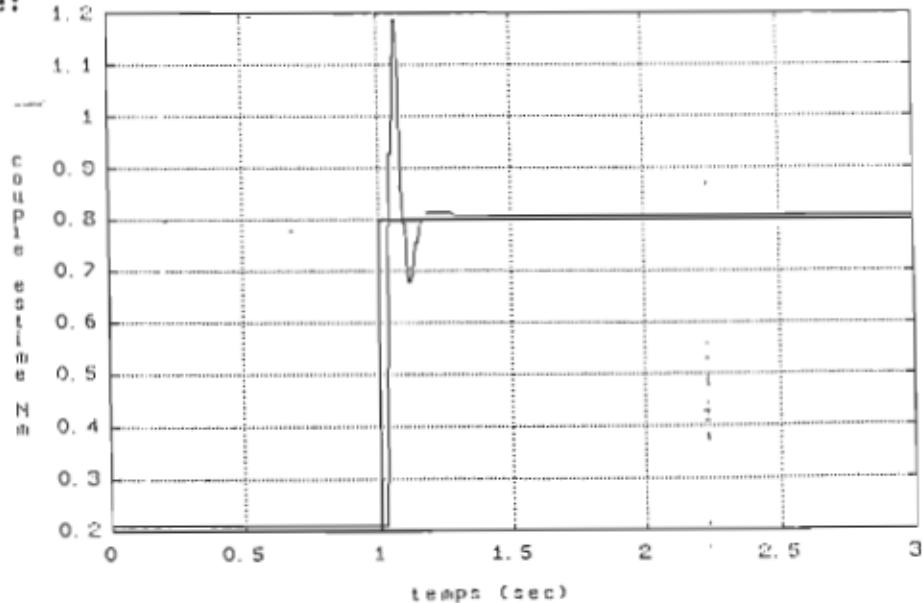


Figure 6.1. Simulation de l'observateur du couple de charge.

### 6.3.8 Structure de commande incluant l'observateur du couple mécanique

Les structures de commande incluant l'observateur du couple de charge sont les suivantes:

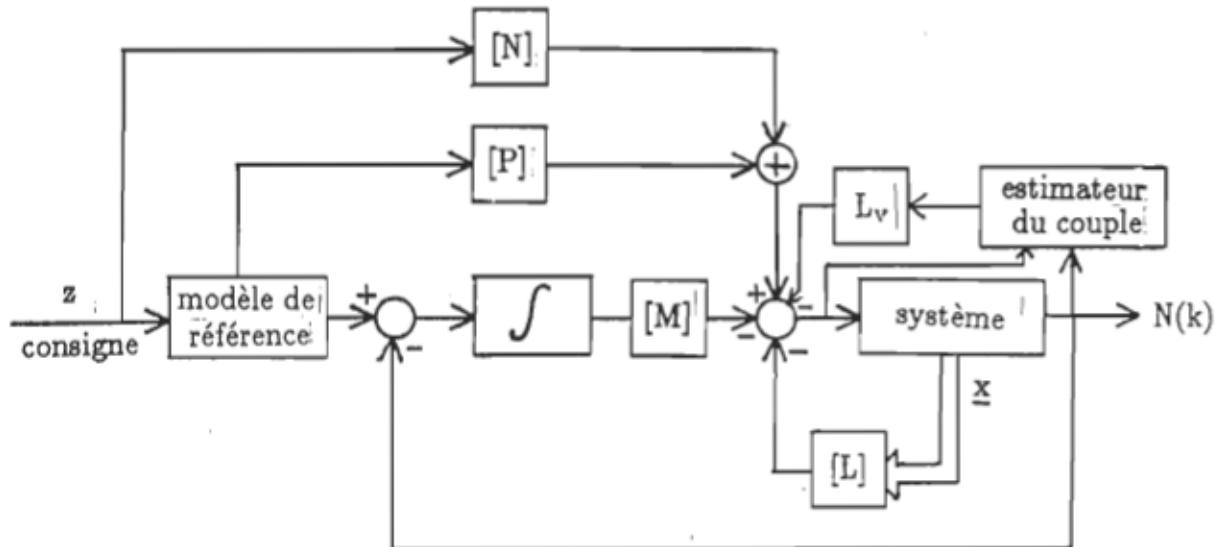


Figure 6.2. Structure optimale avec modèle de référence.

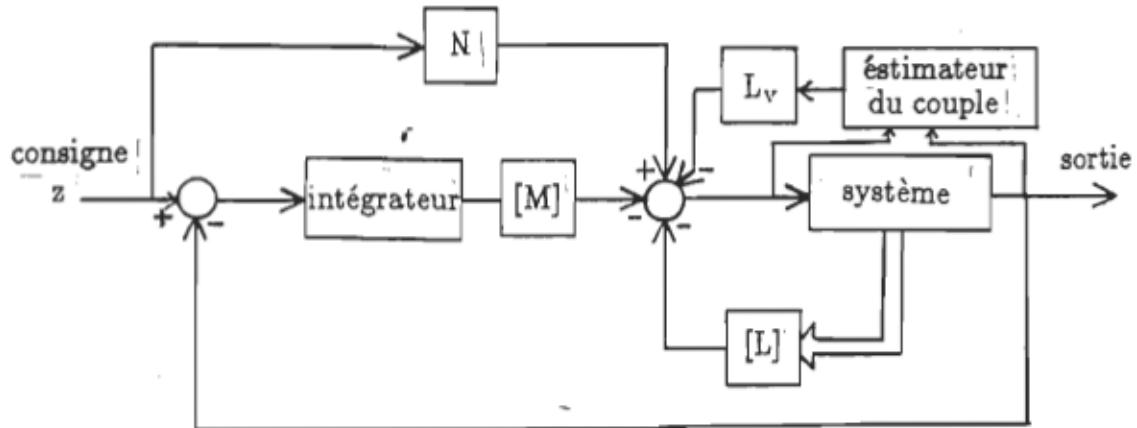


Figure 6.3. Structure optimale sans modèle de référence.

### 6.3.9 Simulation de la commande par critère quadratique

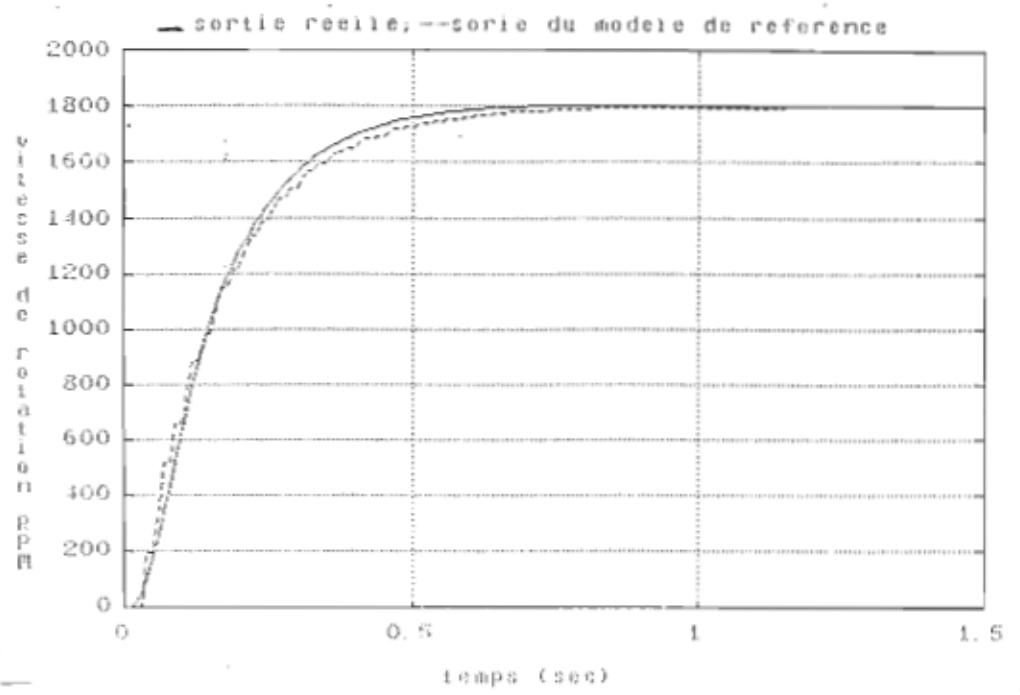


Figure 6.4. Réponse du système à un échelon de la consigne.

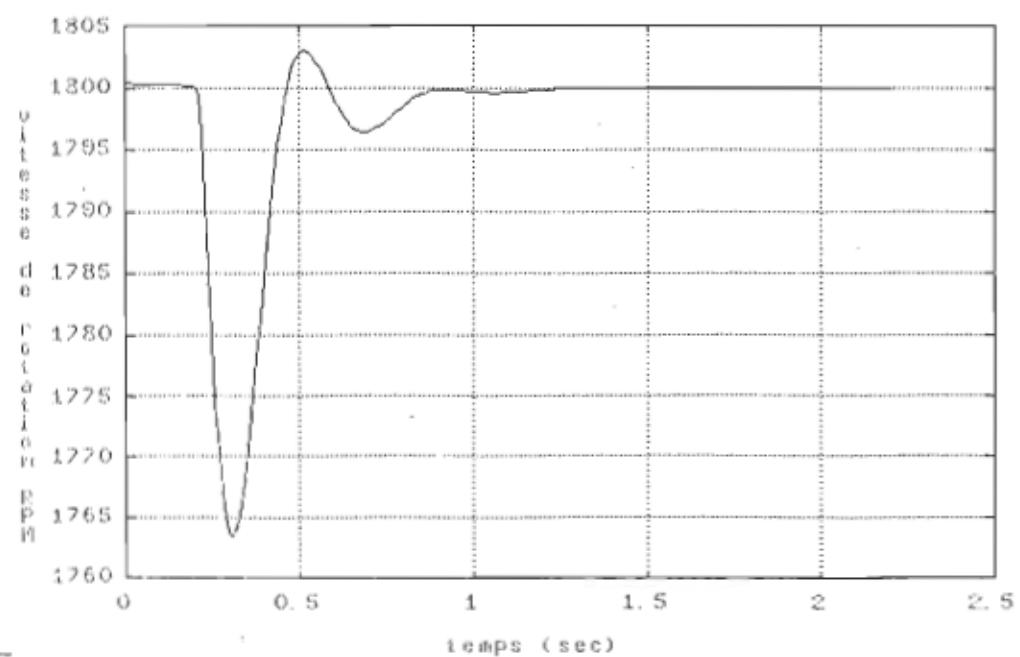


Figure 6.5. Réponse du système à une perturbation de charge.

### 6.3.10 Simulation de la commande par assignation des pôles

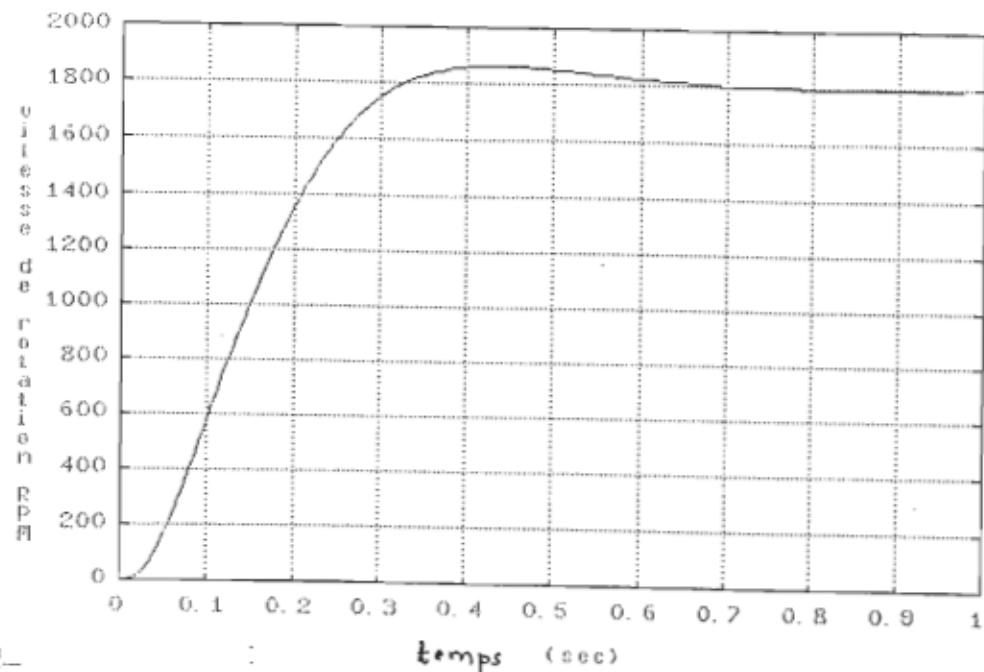


Figure 6.6. Réponse du système à échelon de la consigne.

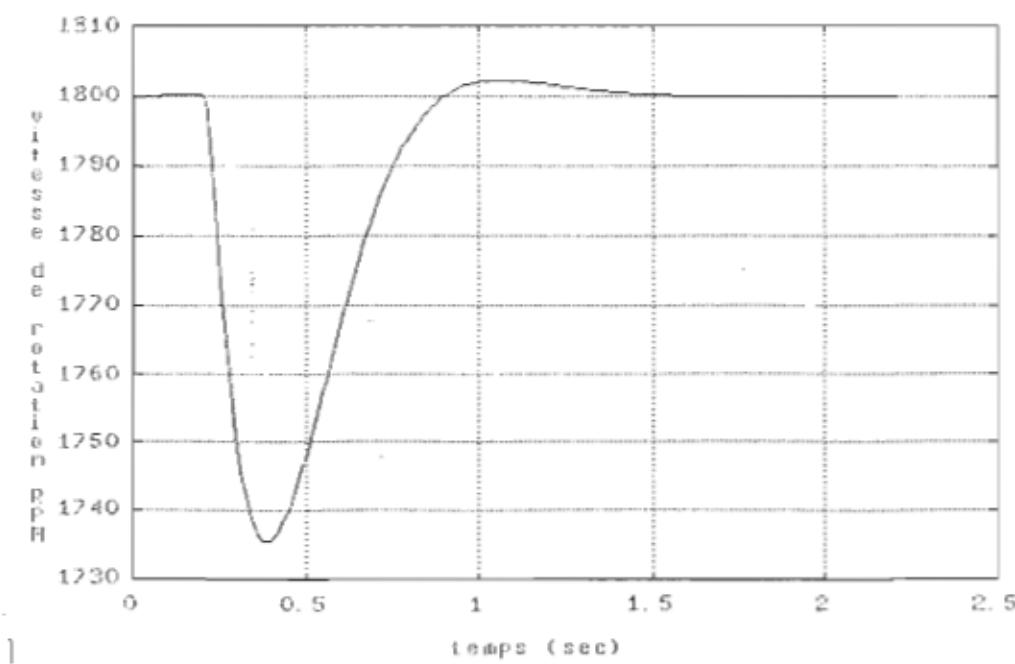


Figure 6.7. Réponse du système à la perturbation de charge.

### 6.3.11 Résultats pratiques

#### 6.3.11.1 Commande par critère quadratique

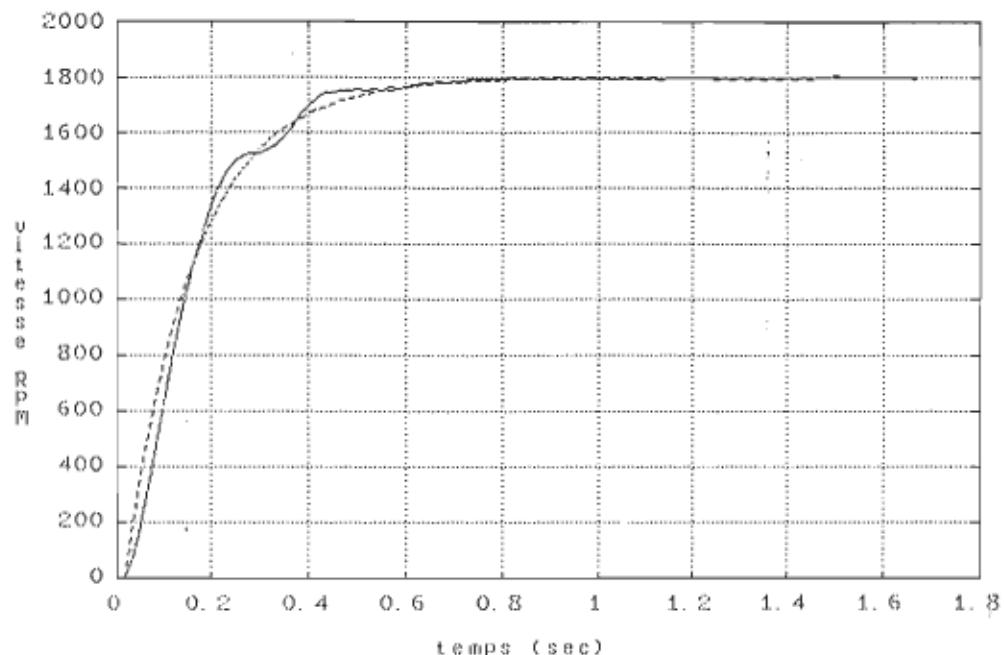


Figure 6.8. Réponse du système à un échelon de la consigne.

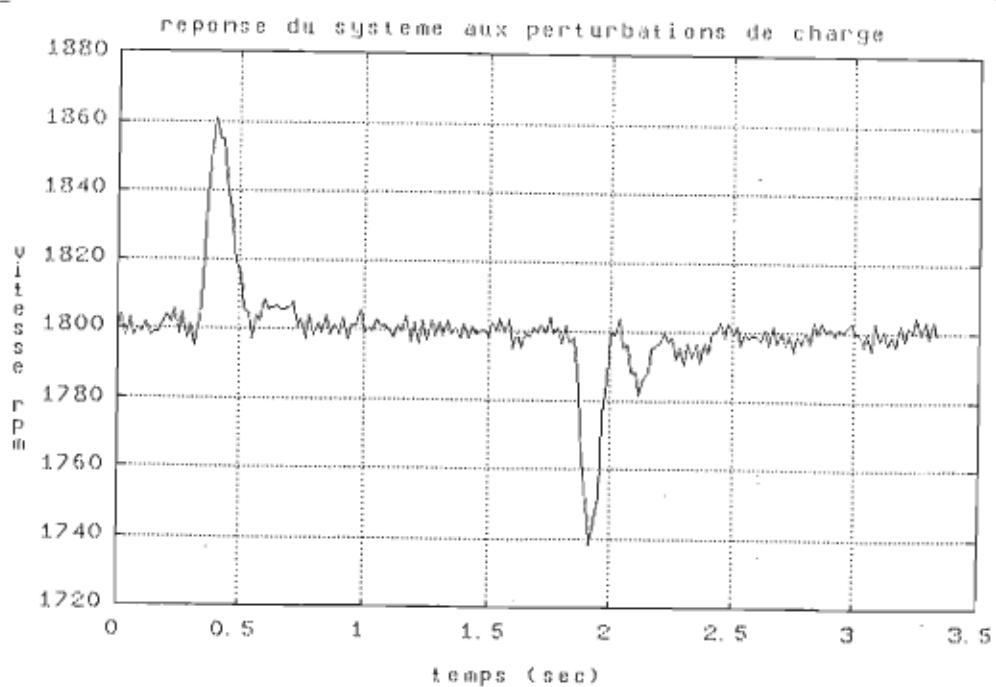


Figure 6.9. Réponse du système à une perturbation de charge.

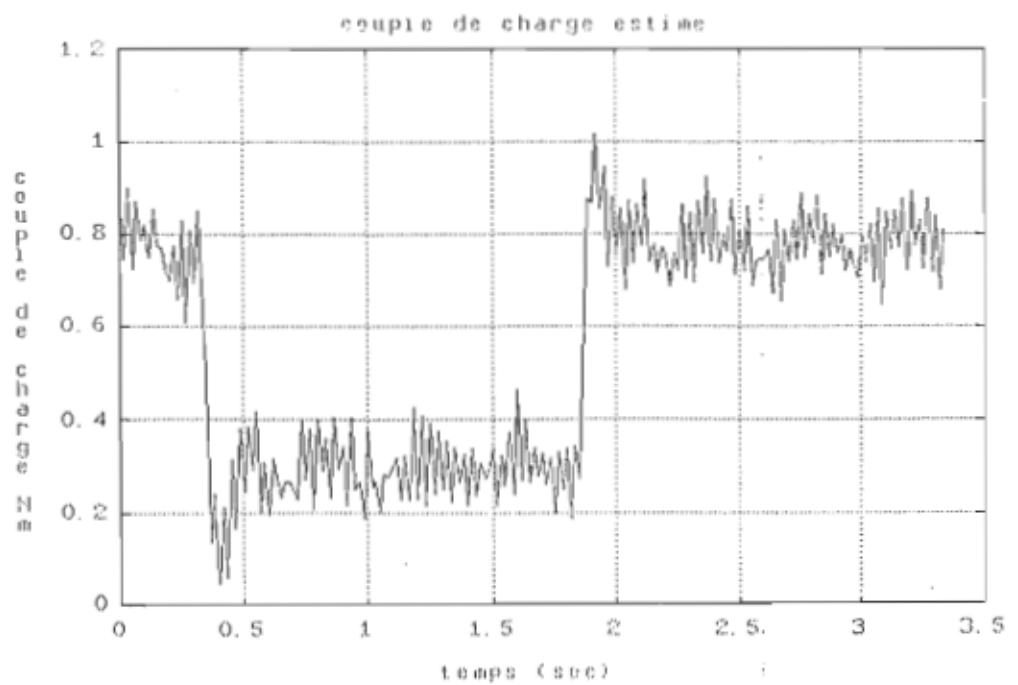


Figure 6.10. Couple de charge estimé

#### 6.3.11.2 Commande par assignations des pôles

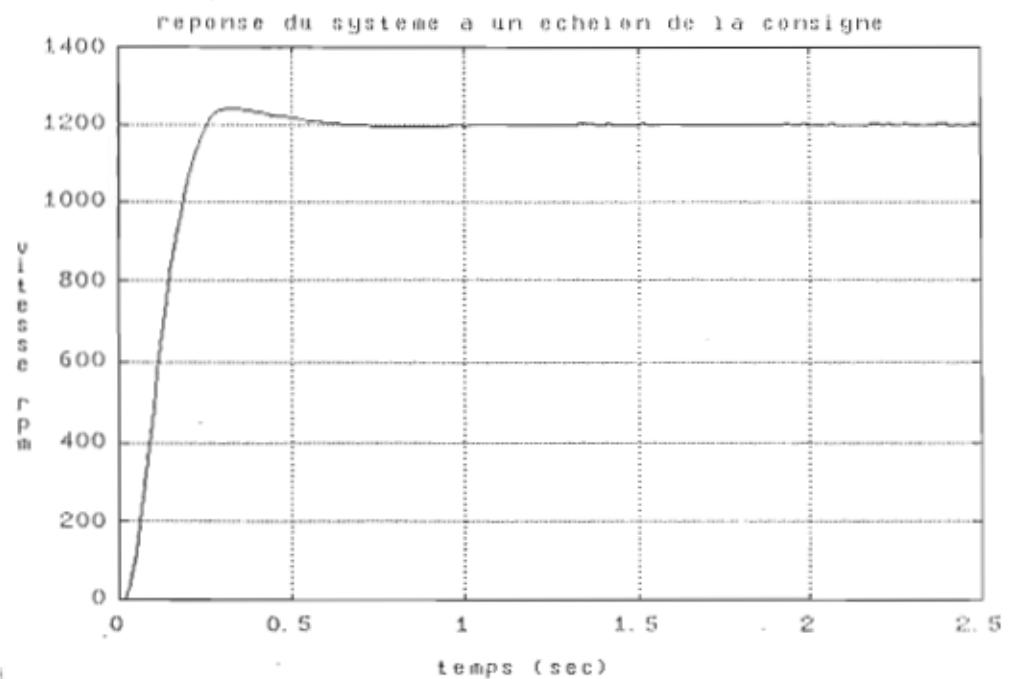


Figure 6.11. Réponse du système à un échelon de la consigne.

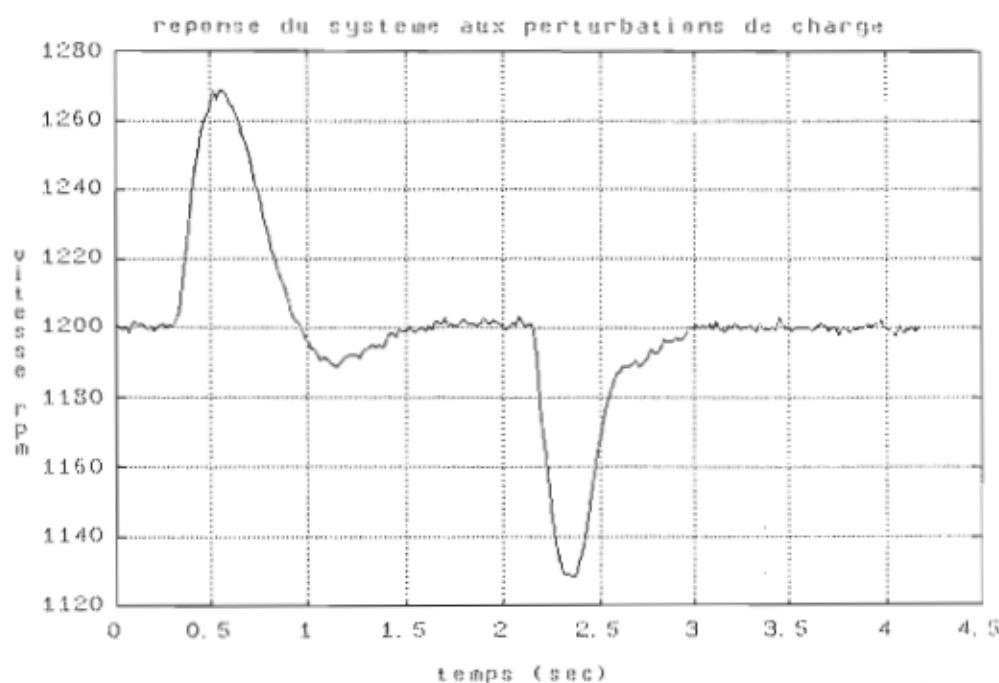


Figure 6.12. Réponse à une perturbation de charge.

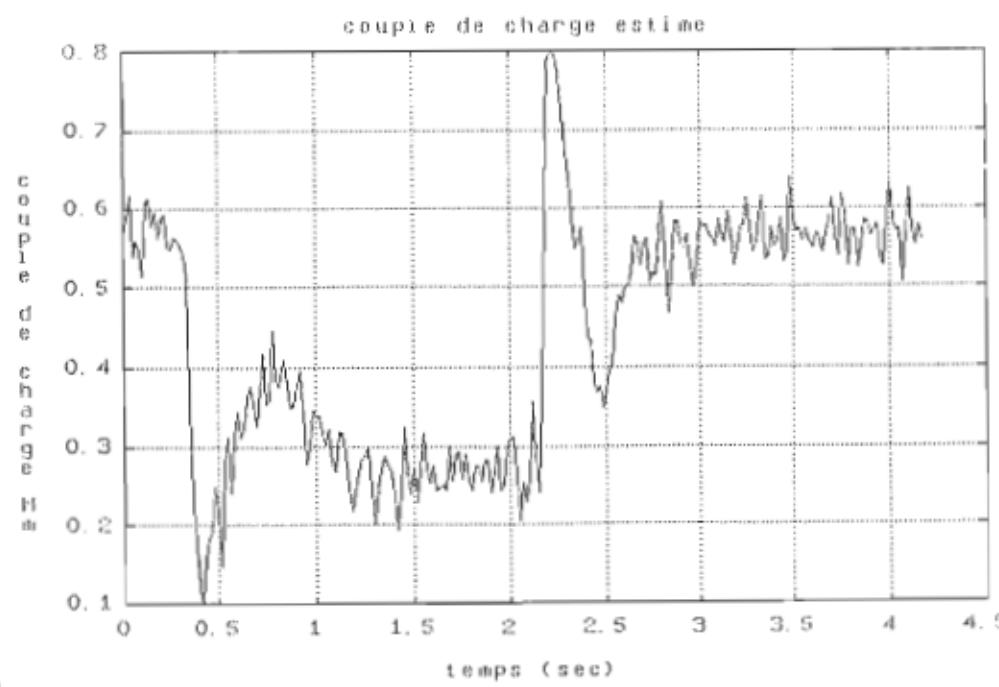


Figure 6.13. Couple de charge estimé.

### 6.3.11.3 Modèle de référence par la méthode des moindres carrés

On peut définir un modèle de référence en se basant sur la méthode des moindres carrés tel qu'établi au chapitre 3.

Le résultat pratique d'une telle approche pour un échelon de la consigne est donné à la figure suivante :

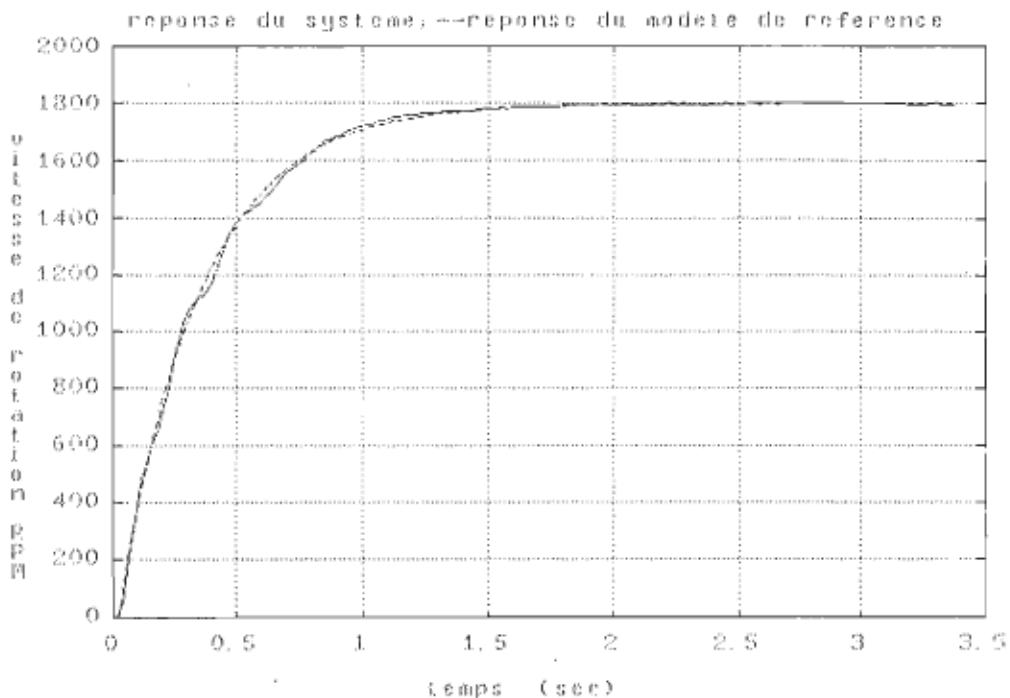


Figure 6.14. Réponse à un échelon de la consigne.

### 6.4 Etude de performance et de robustesse

L'intérêt est porté dans ce paragraphe seulement pour la loi de commande par critère quadratique. La robustesse de la loi de commande est analysée par rapport au changement des paramètres du système et du point d'opération. Dans le premier cas, seule l'inertie du système est considérée variable. Les résultats de simulation sont donnés pour les deux cas limites: l'inertie minimum ( $J_{min}$ ) et l'inertie maximum ( $J_{max}$ ).

Les résultats de simulation sont donnés pour les cas suivants:

- a: détermination des paramètres de contrôle pour  $J_{min}$  et simulation du système avec  $J_{min}$  (figure 6.15.a).
- b: détermination des paramètres de contrôle pour  $J_{max}$  et simulation du système avec  $J_{max}$  (figure 6.15.b).
- c: détermination des paramètres de contrôle pour  $J_{max}$  et simulation de la loi avec  $J_{min}$  (figure 6.15.c).
- d: La réponse expérimentale du système à un point d'opération différent du point nominal est aussi donnée à la figure 6.15.d.

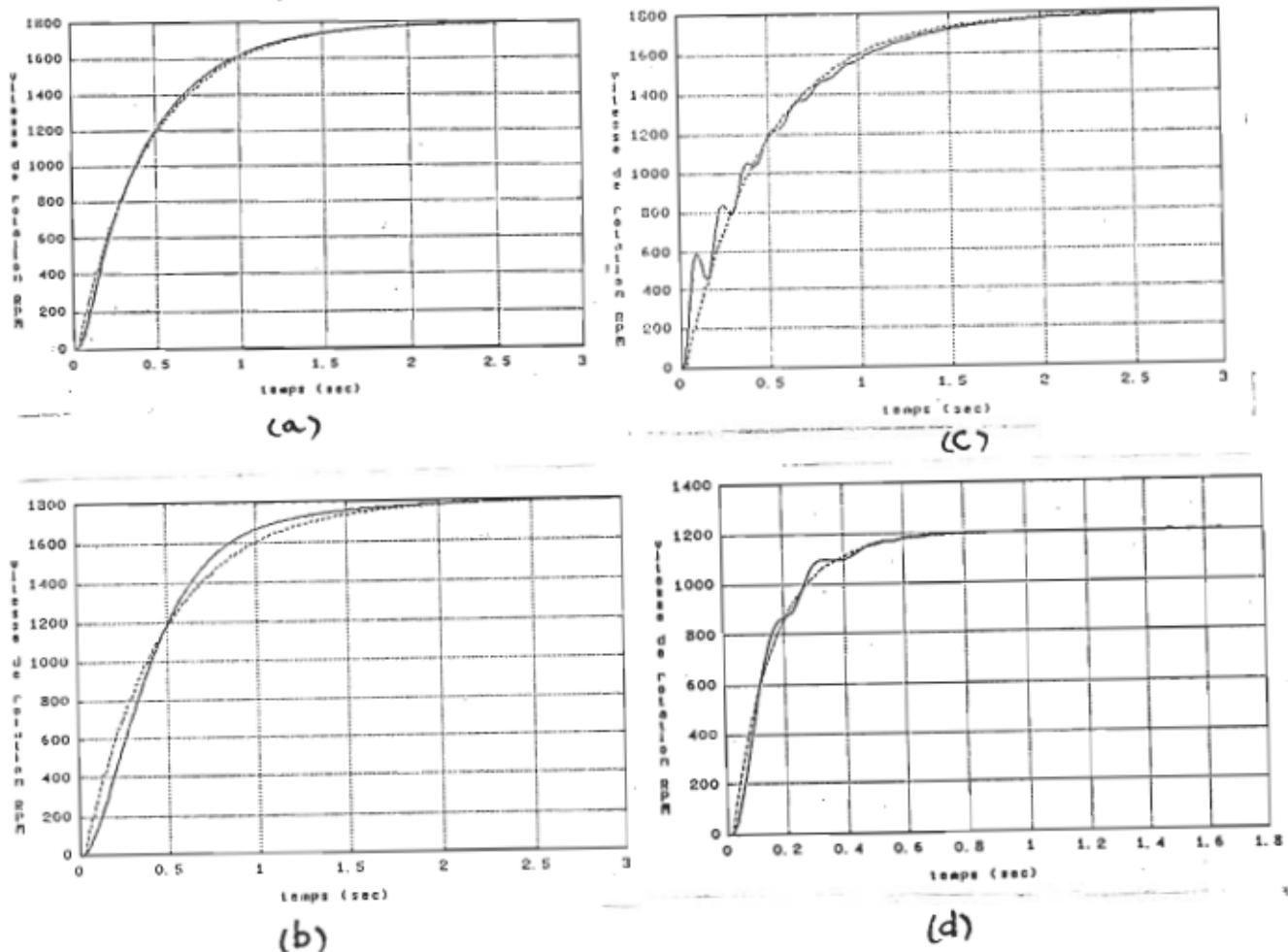


Figure 6.15. Réponses du système au changements de l'inertie et du point d'opération.

### 6.5 Commentaires

Les résultats pratiques sont conformes aux résultats théoriques. La réponse de la vitesse à un échelon de la consigne est obtenue sans dépassement avec la méthode de commande quadratique. Cependant la commande par assignation des pôles donne un léger dépassement (figure 6.6).

Pour la réponse à une perturbation de la charge, le temps de régulation ainsi que la variation de la vitesse sont plus petits que dans le cas de la commande par assignation des pôles (figures 6.5, 6.7, 6.9, 6.12). Toutefois il faut noter que l'introduction de la perturbation dans la loi de commande améliore grandement la réponse du système. On remarque à ce fait que si l'on introduisait le retour de la perturbation dans la loi de commande la variation de la vitesse serait réduite par rapport à la réponse obtenue sans l'ajout de la perturbation. Aussi pour de larges variations de la perturbation les oscillations dans la réponse du système peuvent être réduites.

Avec le modèle de référence on peut imposer une réponse assez rapide du système sans avoir de dépassement cependant la robustesse se trouve réduite. Pour éviter ce problème il est important de faire un compromis entre la rapidité de la réponse et la robustesse du système. une meilleure approche est de choisir une constante de temps tenant en compte les limites du système réel. Un bon choix du modèle de référence permet d'assurer une dynamique satisfaisante ainsi qu'une meilleure robustesse sur une large plage de variation des paramètres (figure 6.15). Bien que

l'inertie du système change dans un rapport de 10 ( $J_{max}/J_{min}$ ) la réponse du système reste suffisamment acceptable et ne se détériore pas. Il n'est pas dans ce cas nécessaire de faire une adaptation des paramètres de contrôle en temps réel.

Si le point d'opération est différent du point nominal la réponse à un échelon de la consigne reste satisfaisante et ne se dégrade pas.

Enfin le critère quadratique ent le minimisant aboutit à un meilleur résultat par rapport à la commande par assignation des pôles du système en boucle fermée.

## CONCLUSION

Il a été démontré que l'application de la commande optimale sur un système d'entraînement à vitesse variable permet d'obtenir de meilleures performances. Vis-à-vis des méthodes classiques, le critère quadratique, en le minimisant peut donner des réponses hautement souhaitées.

En effet, on peut imposer au système un temps de réponse suffisamment court sans avoir de dépassement et obtenir pendant l'action de régulation un meilleur comportement. Aussi, l'introduction de la perturbation extérieure au système dans la loi de commande, améliore la robustesse et ainsi les performances ne seront pas dégradées lorsque le point d'opération change considérablement. Cependant, il faut noter que certains aspects pratiques doivent être présents à l'esprit lors de la conception, citant en exemple le temps de calcul énorme, le filtrage des variables d'état et la modélisation.

Les résultats expérimentaux sont conformes à la théorie, donc on peut envisager le perfectionnement de l'asservissement de vitesse ou de position en utilisant la structure optimale par retour d'état et déterminer les paramètres du régulateur par minimisation numérique du critère quadratique. Cependant l'application peut être effectuée en utilisant un système minimal à microprocesseur.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Claude FOULARD, Sylviane GENTIL, Jean-Paul SANDRAZ , Commande et régulation par calculateur numérique . Editions Eyrolles . Paris 1987.
- [2] Pierre-Jean RIEDO, Reglage d'états digitaux appliqués à la machine à courant continu et à la machine synchrone . Thèse de doctorat N° 567. Ecole polytechnique Fédérale de Lausanne. 1985.
- [3] H.BUHLER . Reglage échantillonné , traitement dans l'espace d'état. Presses polytechniques Romandes, 1983.
- [4] Yasuhiko DOTE , Application of modern control techniques to motor control . Proceedings of IEEE, Vol.76, No.4, April 1988.
- [5] Barry W.JOHNSON and James H.AYLOR, Design of an adaptive controller for microcomputer implementation . IEEE Transactions on Industrial electronics. Vol. IE-33. No.1. February 1986.
- [6] Tadashi EGAMI, Jiaqing WANG and Takeshi TSUCHIYA. Efficiency-optimized speed control system synthesis method based on

- improved optima regulator theory-application to separately excited DC motor system.IEEE Transactions on Industrial Electronics.Vol.IE32. No.4,November 1985.
- [7] Rafael KELLY,A linear-state feedback plus adaptive feed-forward control for DC servomotors .IEEE Transactions on Industrial Electronics.Vol.IE-34.No2.May 1987.
- [8] Kiyoshi OHISHI,Masato NAKAO,Koufi OHNISHI and Kunio MIYACHI.  
Microprocessor-controlled DC motor for load-insensitive position servosystem .IEEE Transactions on Industrial Electronics.Vol.IE-34.No.1. February 1987.
- [9] L.S.SHIEH,H.M.DIB,S.GANESAN and R.E.YATES. Optimal pole-placement for state-feedback systems possessing integrity .Int.J.Systems Sci,1988.Vol 19.No 8.1419-1435.
- [10] Robert CHAUPRADE. Electronique de puissance,commande des moteurs à courant continu,.Edition Eyrolles,1984.
- [11] Géza JOOS et Edward D.GOODMAN. Entraînement à courant continu Presse de l'Université du Québec ,1987.
- [12] H.BUHLER. Electronique de réglage et de commande ,traité d'électricité,d'électronique et d'électrotechnique.Editions Georgi 1979.
- [13] Anatole SEVIGNY .Electrotechnique approfondie,notes de cours.

Université du Québec à Trois-rivières ,1986.

[14] Louis .A.DESSAINT. Commande par micro-informatique,notes de cours.

Université du Québec à Trois-rivières ,1985.

ANNEXE A1

$$\begin{bmatrix}
 U_a(k+1) \\
 I(k+1) \\
 N(k+1) \\
 V(k+1) \\
 S_2(k+1) \\
 S_1(k+1)
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 f_{11} & f_{12} & f_{13} & 0 \\
 f_{21} & f_{22} & f_{23} & 0 \\
 f_{31} & f_{32} & f_{33} & 0 \\
 0 & 0 & -1 & 1 \\
 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 0 & 0 \\
 0 & 0 \\
 0 & 0 \\
 0 & 1 \\
 a & 0 \\
 1 & 0
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 U_a(k) \\
 I(k) \\
 N(k) \\
 V(k) \\
 S_2(k) \\
 S_1(k)
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 g_{u1} \\
 g_{u2} \\
 g_{u3} \\
 0 \\
 0 \\
 0
 \end{bmatrix}
 U(k) + \begin{bmatrix}
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 b \\
 0
 \end{bmatrix} z$$

la matrice de sortie du systeme global est alors :

$$[P] = \begin{bmatrix}
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1
 \end{bmatrix}$$

## ANNEXE A2

```
% Application de la commande optimale sur une machine DC
%*****
%Programme qui determine les gains des boucles de retour d'etat
%dans une machine a courant continue .
%Commande avec modele de reference et minimisation du criterie
%quadratique.
%*****
%donner les parametres de la machine dc a controler:
R=input('valeur de la resistance R=');
L=input('valeur de l inductance L=');
J=input('valeur de l inertie J=');
D=input('valeur du coefficient de frottement D=');
Km=input('valeur de la constante du couple Km=');
Tcm=input('constante de temps du convertisseur Tcm=');
Kc=input('gain du convertisseur Kc=')
a1=[-1/Tcm 0 0;1/L -R/L -Km*2*pi/(60*L) ;0 60*Km/(2*pi*J) -D/J]
b1=[Kc/Tcm ; 0 ; 0 ]
b2=[0;0;-60/(2*pi*J)] ;
C=[0 0 1] ;
D=[0] ;
Ts= 16.667e-3 ;%periode d'echantillonnage
[A,B]=c2d(a1,b1,Ts) ; % modele discret
con=ctrb(A,B) ;
det(con)
[Av,Bv]=c2d(a1,b2,Ts)
B51=[Bv;0] ;
O=[0 0 0] ;
%model global incluant le model de la perturbation
Fx=[Av Bv;0 1] ;
Cx=[0 0 1 0] ;
Bx=[B;0] ;
%observabilite du modele global
obs=obsv(Fx,Cx) ;
det(obs)

% Programme principal de minimisation numerique
Q1=input('matrice de ponderation Q1=');
R1=input('ponderation de la command R1=');
I1=[1];
O1=[0;0;0];
O2=[0 0;0 0] ;
O3=[0;0];
A1=[A O1 ; -C I1 ];
B1=[B;-D] ;
```

```

C1=[C D;01' I1] ;
D1=[D;0]      ;

%calculs initiaux
omega= A1' ;
phi1= C1' *Q1 ;

I=[1 0 0 0; 0 1 0 0; 0 0 1 0;0 0 0 1] ;
H1=[ 0 0 ;0 0 ; 0 0 ;0 1] ;
H2=[0 1;0 0] ;

Fz=[0.1074;0] ;
E=[0.8926 0;1 0];

K21=[0 0;0 0;0 0;0 0] ;
K22=[1 1;1 1;1 1;1 1] ;

% initialisation
for i=1:4
    for j=1:4
        K1(i,j)=0;
        K2(i,j)=1;

    end
end
n=1; a=0.01 ;
%*****while norm(K1-K2) >0.001
while norm(K1-K2) >0.001

    while norm(K21-K22)>= a

        K2=K1 ;
        K22=K21 ;

        L1=(inv(R1+(B1'*K1*B1)))*(B1'*K1*A1);
        P=(inv(R1+(B1'*K1*B1)))*(-B1'*(K1*H1+K21*E)) ;
        K1=omega*K1*(A1-B1*L1)+phi1*C1 ;
        K21=(A1-B1*L1)'*(K1*H1+K21*E)-(C1'*Q1*H2) ;
        end ;
        a=norm(K21-K22);
    end ;
    N=(-inv(R1+B1'*K1*B1))* (B1'*(inv(I-(A1-B1*L1)')))*(K21*Fz);
    W=(inv(R1+B1'*K1*B1))* B1'*(inv(I-(A1-B1*L1)')) *K1* B51;
    %impression des resultats de calcul.
    L1          % gains de retour
    N          % gain d'anticipation
    P          % gain sur la variable du modele de reference
    W          % gain de retour de la perturbation.
end

```

```

writeln('entrer le temps final de la simulation en secondes: tf ');
read(tf);
writeln('entrer les parametres de la commande dans l ordre indique');
writeln('Lo, L1,L2,M,N ,P1,P2 ');
read(Lo,L1,L2,M,Nx,P1,P2 );
writeln('le gain de retour de la perturbation:');
read(Kv);
writeln('donner la commande voulue  Z');
read(Z);
writeln('donner l ''etat initial de chaque variable X11,X22');
writeln('X11: le courant dans l ''induit,X22:vitesse de rotation,Ud');
read(X11,X22,Ud);
writeln('initialisation du modele de reference C1,C2');
read(C1,C2);
writeln('entrer la valeur de la perturbation 1 de la charge');
read(Per);
    XT:=0;
    Vo:=X22;
    N2:=X22;
    I1:=X11;
    Tload:=0.2;
    Ud:=0;
    Voi:=Ud;
    it := round(tf/h) div max_tableau;
    n := 0;  compte := 0;
    fin := false;
    TextAttr := $74;
    ClrScr;
    write('UN MOMENT SVP ... ');
    textattr := $1E;
    write('t= ');

Vc:=(N *Z)+(P1*C1)+(P2*C2)-(Lo*Ud)-(L1*I1)-(L2*Vo)-(M*V);
    while not fin do
    begin
        tin:=t;
        while (t-tin)<= Ts  do
        begin
            if (t-tin)>=0.6* Ts  then      {temps de calcul: 0.6*Ts}
            begin
Vc:=(N *Z)+(P1*C1)+(P2*C2)-((L1*I1)+(L2*Vo)+(M*V)+(Lo*Ud))-(Kv*Tload);
            end;
        { appel de la procedure Runge-Kutta :calcul}
        calcul (t,h,Ud,X11,X22,Vo,Voi);
        t:=t+h;
        inc(compte);
        if (compte = it) then
        begin
            compte := 0;
            gotoXY(21,1); write(t:9:4);
            write(Tload,'',Vo);

```

```

inc(n);
tVc [1][n] := t;
tVc [2][n] := Vc;
tX22 [1][n] := t;
tX22 [2][n] := X22;
tC2 [1][n] := t;
tC2 [2][n] := C2;
tVo [1][n] := t;
tVo [2][n] := Vo;
tTload [1][n] := t;
tTload [2][n] := Tload;
end;
end;

{valeurs des variables d'etat a la fin de la periode}
{Ud;connue}
I1:= X11;
{Vo:valeur de la vitesse a la sortie du filtre}
{couple de charge estime}
XT1:=(0.0205*Vo)+(0.014052*Ud)+(0.464304*I1)+(0.18665*Vc);
Tload:= XT -( 0.02187*Vo);
XT:=XT1;
{modele de reference}
C2:=C1;
C1:=0.8926*C1 +0.1074*Z;
{erreur + sortie de l'integrateur}
Er:=C2 - Vo;
V:=V + Er;
{creation de la perturbation de la charge}
if ( t > 2 ) then
begin
  Tmec:=Per;
end ;
fin := (n = max_tableau) or (t > tf) or keyPressed;
end;  { while }

```

## I. INTRODUCTION

The ADM12-10 is a 12-bit analog to digital (A/D) conversion module. It can be configured with either 16 single-ended or 8 differential input channels. The module can be used in conjunction with our PXB-721 Parallel Expansion Board or MXI-241 Multifunction GPIB controller.

The input channels can be configured as unipolar with an input range of 0 to 5 volts, or bipolar with selectable ranges of -2.5 to +2.5 volts or -5 to +5 volts. By jumper selection, an external clock can be connected for synchronous sampling with an external event.

The ADM12-10 module uses the industry standard ADC80 12-bit A/D converter with a precision instrumentation amplifier and a high accuracy sample/hold circuit. Using the routines available in the LABSTAR software package, the ADM12-10 is capable of a throughput rate of 24 KHz for the PC/PCXT, and 30KHz for the PC/AT model. The LABSTAR software package includes a software programmable timer to adjust the sampling rate from 41.6 microseconds to 0.32768 seconds in 5 microsecond increments for PC,PC/XT, from 33.3 microseconds in 2.5 microsecond increments for PC/AT, to fit the user's application.

The module is shipped from the factory configured with 16 single-ended channels, unity gain, -5 to +5 volts bipolar input, internal clock and 12-bit resolution. To change this to a different configuration the user should follow the procedures of the "JUMPER CONFIGURATION" section.

## II. FEATURES AND SPECIFICATIONS

### ADM12-10 FEATURES:

- \* 16 channel single ended or 8 channel differential inputs
- \* 12-bit resolution
- \* Max. non-linearity of +0.012% FSR
- \* Max. sampling rate of 24KHz for PC, PC/X
- \* Max. sampling rate of 30KHz for PC/AT
- \* Short cycle capability
- \* Guaranteed monotonicity
- \* Unipolar input of 0 to +5 volts
- \* Max. conversion time of 25 microseconds.
- \* Sampling triggerable by software or external signal
- \* Bipolar input of -2.5 to +2.5 volts or -5 to +5 volts
- \* LABSTAR software package included
- \* External clock input

### III. SETUP, CALIBRATION AND POWER UP PROCEDURE

Follow the ADM12-10 Component Layout Diagram in Figure 1 for the connection setup of the various module configurations. Figures 2 and 3 illustrate the 16 single-ended channel locations and 8 differential channel pair locations respectively on header H1, as well as their locations on the ribbon cable termination connector.

#### (A) JUMPER CONFIGURATION

##### 1. TABLE

FUNCTION	JUMPER CONFIGURATION	
16 single ended channels	Jumper J1 connect pins 1 & 4, 3 & 6	Jumper J5 connect pins 3 & 7, 4 & 8
8 differential channels	Jumper J1 connect pins 2 & 5 (Only)	Jumper J5 disconnect pins 4 & 8, 3 & 7
Unipolar analog input 0 to 5 volts Digital output code is CSB		Jumper J2 connect pins 3 & 4, 5 & 6, 7 & 8
analog input		digital output

+5v	-3/2 LSB	.....	000000000000
+2.5v	.....	.....	011111111111
0v	.....	.....	111111111111

Bipolar analog input -2.5 to 2.5 volts digital output code: COB (complementary offset binary)	Jumper J2 connect pins 2 & 6, 3 & 4, 7 & 8
---	--

analog input	digital output
+2.5V -3/2 LSB	000000000000
0V	011111111111
-2.5V +1/2 LSB	111111111111

Bipolar analog input -5 to +5 volts digital output code: COB (complementary offset binary)	Jumper J2 connect pins 2 & 6, 7 & 8
--	---

analog input	digital output
+5v -3/2 LSB	000000000000
0v	011111111111
-5v +1/2 LSB	111111111111

12-Bit resolution conversion time: 25 us	Jumper J4 connect pins 1 & 6, 4 & 5 *
---	---

Short-cycle 10-bit resolution conversion time 21 us	Jumper J4 connect pins 3 & 8
---	------------------------------------

Short-cycle 8-bit resolution conversion time 17 us	Jumper J4 connect pins 2 & 7
--	------------------------------------



Internal clock

Jumper J5  
connect pins  
5 & 6

External clock

Jumper J5  
connect pins  
2, 5, and 6 by  
wire wrap jumper.

Connect external clock to pin 17  
of input header H1



Gain setting of 1

No connection is  
necessary--(J3)  
default setting

Gain setting of 10

Jumper J3  
connect pins  
1 & 3

CH0	1	18	ANALOG	GND
CH8	2	19	ANALOG	GND
CH1	3	20	ANALOG	GND
CH9	4	21	ANALOG	GND
CH2	5	22	ANALOG	GND
CH10	6	23	ANALOG	GND
CH3	7	24	ANALOG	GND
CH11	8	25	ANALOG	GND
CH4	9	26	ANALOG	GND
CH12	10	27	ANALOG	GND
CH5	11	28	ANALOG	GND
CH13	12	29	ANALOG	GND
CH6	13	30	ANALOG	GND
CH14	14	31	ANALOG	GND
CH7	15	32	ANALOG	GND
CH15	16	33	ANALOG	GND
EXT. CLK.	17	34	DIGITAL	GND

FIGURE 2. ADM12-10 INPUT HEADER  
SINGLE ENDED INPUTS

CHO----(+)   1   18   ANALOG	GND			
--(-)   2   19   ANALOG	GND			
CH1----(+)   3   20   ANALOG	GND			
--(-)   4   21   ANALOG	GND			
CH2----(+)   5   22   ANALOG	GND			
--(-)   6   23   ANALOG	GND			
CH3----(+)   7   24   ANALOG	GND			
--(-)   8   25   ANALOG	GND			
CH4----(+)   9   26   ANALOG	GND			
--(-)   10   27   ANALOG	GND			
CH5----(+)   11   28   ANALOG	GND			
--(-)   12   29   ANALOG	GND			
CH6----(+)   13   30   ANALOG	GND			
--(-)   14   31   ANALOG	GND			
CH7----(+)   15   32   ANALOG	GND			
--(-)   16   33   ANALOG	GND			
EXT. CLK	17	34	DIGITAL	GND

FIGURE 3 ADM12-10 INPUT HEADER  
DIFFERENTIAL INPUTS

## (D) EXTERNAL TRIGGER

- \* Minimum pulse width .....  
..... 10 microseconds
- \* Input type Logic "low" to "high" initial transition

## (E) DYNAMIC PERFORMANCE

- \* Throughput rate ..... 24 KHz
- \* Throughput rate .... 30 KHz for PC/AT

## (F) POWER

- \* 115 ma @ 5v
- \* 20 ma @ +12v
- \* 28 ma @ -12v

## ADM12-10 SPECIFICATIONS:

## (A) ANALOG INPUT

- \* Max input volts (power on) .....  
..... +10 volts
- \* Selectable gains ..... 1 or 10
- \* Bipolar input ranges .....  
-2.5 to 2.5 volts or  
-5.0 to 5.0 volts
- \* Unipolar input ranges .....  
0 to 5.0 volts

## (B) ACCURACY

- \* Resolution ..... 12 bit
- \* Accuracy ..... 0.024%
- \* Nonlinearity ..... 0.012% FSR
- \* Gain error ... adjustable to zero
- \* Offset error . adjustable to zero

## (C) EXTERNAL CLOCK

- \* Input type ... TTL rising edge  
sensitive