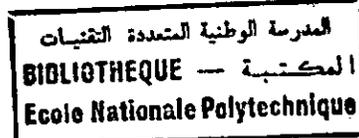


19/95

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département de Génie Electrique

Option: Automatique



PROJET DE FIN D'ETUDES

Sujet

**COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE ET PAR
MODE DE GLISSEMENT D'UN ENSEMBLE HACHEUR
REVERSIBLE - MOTEUR A COURANT CONTINU**

Proposé par:

M. SOUAMI M.C.

M. CHEKIREB H.

Etudié par:

Mlle KABIR SAKINA

Dirigé par:

M. SOUAMI M.C.

M. CHEKIREB H.

Promotion 1995

E.N.P 10, Avenue Hacene Badi, El-Harrach, Alger

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département de Génie Electrique

Option: Automatique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

Sujet

**COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE ET PAR
MODE DE GLISSEMENT D'UN ENSEMBLE HACHEUR
REVERSIBLE - MOTEUR A COURANT CONTINU**

Proposé par:

M. SOUAMI M.C.

M. CHEKIREB H.

Etudié par:

Mlle KABIR SAKINA

Dirigé par:

M. SOUAMI M.C.

M. CHEKIREB H.

Promotion 1995

E.N.P 10, Avenue Hacene Badi, El-Harrach, Alger

Dédicaces



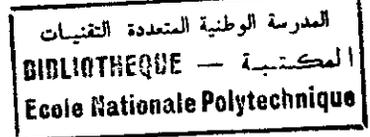
Je dédie ce modeste travail :

- A ma très chère mère,
- A mon très cher père,

Pour tout le sacrifice qu'ils ont consenti durant toute ma vie pour me permettre d'atteindre cet objectif.

- A mes frères et soeurs pour leur perpétuel soutien,
- A mes grands parents,
- A toute la famille KABIR,
- A toutes mes connaissances.

Remerciements



Au terme de cette étude, je voudrais exprimer mes remerciements et ma profonde gratitude à:

- M. SOUAMI Mohamed Cherif, Promoteur, qui m'a porté aides et conseils le long de ma formation.
- M. CHEKIREB Hachemi, Copromoteur qui n'a cessé de me guider dans mon travail, d'être disponible à tout moment et dont les conseils et les encouragements m'ont été infiniment utiles.
- A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail et à ma formation

A tous, Merci

Glossaire

A	Matrice dynamique
A_i	Sous-ensemble flou
A^*	Matrice dynamique en mode de glissement
A_S	Matrice dynamique du système à régler
A_S^*	Matrice dynamique en mode de glissement
$\overline{A_i}$	Complément du sous-ensemble flou A_i
B	Vecteur d'entrée du système global
B_S	Vecteur d'entrée du système à régler
B_{SV}	Vecteur d'entrée de la perturbation du système à régler
B_{SV}^*	Vecteur d'entrée de la perturbation en mode de glissement
B_{SW}^*	Vecteur d'entrée de la dérivée de la grandeur de consigne en mode de glissement
B_V	Vecteur d'entrée de la perturbation du système global
B_V^*	Vecteur d'entrée de la perturbation en mode de glissement
B_W	Vecteur d'entrée de la consigne du système global
B_W^*	Vecteur d'entrée de la consigne en mode de glissement
$B_{\dot{W}}^*$	Vecteur d'entrée de la dérivée de la consigne en mode de glissement
C^T	Vecteur ligne de sortie du système global
C_S^T	Vecteur ligne de sortie du système à régler
de	Dérivée de l'erreur
dE	Univers de discours de la dérivée de l'erreur
E	Force électromotrice (F.E.M)
E_S	Tension d'alimentation du hacheur
e_S	Tension E_S en grandeur relative
e	Ecart du réglage
E_r et E_i	Ensemble référentiel (univers de discours)



E_R	Univers de discours de l'erreur e
E''	Grandeur d'entrée floue du FLC
I_a	Courant d'induit
I_{an}	Courant d'induit nominal
I	Matrice unitaire
i_a	Courant I_a en grandeur relative
J	Moment d'inertie des parties tournantes
K	Constante du moteur
K_1	Coefficient de la contre-réaction du courant d'induit
K_2	Coefficient de la contre-réaction de la vitesse de rotation
K_3	Coefficient de la contre-réaction de la position angulaire
K_R	Coefficient de la contre-réaction du régulateur intégrateur
K_W	Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne
K^T	Vecteur ligne de contre-réaction d'état du système global
K_S^T	Vecteur ligne de contre-réaction d'état du système à régler
L_a	Inductance d'induit
M	Matrice de règles floues
M_e	Couple électromagnétique
M_r	Couple résistant
m_r	Couple résistant en grandeur relative
n	Vitesse angulaire en grandeur relative
$P(S)$	Polynôme caractéristique
P_n	Puissance nominale
R et R_i	Relation floue
R_a	Résistance d'induit
Ref	Grandeur de référence
r_a	Résistance d'induit relative
S''	Sortie floue du FLC
$S(X_S)$	Loi de commutation

T_a	Constante de temps électrique
T_m	Constante de temps mécanique
T_θ	Temps nécessaire pour un déplacement nominal à la vitesse nominale
T_i	Constante de temps d'intégration
μ_{A_i}	Fonction d'appartenance à A_i
$T(y')$	Ensemble des valeurs linguistiques de y'
U_a	Tension d'induit
U_{an}	Tension d'induit nominale
u	Grandeur de commande
U	Univers de discours de la commande u , commande
U_{eq}	Grandeur de commande équivalente
U_{max}	Valeur maximale de la grandeur de commande
U_{min}	Valeur minimale de la grandeur de commande
V	Grandeur de perturbation
W	Grandeur de consigne
x	Élément appartenant à l'ensemble référentiel
X	Vecteur d'état du système global
X_S	Vecteur d'état du système à régler
X_R	Grandeur d'état du régulateur intégrateur
Y	Grandeur de sortie
α	Valeur réelle d'un pôle
β	Valeur imaginaire d'un pôle
γ	Pôle réel
Δ_{Sn}	Hystérèse
\ominus	Position angulaire
\ominus_n	Position angulaire nominale
θ	Position \ominus en grandeur relative
Ω	Vitesse de rotation angulaire

Ω_n Vitesse de rotation angulaire nominale

Indices

max	Valeur maximale
min	Valeur minimale
lim	Limitation
eq	Equivalent(e)
i	Indice général, intégration
j	Indice général
n	Dernière valeur, nominal
m	Dernière valeur
S	Système à régler
R	Régulateur intégrateur

SOMMAIRE

Introduction générale	1
Chapitre I: Modélisation du système	4
I.1- Introduction.....	5
I.2- Modèle linéaire de l'ensemble moteur à courant continu-hacheur.....	5
I.2.1- Modèle du moteur à ourant continu.....	5
I.2.2- Modèle de l'ensemble moteur-hacheur.....	8
I.3- Simulation en boucle ouverte.....	11
I.3.1- Simulation du système à vide.....	12
I.3.2- Simulation du système en charge.....	12
I.4- Conclusion.....	12
Chapitre II: Commande par la logique floue	15
II.1- Introduction.....	16
II.2- Théorie des sous-ensembles flous et logique floue.....	17
II.2.1- Sous-ensemble flou.....	17
II.2.2- Fonction d'appartenance.....	17
II.2.3- Opérations sur les sous-ensembles flous.....	18
II.2.4- Relation floue.....	18
II.2.5- Composition de deux relations floues.....	19
II.2.6- Variable linguistique.....	19
II.2.7- Logique floue.....	19
II.2.8- Composition de règles d'inférences floues.....	20
II.3- Contrôleur flou.....	20
II.3.1- Structure de base d'un contrôleur flou.....	21
II.3.2- Règles de décision floues.....	22
II.4- Application du FLC au système.....	24

Chapitre III: Commande par mode de glissement	26
III.1- Introduction	27
III.2- Généralités sur le réglage par mode de glissement	28
III.2.1- Systèmes de réglage à structure variable	28
III.3- Application des régimes glissants au cas linéaire	30
III.3.1- Commande sans régulateur intégrateur	30
III.3.2- Commande avec régulateur intégrateur	32
III.4- Application des régimes glissants au système.....	35
III.4.1- Commande sans régulateur intégrateur	35
III.4.2- Commande avec régulateur intégrateur.....	36
III.4.3- Synthèse de la surface de glissement par placement de pôles.....	37
III.5- Réalisation pratique du réglage par mode de glissement appliqué au système.....	40
III.5.1- Introduction	40
III.5.2- Fonctionnement avec limitation	40
III.5.2.1- Limitation sans régulateur intégrateur	40
III.5.2.2- Limitation avec régulateur intégrateur.....	42
III.6- Simulation et résultats	43
III.7- Conclusion.....	44
Conclusion générale	54
Annexe	
Bibliographie	

Introduction générale

En industrie, et plus précisément dans les chaînes de productions automatiques ou en robotique, le contrôle précis et continu de position angulaire et de vitesse de rotation de diverses machines est prépondérant.

Quoique le moteur à courant continu soit plus coûteux que le moteur à courant alternatif usuel et son entretien soit plus exigeant, il répond largement aux exigences citées.

Le principe de la commande électronique du moteur à courant continu consiste à l'alimenter sous une tension variable.

Cela peut se faire par l'intermédiaire de plusieurs dispositifs d'électronique de puissance développés récemment.

Le hacheur réversible accomplit cette fonction parfaitement et assure la marche de la machine dans les quatre quadrants; autrement dit, il assure la marche en moteur et en génératrice au freinage, en tournant dans les deux sens.

Pour l'obtention de très bonnes performances de réglage, il est nécessaire d'utiliser une technique dont la commande est simple à synthétiser, facile à implémenter.

Ce travail utilise une nouvelle technique de commande différente de celles classiques car elle se base particulièrement sur la pensée humaine sous son aspect logique qui constitue un enchaînement d'idées et de concepts aboutissant à des conclusions qui entraînent des décisions. Néanmoins, ce raisonnement reste vague d'où l'appellation « logique floue ».

Exploitée en automatique, les résultats du contrôle flou de certains processus techniques étaient satisfaisants.

Par la suite, la technique de commande par mode de glissement est aussi utilisée. Elle s'adapte parfaitement bien aux systèmes dont le comportement est discontinu.

Chapitre I
Modélisation du système

I.1- Introduction

Actuellement, les moteurs à courant continu sont les plus utilisés dans le domaine des entraînements réglés.

Le réglage de la vitesse de rotation ou de la position angulaire par l'alimentation d'induit en tension variable peut se faire à l'aide de dispositifs d'électronique de puissance qui possèdent un comportement discontinu par commutation rapide d'interrupteurs d'une position à une autre.

L'un des dispositifs pouvant satisfaire ce qui précède est le convertisseur de courant continu: hacheur. Ce dernier est un interrupteur électronique placé entre la source de tension continue et la charge (moteur à courant continu). Il permet de délivrer une tension d'induit variable en valeur moyenne.

I.2- Modèle linéaire de l'ensemble moteur à courant continu - hacheur

La mise en équations mathématiques du fonctionnement d'un processus technique constitue une étape très importante lors de la conception et la synthèse de la commande.

Avant d'élaborer le modèle, on pose les hypothèses suivantes:

- la source de la tension d'alimentation du hacheur est fixe et réversible en courant,
- les chutes de tension internes dans les éléments semi-conducteurs sont négligeables (interrupteurs idéaux),
- le moteur est en mode d'excitation indépendante, maintenue constante,
- la réaction magnétique d'induit est négligeable.

I.2.1- Modèle du moteur à courant continu

Afin d'établir le modèle, on suit les étapes suivantes.

I.2.1.1- Etablissement du schéma de principe

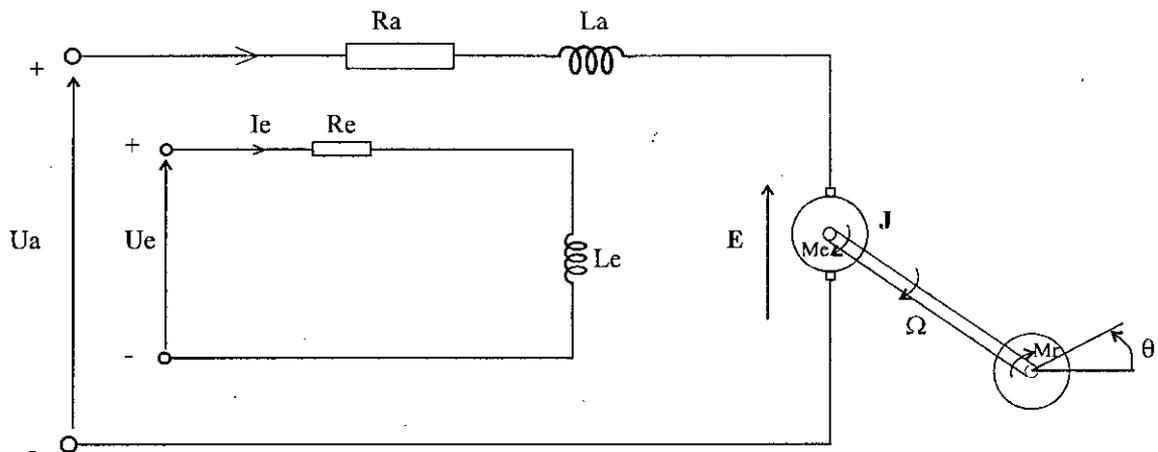


Figure 1.1: schéma de principe du moteur à courant continu

On distingue trois parties fonctionnelles:

- le circuit d'induit caractérisé par les tensions U_a , E et le courant I_a ,
- le circuit d'excitation caractérisé par la tension U_e et le courant I_e qui sont fixes,
- la partie mécanique caractérisée par les couples; électromagnétique M_e et résistant M_r (charge), la vitesse de rotation Ω et la position angulaire θ .

I.2.1.2- Représentation par bloc

Le schéma bloc du moteur révèle trois sortes de grandeurs:

- la grandeur d'entrée U_a ,
- les grandeurs de sorties:
 - la position angulaire θ ,
 - le courant d'induit I_a à limiter,
 - la vitesse angulaire Ω à limiter également.
- la grandeur de perturbation représentée par le couple résistant M_r de la partie entraînée par l'arbre du moteur.

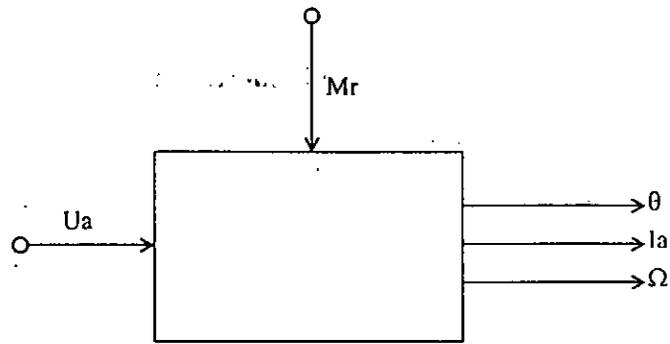


Figure 1.2: schéma bloc du moteur à courant continu pour réglage de position

1.2.1.3- Etablissement du système d'équations

Pour cet effet, on fait appel aux lois de Kirchoff et celles de la mécanique.

D'après la figure 1.1, on aura:

$$\left. \begin{aligned} U_a &= L_a \frac{dI_a}{dT} + R_a I_a + E \\ E &= K\Omega \\ J \frac{d\Omega}{dt} &= M_c - M_r \\ M_c &= K I_a \\ \frac{d\theta}{dt} &= \Omega \end{aligned} \right\} \quad (2-1)$$

L'écriture matricielle du système (2.1) sous forme d'équations d'état donne:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} & 0 \\ \frac{K}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_a + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} M_r \quad (2-2)$$

Avec la grandeur à régler:

$$Y = (0 \ 0 \ 1) \begin{bmatrix} I_a \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} = \theta \quad (2-3)$$

Quant à la figure (1.4.b), elle représente la phase de restitution de l'énergie électromagnétique vers la source et peut être obtenue lorsque (S1 S3) sont ouverts et (D2 D4) fermées ou encore lorsque (S2 S4) ouverts et (D1 D3) fermées.

Les deux phases précédentes offrent le fonctionnement réversible en moteur et en génératrice au freinage.

Enfin, la phase de roue libre à la figure (1.4.c) est obtenue par la fermeture de (S3 D2) ou (S1 D4) pour un courant d'induit positif et par la fermeture de (S4 D1) ou (S2 D3) pour un courant d'induit négatif.

La commande la plus appropriée dans notre cas est la commande complémentaire des interrupteurs. Elle assure une inversion rapide de la vitesse avec récupération de l'énergie.

La tension d'induit U_a prend les valeurs E_s et $-E_s$. Alors, si on pose $U_a = E_s U$, la commande U prendra les deux valeurs de l'ensemble $\{-1, 1\}$.

Le modèle de l'ensemble moteur-hacheur d'après le tableau (1) s'écrira donc comme suit:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} & 0 \\ \frac{K}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E_s}{L_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} M_r \quad (1-4)$$

avec $U \in \{-1, 1\}$

I.2.2.2- Différentes phases de fonctionnement de l'ensemble hacheur-moteur

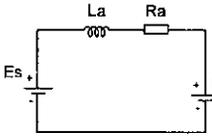
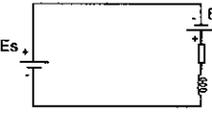
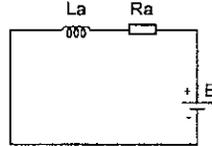
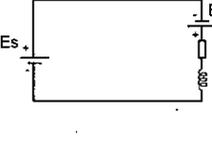
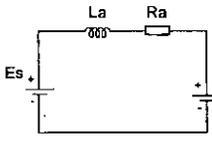
Phases	Chemin parcouru par le courant	Sens du courant	Circuits équivalents	Equations	La commande U
Active	S ₁ S ₃	Positif		$\frac{dI_a}{dt} = -\frac{R_a}{L_a}I_a - \frac{K}{L_a}\Omega + \frac{E_S}{L_a}$ $\frac{d\Omega}{dt} = \frac{K}{J}I_a - \frac{1}{J}M_r$ $\frac{d\theta}{dt} = \Omega$	1
	S ₄ S ₂	Négatif		$\frac{dI_a}{dt} = -\frac{R_a}{L_a}I_a - \frac{K}{L_a}\Omega - \frac{E_S}{L_a}$ $\frac{d\Omega}{dt} = \frac{K}{J}I_a - \frac{1}{J}M_r$ $\frac{d\theta}{dt} = \Omega$	-1
Roue libre	S ₃ D ₂ ou S ₁ D ₄	Positif		$\frac{dI_a}{dt} = -\frac{R_a}{L_a}I_a - \frac{K}{L_a}\Omega$ $\frac{d\Omega}{dt} = \frac{K}{J}I_a - \frac{1}{J}M_r$ $\frac{d\theta}{dt} = \Omega$	0
	S ₄ D ₁ ou S ₂ D ₃	Négatif		$\frac{dI_a}{dt} = -\frac{R_a}{L_a}I_a - \frac{K}{L_a}\Omega$ $\frac{d\Omega}{dt} = \frac{K}{J}I_a - \frac{1}{J}M_r$ $\frac{d\theta}{dt} = \Omega$	0
Restitution	D ₂ D ₄	Positif		$\frac{dI_a}{dt} = -\frac{R_a}{L_a}I_a - \frac{K}{L_a}\Omega - \frac{E_S}{L_a}$ $\frac{d\Omega}{dt} = \frac{K}{J}I_a - \frac{1}{J}M_r$ $\frac{d\theta}{dt} = \Omega$	-1
	D ₃ D ₁	Négatif		$\frac{dI_a}{dt} = -\frac{R_a}{L_a}I_a - \frac{K}{L_a}\Omega + \frac{E_S}{L_a}$ $\frac{d\Omega}{dt} = \frac{K}{J}I_a - \frac{1}{J}M_r$ $\frac{d\theta}{dt} = \Omega$	1

Tableau 1: circuits équivalents et équations des différentes phases de fonctionnement du convertisseur en pont

1.2.2.3- Modèle du système en grandeurs relatives (P.U)

Pour notre application, il est avantageux de travailler avec les grandeurs relatives car les constantes du moteur exprimées en grandeurs Per Unit varient dans un domaine relativement restreint. Par conséquent, il est possible de comparer le comportement de moteurs de diverses constructions.

On choisira comme valeurs de référence les valeurs nominales, et si on définit les grandeurs relatives suivantes:

$$i_a = \frac{I_a}{I_{an}}, \quad n = \frac{\Omega}{\Omega_n}, \quad \theta = \frac{\Theta}{\Theta_n}, \quad e_s = \frac{E_s}{U_{an}}, \quad m_e = \frac{M_e}{M_n}, \quad m_r = \frac{M_r}{M_n}$$

$$\text{avec } M_n = \frac{P_n}{\Omega_n} \text{ et } U_{an} = E_n: (E_n = K_n \Omega_n).$$

Les équations d'état (1-4) deviennent en grandeurs relatives:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_a} & -\frac{1}{r_a T_a} & 0 \\ \frac{1}{T_m} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_\theta} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{e_s}{r_a T_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{T_m} \\ 0 \end{bmatrix} m_r \quad (1-5)$$

$$\text{avec } U \in \{-1, 1\}$$

$$\text{où } r_a = \frac{R_a I_{an}}{U_{an}}, \quad T_a = \frac{L_a}{R_a}, \quad T_m = \frac{J \Omega_n}{M_n}, \quad T_\theta = \frac{\Theta_n}{\Omega_n}$$

1.3- Simulation en boucle ouverte

En alimentant le moteur à courant continu sous une tension constante autrement dit en maintenant fermés par exemple les interrupteurs(S1 S3) ou les diodes(D1 D3) du hacheur, on a pu valider les équations mathématiques et connaître les caractéristiques dynamiques des différentes grandeurs d'état.

Les paramètres de l'ensemble moteur-hacheur utilisés pour toutes les simulations sont donnés en annexe.

I.3.1- Simulation du système à vide

La machine à courant continu effectue un démarrage à vide $m_r=0$. D'après la figure (1.5), on constate que la position angulaire croît proportionnellement en fonction du temps. La réponse de la vitesse montre des oscillations amorties suite auxquelles la vitesse se stabilise en régime établi à la valeur $n=1.2$ P.U.

Le courant d'induit est fort au démarrage, il marque un pic valant 20 fois la valeur nominale et suivi d'oscillations amorties autour de zéro, $i_a=1,72857 \cdot 10^{-4}$ P.U lorsque la vitesse atteint la valeur permanente $n=1.2$ P.U.

I.3.2- Simulation du système en charge

On applique le couple résistant suivant au moteur:

$$m_r = \begin{cases} 1 & \text{si } t > 2 \text{ s} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

D'après la figure (1.6), on remarque une diminution de 2% que subit la vitesse de rotation par rapport à la valeur permanente du fonctionnement à vide, cela malgré la compensation très rapide du couple résistant par le couple électromagnétique. Cette diminution est précédée par de faibles oscillations amorties. En charge, le courant est non nul, il se stabilise à la valeur $i_a= 0,999734$ P.U.

I.4- Conclusion

Dans cette partie, nous avons établi et validé les équations du fonctionnement de l'ensemble hacheur en pont-moteur à courant continu.

Ce système est représenté par des équations différentielles du premier ordre à second membre discontinu qui correspond au mode de commande du hacheur.

L'objectif de ce chapitre était la modélisation du système afin de synthétiser une loi de commande qui permet de réguler la position angulaire en appliquant la technique de commande par la logique floue et plus loin, la technique des modes glissants.

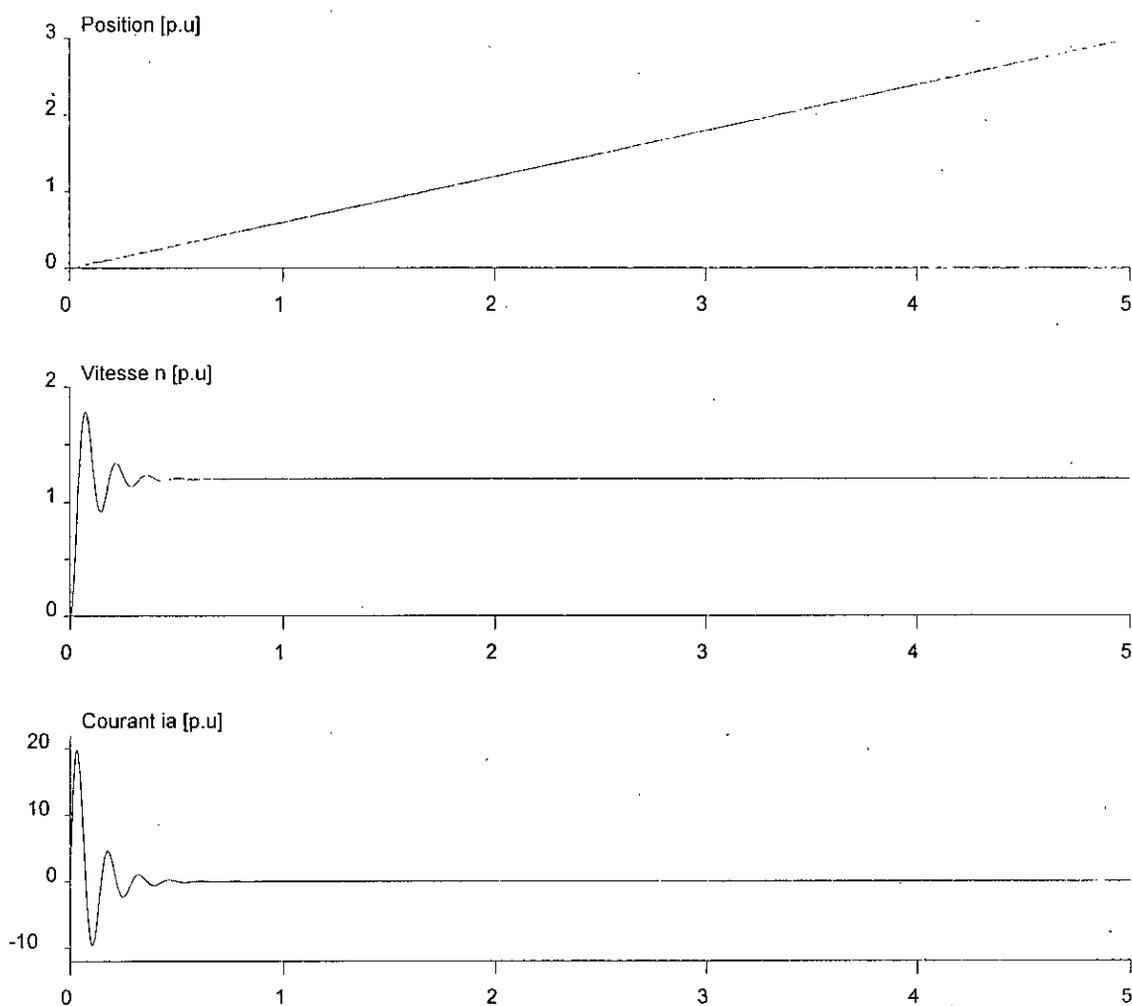


Figure 1.5: réponses en boucle ouverte de l'ensemble hacheur-moteur à vide

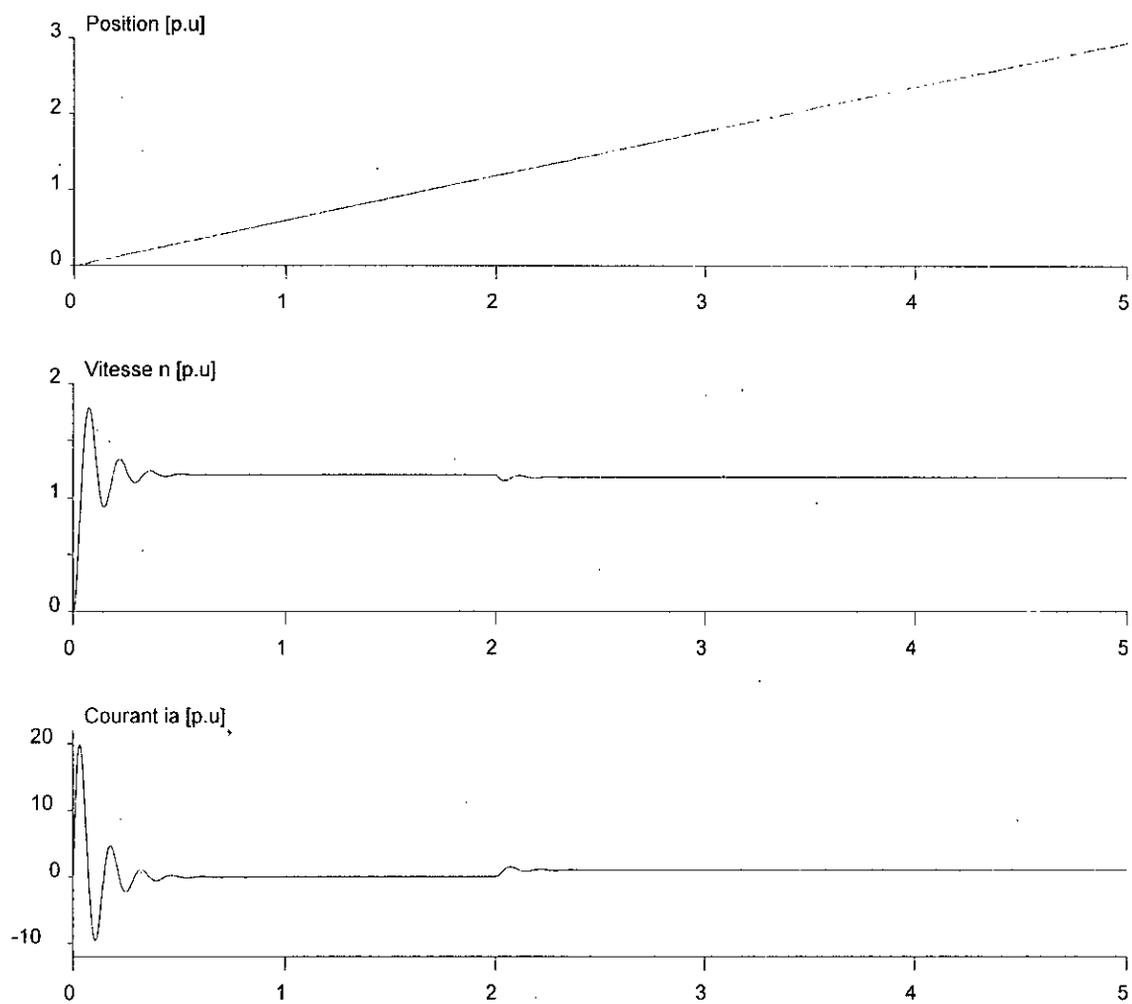


Figure 1.6: réponses en boucle ouverte de l'ensemble hacheur-moteur en charge

Chapitre II
Commande par la logique floue

II.1- Introduction

De nos jours, la théorie des sous-ensembles flous connaît de nombreuses applications parmi lesquelles on distingue le contrôle flou des processus industriels.

Cette nouvelle technique fut appliquée surtout au Japon dans l'automatisation des usines et des appareils électriques, généralement en électronique de puissance [14].

Durant ces dernières années, la commande par la logique floue apparaît comme un axe de recherche très actif et très fertile. Ceci est dû au fait que la logique floue est une mathématique plus souple et plus proche de la pensée humaine et du langage naturel que les systèmes logiques classiques telle que la logique booléenne.

A la tête des pionniers de la commande par la logique floue figure Zadeh qui a publié plusieurs travaux à dater de 1972 [7].

Le contrôle flou a trouvé de nombreuses applications dans des domaines variés depuis son premier développement par Mamdani en 1974 [15].

Le contrôleur flou (Fuzzy Logic Controller) (FLC) consiste à fournir un algorithme qui convertit une stratégie de commande linguistique en une stratégie de commande automatique.

Les expériences ont prouvé que les résultats obtenus par le FLC sont meilleurs que ceux obtenus par les algorithmes de commande classiques et plus particulièrement lorsqu'il s'agit de processus d'une grande complexité ou encore lorsque celui-ci est représenté par des informations incertaines, inexactes ou interprétées qualitativement.

II.2- Théorie des sous-ensembles flous et logique floue

Dans ce paragraphe sont résumées les principales définitions et les concepts de base de la théorie des sous-ensembles flous et logique floue.

Soit E_r un ensemble référentiel discret ou continu contenant les éléments x , E_r est appelé aussi univers de discours [10].

II.2.1- Sous-ensemble flou

A_1 est un sous-ensemble flou de E_r , si les éléments x de E_r appartiennent à A_1 avec une fonction d'appartenance $\mu_{A_1}(x)$ prenant ses valeurs dans l'intervalle $[0, 1]$. A_1 est représenté par les éléments x et leurs degrés d'appartenance à A_1 .

$$A_1 = \left\{ (x, \mu_{A_1}(x)) / x \in E_r \right\}$$

II.2.2- Fonction d'appartenance

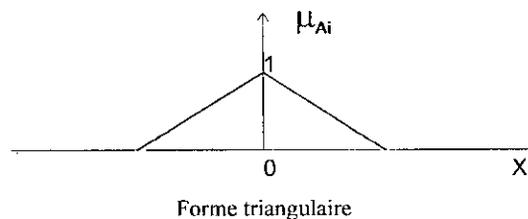
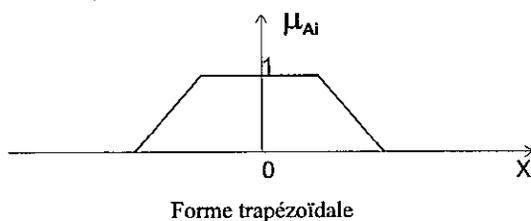
On définit une fonction d'appartenance par:

$$\mu_{A_i}(x) : A_i \subset E_r \rightarrow [0,1]$$

tels que:

$$\mu_{E_r}(x) = 1, \quad \mu_{\emptyset}(x) = 0$$

Selon que E_r est discret ou continu, on distingue la fonction d'appartenance représentée par un vecteur de valeurs numériques et la fonction d'appartenance représentée par des fonctions ayant en particulier la forme trapézoïdale ou la forme triangulaire.



II.2.3- Opérations sur les sous-ensembles flous

Soient A_1 et A_2 deux sous-ensembles flous de E_r et respectivement $\mu_{A_1}(x)$ et $\mu_{A_2}(x)$ leur fonction d'appartenance.

Pour tout élément x de E_r , on définit les opérations suivantes:

- *Union*: la fonction d'appartenance $\mu_{A_1 \cup A_2}$ de l'ensemble $A_1 \cup A_2$ est exprimée par:

$$\mu_{A_1 \cup A_2}(x) = \text{Max}[\mu_{A_1}(x), \mu_{A_2}(x)] \quad (2-1)$$

- *Intersection*: la fonction d'appartenance $\mu_{A_1 \cap A_2}$ de l'ensemble $A_1 \cap A_2$ est exprimée par:

$$\mu_{A_1 \cap A_2}(x) = \text{Min}[\mu_{A_1}(x), \mu_{A_2}(x)] \quad (2-2)$$

- *Complémentation*: la fonction d'appartenance du complément du sous-ensemble flou A_1 notée $\mu_{\overline{A_1}}$ est donnée par:

$$\mu_{\overline{A_1}} = 1 - \mu_{A_1}(x) \quad (2-3)$$

- *Produit algébrique*: la fonction d'appartenance du produit algébrique des sous-ensembles flous A_1, A_2, \dots, A_n inclus respectivement dans E_1, E_2, \dots, E_n est exprimé par:

$$\mu_{A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \text{Min}[\mu_{A_1}(x_1), \dots, \mu_{A_n}(x_n)] \quad (2-4)$$

ou encore

$$\mu_{A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \mu_{A_1}(x_1) \cdot \mu_{A_2}(x_2) \cdot \dots \cdot \mu_{A_n}(x_n) \quad (2-5)$$

II.2.4- Relation floue

Considérons les ensembles E_1, E_2, \dots, E_n et désignons par x_1, x_2, \dots, x_n les éléments qui leur appartiennent respectivement. La relation floue d'ordre n est un sous-ensemble flou de $E_1 \times E_2 \times \dots \times E_n$ et exprimée comme suit:

$$R_{E_1 \times E_2 \times \dots \times E_n} = [(x_1, x_2, \dots, x_n), \mu_R(x_1, x_2, \dots, x_n)]$$

II.2.5- Composition de deux relations floues

Soient les deux relations floues R_1 dans $E_1 \times E_2$ et R_2 dans $E_2 \times E_3$, on définit la composition (**Sup-***) de R_1 et R_2 notée $R_1 \circ R_2$ par:

$$R_1 \circ R_2 = \left\{ \left[(e_1, e_3), \text{Sup} \left(\mu_{R_1}(e_1, e_2) * \mu_{R_2}(e_2, e_3) \right) \right], e_i \in E_i \right\}$$

où (*) représente une loi de composition pouvant être Min, produit, etc. [8]

II.2.6- Variable linguistique

Une variable linguistique y est un mot ou expression à laquelle on associe un ensemble T contenant les valeurs linguistiques qui décrivent son état. A chaque élément de T correspond un sous-ensemble flou de E_y avec sa fonction d'appartenance:

Si, par exemple, la vitesse d'un mobile est interprétée comme variable linguistique, T sera {très rapide, rapide, lent, très lent,...}. Chaque terme de T possède un sous-ensemble de l'ensemble référentiel $[0, 100 \text{ km/h}]$, en interprétant à titre d'exemple le terme "très rapide" par la vitesse dépassant 80 km/h et le terme "très lent" par la vitesse qui se rapproche de 30 km/h, etc.

Remarque

Toutes les propriétés de l'algèbre de Boole concernant les lois de composition: associativité, commutativité... sont valables pour les sous-ensembles flous excepté le tiers exclu et le non-contradiction ($A_1 \cap A_1 = \emptyset, A_1 \cup A_1 = E_r$) [12].

II.2.7- Logique floue

Dans la logique floue et le raisonnement d'approximation introduits par Zadeh, on distingue principalement deux formes de règles d'inférences floues appelées "generalised modus ponens" (GMP) et "generalised modus tollens" (GMT) [7].

Prémisse 1: x est A_1

Prémisse 2: si x est A_2 alors y est B_2 (GMP)

Conséquence: y est B_1

Prémisse 1: y est B_1

Prémisse 2: si x est A_2 alors y est B_2 (GMT)

Conséquence: y est A_1

Les règles d'implication utilisées pour le contrôle flou sont en particulier du type (GMP) lorsque $A_1 = A_2$ et $B_1 = B_2$.

II.2.8- Composition de règles d'inférence floues

Soit A_1 un sous-ensemble dans E_1 et R une relation floue dans $E_1 \times E_2$, la composition de A_1 et R est un sous-ensemble flou dans E_2 dont la fonction d'appartenance est:

$$\mu_{A \circ R}(e_2) = \max_{e_1 \in E_1} \min [\mu_{A_1}(e_1), \mu_R(e_1, e_2)] \quad (2-7)$$

II.3- Contrôleur flou

Dans la boucle de régulation représentée en figure (2.1), le contrôleur flou va déterminer à partir de ses entrées (e , de) la commande à appliquer au processus avec:

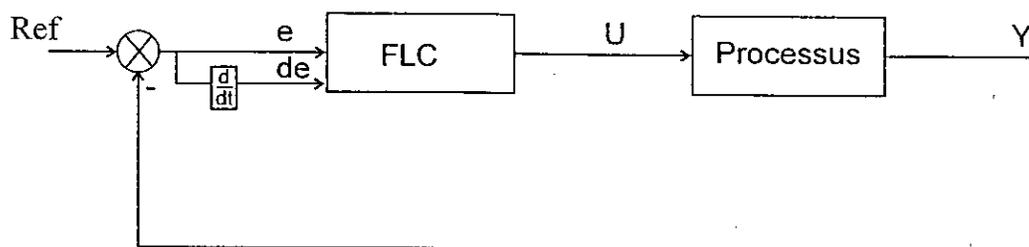


Figure 2.1: boucle de contrôle flou

$$e(kT) = \text{Ref}(kT) - Y(kT) \quad (2-8)$$

$$de(kT) = e(kT) - e((k-1)T) \quad (2-9)$$

où (e) représente l'erreur entre la consigne Ref et la sortie du processus Y et (de) représente sa variation entre deux périodes d'échantillonnage T .

A partir de ces deux entrées non floues (parfaitement connues), le FLC évalue la sortie à appliquer au processus à l'aide de règles linguistiques de la forme [si...alors] qu'on verra ci-après.

II.3.1- Structure de base d'un contrôleur flou

La figure (2.2) montre la structure de base d'un FLC du type SISO composé de:

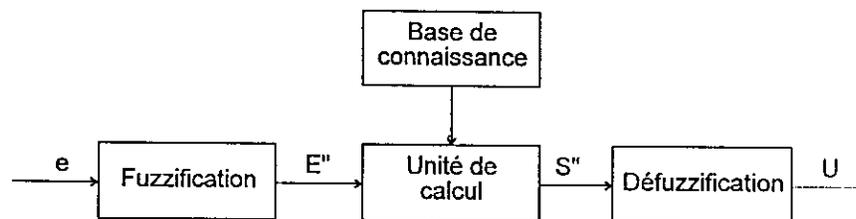


Figure 2.2: structure de base d'un FLC

- *la base de connaissance* qui est la matrice de relation M représentant la stratégie de commande exprimée sous la forme de lois d'inférences floues (règles de décision floues),
- *l'unité de calcul* (micro-contrôleur dans le cas général) qui génère en utilisant M une sortie floue S'' à partir d'une entrée floue E'' . La sortie sera calculée par une loi de composition d'inférences:

$$S'' = E'' \circ M \quad \text{où} \quad E'' \circ M \text{ est la composition de } E'' \text{ et } M$$

définie le plus souvent comme l'algorithme "Max-Min",

- *phase de fuzzification* qui consiste à convertir une erreur réelle (e) en une variable linguistique du type "Positive Big", "Négative Small", etc. A ces variables

linguistiques, on associe des sous-ensembles flous définis par leurs fonctions d'appartenance (de forme triangulaire ou trapézoïdale),

- *phase de défuzzification*: afin de produire une sortie de commande applicable au processus, il faut que la sortie floue S'' soit défuzzifiée c'est à dire convertie d'une variable linguistique en une variable réelle par la méthode du centre de gravité par exemple.

II.3.2- Règles de décision floues

Le comportement dynamique d'un processus contrôlé par un FLC est influencé par les règles de décision linguistiques établies sous la forme générale:

Si (conditions sont satisfaites) **alors** (décisions de contrôle sont prises).

Selon la figure (2.1), pour chacune des variables d'entrée du FLC (e , d_e) ayant les univers de discours E_R et dE , on associe à leurs valeurs linguistiques n sous-ensembles notés E_{Ri} et dE_i ($i = \overline{1, n}$ dans E_R et dE respectivement et $\mu_{E_{Ri}}$, μ_{dE_i} étant leurs fonctions d'appartenance respectives. Pour la variable de sortie du FLC, on associera de la même façon les sous-ensembles U_i dans U avec les fonctions d'appartenance μ_{U_i} .

Dans ce cas, les règles de décision floues auront la représentation syntaxique suivante:

Règle $_{i,j}$: **si** [e est E_jR_j et d_e est dE_i] **alors** u est $U_{i,j}$.

La représentation sous forme de table est faite en figure (2.3).

	ER ₁	ER ₂	...	ER _i	...	ER _m
dE ₁						
dE ₂						
...						
dE _i						
...						
dE _m						

Figure 2.3: table du contrôleur flou

L'implémentation des règles linguistiques [si...alors] est traduite par une implication floue dans ER x dE x U comme suit:

$$R_{i,j} = [ER_j \text{ et } dE_i] \rightarrow U_{i,j} \tag{2-10}$$

La fonction d'appartenance de l'implication floue R_{i,j} est définie par:

$$\mu_{R_{i,j}} \triangleq \mu_{(ER_j \text{ et } dE_i \rightarrow U_{i,j})}(e, de, u) \tag{2-11}$$

où: ER_j et dE_i est le sous-ensemble ER_j ∩ dE_i dans ER x dE, donc on a:

$$\mu_{R_{i,j}} = \mu_{(ER_j \cap dE_i \rightarrow U_{i,j})}(e, de, u) = \mu_{(ER_j \cap dE_i)}(e, de) \rightarrow \mu_{U_{i,j}}(u) \tag{2-12}$$

L'implication utilisée pour obtenir la prémisse α_{i,j} (2-13) de chacune des règles (2-10) est celle de Mamdani [10].

$$\alpha_{i,j} = \mu_{(ER_j \cap dE_i)}(e, de) = \text{Min}(\mu_{ER_j}(e), \mu_{dE_i}(de)) \tag{2-13}$$

α_{i,j} représente le taux de réalisation de chacune des règles (2-10) qui peuvent être regroupées et remplacées par une seule relation R telle que:

$$R = R_{11} \cup R_{12} \cup \dots \cup R_{ij} \cup \dots \cup R_{nm} \tag{2-14}$$

La sortie floue S'' du FLC est obtenue par la composition de la relation R et les entrées du contrôleur e et de comme ceci:

$$S'' = de \circ (e \circ R) \quad (2-15)$$

où \circ est la composition "Max-Min".

On effectue une opération de défuzzification à la sortie S'' par la méthode du centre de gravité, ainsi on aura:

$$u = \frac{\int_U u \mu_U(u) du}{\int_U \mu_U(u) du} \quad \text{dans le cas continu,}$$

$$\text{où} \quad \mu_U(u) = \text{Max} \left[\text{Min} \left(\alpha_{i,j}, \mu_{U_{i,j}}(u) \right) \right]$$

$$\text{et} \quad u = \frac{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n \mu_{U_{i,j}}(u) U_{i,j}}{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n \mu_{U_{i,j}}(u)} \quad \text{dans le cas discret.}$$

II.4- Application du FLC au système

Pour la commande en position avec le contrôleur flou appliqué à l'ensemble hacheur-moteur à courant continu, nous avons utilisé comme variables linguistiques l'erreur entre la consigne et la sortie notée e et la variation de l'erreur notée de en entrée et la commande U en sortie.

L'univers de discours de chacune des variables sera donné par la variation maximale possible pour le système, $[-1 \ 1]$ et sera réparti en sept classes notées:

NB	Negative Big
NM	Negative Medium
NS	Negative Small
Ze	Zero
PS	Positive Small
PM	Positive Medium
PB	Positive Big

Les règles de contrôle sont résumées dans la table de la figure (2.4).

		ER						
		NB	NM	NS	Ze	PS	PM	PB
dE	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	Ze
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	Ze	PS
	NS	NB	NB	NM	NS	Ze	PS	PM
	Ze	NM	NM	NS	Ze	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	Ze	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	Ze	PS	PM	PB	PB	PB
	PB	Ze	PS	PM	PB	PB	PB	PB

Figure 2.4: table de contrôle flou

La commande applicable au système est telle que N (Négative), P (Positive), indiquent le signe de la commande et B (Big), M (Medium), S (Small) indiquent le temps de fermeture des interrupteurs.

Chapitre III
Commande par mode de glissement

III.1- Introduction

Le progrès de l'électronique de puissance a permis l'élaboration de convertisseurs de l'énergie électrique présentant des caractéristiques très intéressantes (rapidité, rendement,...).

Cette conversion d'énergie est produite par la commutation rapide d'interrupteurs statiques tel que transistors, thyristors, etc., d'un état vers un autre.

Le hacheur en pont est un convertisseur qui permet d'alimenter l'induit du moteur à courant continu sous une tension continue variable.

Il est donc utile d'appliquer à ces systèmes dont le comportement est discontinu la technique des modes glissants associés aux systèmes à structure variable (SSV).

Le réglage par mode de glissement permet d'obtenir des lois de commande performantes et robustes [4].

La théorie des SSV et les modes glissants associés constitue une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation.

Les travaux du mathématicien soviétique A.G.FILLIPOV, sur les équations différentielles à second membre discontinu ont initié les SSV. Dans les années soixante, la théorie des SSV a été étudiée et développée exclusivement en Union Soviétique, ensuite de nombreuses recherches ont été menées ailleurs, soit pour développer la théorie, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [4].

III.2- Généralités sur le réglage par mode de glissement

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable. Il a fait l'objet d'études détaillées théoriques et pratiques dans le domaine des entraînements réglés.

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement, et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre d'où le phénomène de glissement.

Quelques propriétés des modes glissants:

- en mode de glissement, la dynamique du système à régler est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement,
- la théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue,
- la commande synthétisée est robuste par rapport aux variations de certains paramètres et aux perturbations.

III.2.1- Systèmes de réglage à structure variable

Dans les systèmes de réglage à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différentes.

III.2.1.1- Configuration avec changement de la structure par commutation entre deux retours d'état différents

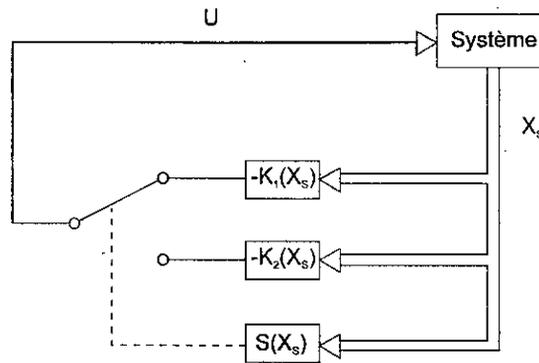


Figure 3.1: configuration par changement de retour d'état

La commande U est donnée suivant que S(X_s) est positif ou négatif.

$$U = \begin{cases} -K_1(X_s) & \text{si } S(X_s) > 0 \\ -K_2(X_s) & \text{si } S(X_s) < 0 \end{cases} \quad (3-1)$$

III.2.1.2- Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande

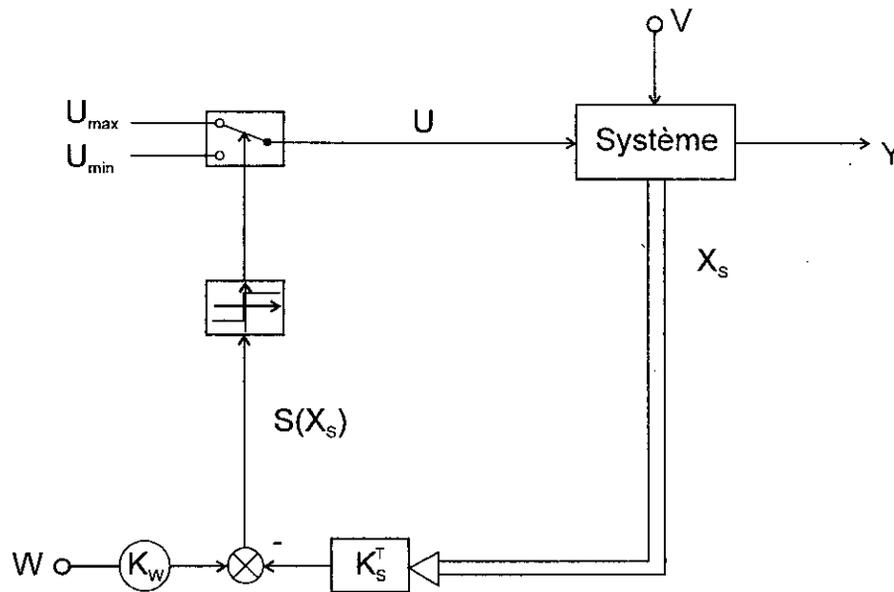


Figure 3.2: configuration par changement au niveau de l'organe de commande

La commande U commute entre U_{\max} et U_{\min} suivant une loi de commutation $S(X_S)$.

$$U = \begin{cases} U_{\max} & \text{si } S(X_S) > 0 \\ U_{\min} & \text{si } S(X_S) < 0 \end{cases} \quad (3-2)$$

où:
$$S(X_S) = -K_S^T X_S + K_W W \quad (3-3)$$

Cette configuration correspond le mieux à un réglage à deux positions, ce qui est le cas du convertisseur continu-continu (hacheur).

Dans ce type de configuration, il faut que la commutation se fasse à une fréquence très élevée (théoriquement infinie) de sorte que le système de réglage travaille en mode de glissement [1].

Le comportement dynamique du système est alors déterminé par la condition de la loi de commutation:

$$S(X_S) = 0 \quad (3-4)$$

III.3- Application des régimes glissants au cas linéaire

III.3.1- Commande sans régulateur intégrateur

● Surface de glissement

Le choix d'une loi de commutation $S(X_S)$ par retour d'état facilite l'obtention de la dynamique désirée en mode de glissement. L'équation (3-3) donne la surface de glissement dont les paramètres, à part celui de l'intervention directe de la grandeur de consigne K_W , sont déterminés à partir d'un placement de pôles en boucle fermée du système en mode de glissement. K_W est déterminé à partir de l'équation d'état en régime stationnaire [1].

Le système linéaire est décrit par les équations d'état:

$$\dot{X}_S = A_S X_S + B_S U + B_{SV} V \quad (3-5)$$

$$Y = C_S^T X_S \quad (3-6)$$

Avec la commande discontinue U donnée par l'équation (3-2).

● Grandeur de commande équivalente

Le mode de glissement existe lorsque les commutations se produisent continûment entre U_{\max} et U_{\min} à une fréquence infiniment élevée et par conséquent, le vecteur d'état X_S suit une trajectoire respectant la condition (3-4), d'où l'on a:

$$\frac{d}{dt} [s(X_S)] = 0 \quad (3-7)$$

Ceci implique:

$$-K_S^T (A_S X_S + B_S U + B_{SV} V) + K_W \dot{W} = 0 \quad (3-8)$$

Afin que l'équation (3-8) soit vérifiée à tout instant, il faut que la grandeur de commande U prenne une valeur bien déterminée qu'on désigne par la grandeur de commande équivalente.

$$U_{eq} = \frac{-1}{K_S^T B_S} K_S^T (A_S X_S + B_{SV} V) + \frac{1}{K_S^T B_S} K_W \dot{W} \quad (3-9)$$

à condition que cette relation soit vérifiée:

$$K_S^T B_S \neq 0 \quad (3-10)$$

qui est la condition de transversalité intrinsèque pour l'apparition du mode de glissement.

U_{eq} est une loi continue représentant la moyenne des commutations rapides entre U_{\max} et U_{\min} . On formule ainsi une condition d'existence des modes glissants. En effet, il faut que:

$$U_{\min} \leq U_{eq} \leq U_{\max} \quad (3-11)$$

● Equation d'état en mode de glissement

L'équation d'état en mode de glissement est obtenue en remplaçant U de l'équation (3-5) par U_{eq} de l'équation (3-9), on aura donc:

$$\dot{X}_S = A_S^* X_S + B_{SV}^* V + B_W^* \dot{W} \quad (3-12)$$

avec:

$$A_S^* = \left[I - \frac{1}{K_S^T B_S} B_S K_S^T \right] A_S \quad (3-13)$$

$$B_{SV}^* = \left[I - \frac{1}{K_S^T B_S} B_S K_S^T \right] B_{SV} \quad (3-14)$$

$$B_W^* = \frac{1}{K_S^T B_S} K_W B_S \quad (3-15)$$

La matrice A_S^* est singulière et elle impose la dynamique du système en mode de glissement.

III.3.2- Commande avec régulateur intégrateur

● Surface de glissement

Pour éliminer l'écart en régime stationnaire entre la consigne et la grandeur à régler, on introduit dans la structure de la figure (3-2) un régulateur intégrateur représenté par la variable d'état X_R et le coefficient K_R dans la loi de commutation comme suit:

$$S(X) = -K^T X + K_W W \quad (3-16)$$

où X est le vecteur d'état augmenté tel que:

$$X^T = [X_S^T \ X_R] \quad (3-17)$$

et

$$K^T = [K_S^T - K_R] \quad (3-18)$$

Le vecteur ligne des coefficients du retour d'état (3-18) est déterminé par un placement de pôles en boucle fermée quant à K_W , il est choisi de telle sorte que le domaine de glissement contient la région de fonctionnement désirée [3].

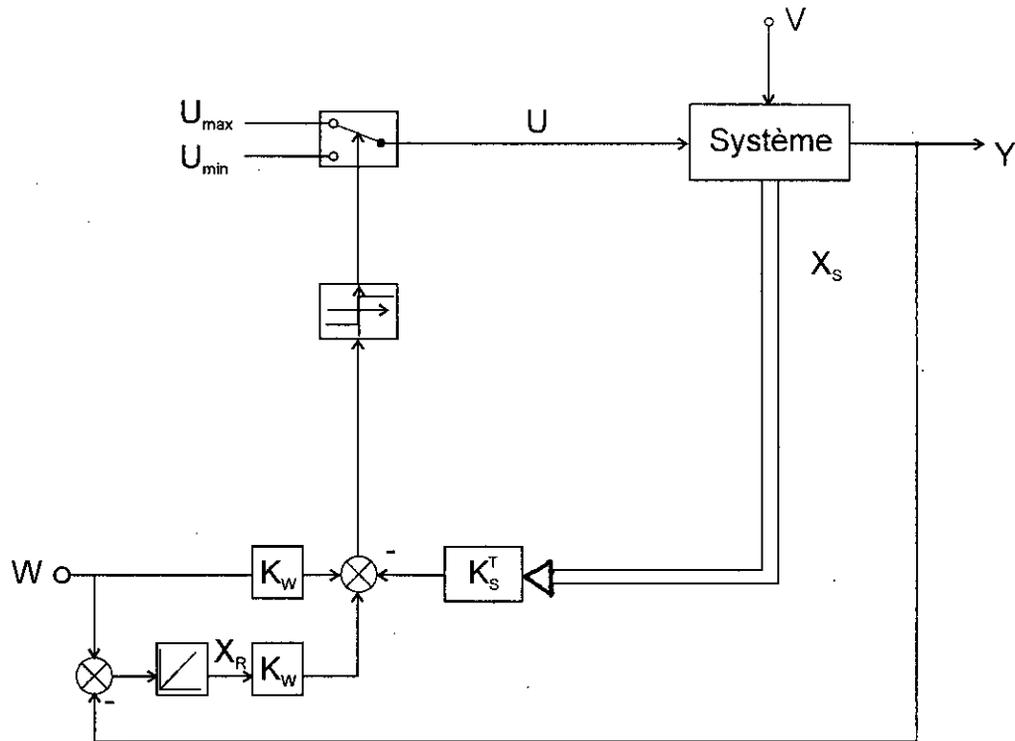


Figure 3.3: configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur

Le régulateur intégrateur peut être décrit par l'équation différentielle:

$$\frac{dX_R}{dt} = \frac{1}{T_i}(W - Y) = \frac{1}{T_i}(W - C^T X) \quad (3-19)$$

L'équation d'état du système avec régulateur intégrateur devient alors:

$$\dot{X} = AX + BU + B_V V + B_W W \quad (3-20)$$

$$Y = C^T X$$

avec:

$$A = \begin{bmatrix} A_S & 0 \\ -\frac{C_S^T}{T_i} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} B_S \\ 0 \end{bmatrix}, B_V = \begin{bmatrix} B_{SV} \\ 0 \end{bmatrix}, B_W = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix}, C^T = \begin{bmatrix} C_S^T & 0 \end{bmatrix} \quad (3-21)$$

Grandeur de commande équivalente

Avec la configuration de la figure (3-3), l'apparition du mode de glissement est également possible, pour cela la condition pour que (3-16) soit nulle est vérifiée. Ce qui implique que sa dérivée s'annule aussi, on a donc:

$$-K^T[AX + BU + B_V V + B_W W] + K_W \dot{W} = 0 \quad (3-22)$$

d'où l'on tire en posant $U=U_{eq}$, la grandeur de commande équivalente:

$$U_{eq} = -\frac{1}{K^T B} K^T [AX + B_V V + B_W W] + \frac{1}{K^T B} K_W \dot{W} \quad (3-23)$$

une condition intrinsèque pour que le mode de glissement apparaisse est que:

$$K^T B \neq 0 \quad (3-24)$$

$$\text{En plus, il faut que: } U_{\min} \leq U_{eq} \leq U_{\max} \quad (3-25)$$

● Equation d'état en mode de glissement avec régulateur intégrateur

De la même manière qu'au paragraphe (III.3.1); en remplaçant U de l'équation (3-20) par U_{eq} (eq.3-23), on obtient l'équation d'état en mode de glissement avec l'action intégrale sous la forme:

$$\dot{X} = A^* X + B_V^* V + B_W^* W + B_{\dot{W}}^* \dot{W} \quad (3-26)$$

avec:

$$A^* = \left[I - \frac{1}{K^T B} B K^T \right] A \quad (3-27)$$

$$B_V^* = \left[I - \frac{1}{K^T B} B K^T \right] B_V \quad (3-28)$$

$$B_W^* = \left[I - \frac{1}{K^T B} B K^T \right] B_W \quad (3-29)$$

$$B_{\dot{W}}^* = \frac{1}{K^T B} K_W B \quad (3-30)$$

Dans ce cas également, la matrice A^* est singulière.

III.4- Application des régimes glissants au système

Le modèle du système linéaire (1.5) avec la commande U appartenant à l'ensemble discret $\{-1,1\}$ est un modèle à second membre discontinu. La résolution est donc faite par la technique de la commande équivalente.

III.4.1- Commande sans régulateur intégrateur

● Surface de glissement

La surface de glissement est donnée par le retour d'état suivant:

$$S(X_S) = -K_1 i_a - K_2 n - K_3 \theta + K_w W \quad (3-31)$$

avec une logique de commutation:

$$U = \begin{cases} 1 & \text{si } S(X_S) > 0 \\ -1 & \text{si } S(X_S) < 0 \end{cases} \quad (3-32)$$

W étant constante.

La condition de transversalité est donnée par:

$$K_S^T B_S = [-K_1 - K_2 - K_3] \begin{bmatrix} \frac{e_s}{r_a T_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = -\frac{K_1 e_s}{r_a T_a}$$

$$\forall t \quad e_s \neq 0 \text{ et } K_1 \neq 0 \Rightarrow K_S^T B_S \neq 0 \quad (3-33)$$

L'implication (3-33) est vérifiée, par conséquent le régime glissant existe pour la surface donnée ci-dessus (3-31).

● Grandeur de commande équivalente

Les conditions d'invariance (3-4) et (3-7) donnent la commande équivalente, soit:

$$U_{eq} = \frac{r_a T_a}{e_s} \left[\left(\frac{1}{T_a} - \frac{K_2}{K_1 T_m} \right) i_a + \left(\frac{1}{r_a T_a} - \frac{K_3}{K_1 T_\theta} \right) n + \frac{K_2}{K_1 T_m} m_r \right] \quad (3-34)$$

telle que $-1 \leq U_{eq} \leq 1$

Equation d'état en mode de glissement

L'équation d'état en mode de glissement est obtenue en remplaçant la commande discontinue U du système (1-5) par (3-34), on obtient donc:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} ia \\ n \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_2}{K_1 T_m} & -\frac{K_3}{K_1 T_\theta} & 0 \\ \frac{1}{T_m} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_\theta} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ia \\ n \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_2}{K_1 T_m} \\ -\frac{1}{T_m} \\ 0 \end{bmatrix} m_r \quad (3-35)$$

de la forme: $\dot{X}_S = A_S^* X_S + B_{SV}^* V$

III.4.2- Commande avec régulateur intégrateur

Avec l'action intégrale introduite pour annuler l'écart en régime stationnaire:

$$e = W - \theta$$

le modèle d'état du système devient:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} ia \\ n \\ \theta \\ X_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_a} & -\frac{1}{r_a T_a} & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_m} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_\theta} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ia \\ n \\ \theta \\ X_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_s \\ \frac{e_s}{r_a T_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{T_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} m_r + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} W \quad (3-36)$$

il est de la forme: $\dot{X} = AX + BU + B_V V + B_W W$

● Surface de glissement

La surface de glissement est donnée par le retour d'état suivant:

$$S(X) = -K_1 ia - K_2 n - K_3 \theta + K_R X_R + K_W W \quad (3-37)$$

écrite sous la forme:

$$S(X) = -K^T X + K_W W$$

où $K^T = [+K_1 + K_2 + K_3 - K_R]$ sera déterminé par un placement de pôles en boucle fermée du système en mode de glissement.

● Grandeur de commande équivalente

Les conditions d'invariance $S(X) = 0$ et $\frac{d}{dt}[S(X)] = 0$ donnent la commande équivalente:

$$U_{eq} = \frac{r_a T_a}{e_s} \left[\left(\frac{1}{T_a} - \frac{K_2}{K_1 T_m} \right) i_a + \left(\frac{1}{r_a T_a} - \frac{K_3}{K_1 T_\theta} \right) n - \frac{K_R}{K_1 T_i} \theta + \frac{K_2}{K_1 T_m} m_r + \frac{K_R}{K_1 T_i} W \right] \quad (3-38)$$

● L'équation d'état en mode de glissement

En remplaçant U par l'expression de U_{eq} dans l'équation (3-39), on obtient l'équation d'état en mode de glissement.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ n \\ \theta \\ X_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_2}{K_1 T_m} & -\frac{K_3}{K_1 T_\theta} & \frac{K_R}{K_1 T_i} & 0 \\ \frac{1}{T_m} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_\theta} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ n \\ \theta \\ X_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_2}{K_1 T_m} \\ \frac{1}{T_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} m_r + \begin{bmatrix} \frac{K_R}{K_1 T_i} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} W \quad (3-39)$$

de la forme : $\dot{X} = A^* X + B_V^* V + B_W^* W$

III.4.3- Synthèse de la surface de glissement par placement des pôles

L'expérience a montré combien il est avantageux de synthétiser la surface de glissement par imposition des pôles en boucle fermée. Le choix des pôles est délicat puisqu'il doit répondre à plusieurs exigences: satisfaire les performances du cahier de charge d'une part et tenir compte du domaine nécessaire pour le mode de glissement d'autre part.

● Synthèse sans régulateur intégrateur

L'équation caractéristique $P(S)$ du système (3-35) est:

$$P(S) = \det[SI - A_S^*] = S \left(S^2 + \frac{K_2}{K_1 T_m} S + \frac{K_3}{K_1 T_m T_\theta} \right) \quad (3-40)$$

D'après (3-40), il faut trois pôles pour imposer la dynamique du système. L'un des pôles est à l'origine, les deux autres sont choisis complexes conjugués: $P_{1,2} = -\alpha \pm j\beta$.

Le polynôme caractéristique imposé est donc:

$$P(S) = S(S^2 + (\alpha + \beta)S + \alpha^2 + \beta^2) \quad (3-41)$$

Par identification entre (3-40) et (3-41), il vient:

$$\frac{K_1}{K_3} = \frac{1}{(\alpha^2 + \beta^2) T_m T_\theta} \quad (3-42)$$

$$\frac{K_2}{K_3} = \frac{(\alpha + \beta)}{(\alpha^2 + \beta^2) T_\theta} \quad (3-43)$$

et K_W est obtenu à partir de l'équation d'état en régime stationnaire

$$K_W = K_3.$$

Remarque

Dans le polynôme caractéristique (3-40), on remarque que les paramètres r_a , T_a et e_S du système n'interviennent pas tandis que les paramètres T_m , T_θ et K_S^T influencent la dynamique du système par leur apparition dans l'équation (3-40).

A priori, on conclut que la commande ainsi synthétisée est robuste par rapport aux variations de la source de tension d'alimentation e_S du hacheur et celles des paramètres r_a et T_a .

● Synthèse avec régulateur intégrateur

L'équation caractéristique du système (3-39) est:

$$P(S) = \det[SI - A^*] = S \left(S^3 + \frac{K_2}{K_1 T_m} S^2 + \frac{K_3}{K_1 T_m T_\theta} S + \frac{K_R}{K_1 T_m T_\theta T_i} \right) \quad (3-44)$$

D'après (3-44), il existe quatre pôles dont un est à l'origine.

Les pôles à imposer sont: $P_0 = 0$, $P_1 = -\gamma$, $P_{2,3} = -\alpha \pm \beta$ l'équation caractéristique correspondante est:

$$P(S) = S[S^3 + (2\alpha + \gamma)S^2 + (\alpha^2 + \beta^2 + 2\alpha\gamma)S + (\alpha^2 + \beta^2)\gamma] \quad (3-45)$$

Par identification des équations (3-44) et (3-45), on déduit:

$$\frac{K_1}{K_3} = \frac{1}{(\alpha^2 + \beta^2 + 2\alpha\gamma)\Gamma_m T_\theta} \quad (3-46)$$

$$\frac{K_2}{K_3} = \frac{2\alpha + \gamma}{(\alpha^2 + \beta^2 + 2\alpha\gamma)\Gamma_\theta} \quad (3-47)$$

$$\frac{K_R}{K_3} = \frac{\gamma(\alpha^2 + \beta^2)\Gamma_i}{\alpha^2 + \beta^2 + 2\alpha\gamma} \quad (3-48)$$

Même remarque que précédemment, mais en plus, la dynamique du système tient compte de l'action intégrale à travers le coefficient K_R et la constante de temps d'intégration T_i .

III.5 Réalisation pratique du réglage par mode de glissement appliqué au système

III.5.1- Introduction

La réalisation pratique du système fonctionnant en mode de glissement nécessite d'une part la limitation de certaines grandeurs d'état lors de grandes variations de la grandeur de consigne pour assurer sa bonne fiabilité et d'autre part la prise en considération du fait que les interrupteurs statiques disponibles commutent à une fréquence maximale finie.

III.5.2- Fonctionnement avec limitation

III.5.2.1- Limitation sans régulateur intégrateur

Pour limiter le courant d'induit i_a et la vitesse de rotation n du moteur à courant continu, on fait appel à deux limiteurs comme le montre la figure (3.4).

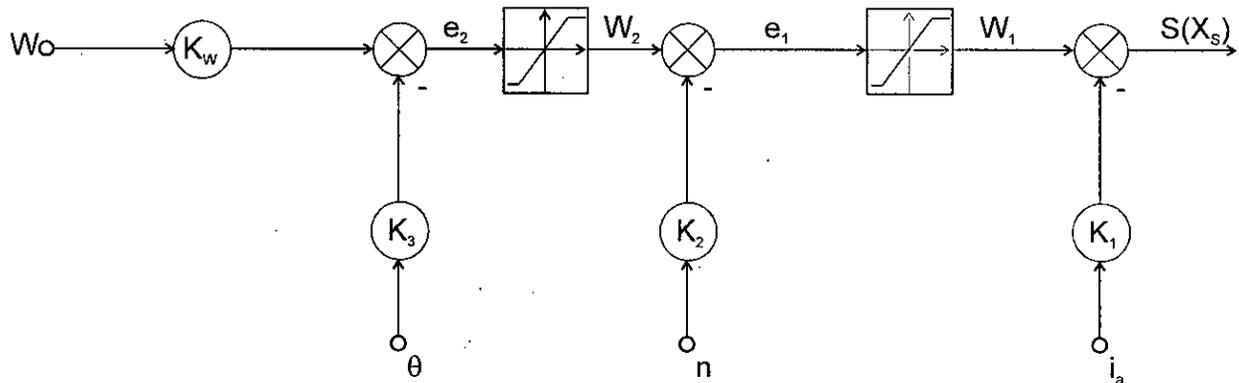


Figure 3.4: limitation du courant et de la vitesse sans action intégrale

Chaque limiteur fournit une grandeur de consigne W_i égale à :

$$\left. \begin{aligned} W_i &= W_{i \max} \text{ pour } e_i > W_{i \max} \\ W_i &= e_i \text{ pour } W_{i \min} \leq e_i \leq W_{i \max} \\ W_i &= W_{i \min} \text{ pour } e_i < W_{i \min} \end{aligned} \right\} i = \overline{1,2} \quad (3-49)$$

avec

$$\begin{aligned} e_1 &= W_2 - K_2 n, & W_{1 \lim} &= K_1 i_{\lim} \\ e_2 &= K_w W - K_3 \theta, & W_{2 \lim} &= K_2 n_{\lim} \end{aligned}$$

● Comportement dynamique du système en limitation

Lors de la limitation, la variable θ n'est pas incluse dans la contre-réaction d'état d'où on a :

$$K_S^T = [K_1 \quad K_2 \quad 0]$$

Pour l'étude du comportement dynamique du système fonctionnant avec la limitation de la vitesse et du courant d'induit, on traite séparément la limitation de chacune des grandeurs déjà citées.

En limitation du courant i_a , on a: $K_S^T = [K_1 \ 0 \ 0]$

avec donc $K_2 = 0$ et $K_3 = 0$, le système d'équations en mode de glissement (3-35) devient:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ n \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_m} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_\theta} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ n \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{T_m} \\ 0 \end{bmatrix} m_r \quad (3-50)$$

En décomposant (3-50), on a en particulier:

$$\frac{di_a}{dt} = 0$$

ce qui prouve que le courant i_a est limité à une valeur constante qu'on note i_{lim} ($i_{lim} = i_{max}$ ou i_{min}). Les deux autres grandeurs varient exponentiellement en fonction du temps.

Lorsqu'on limite également la vitesse n , on a:

$$K_S^T = [K_1 \ K_2 \ 0]$$

Le système (3-35) en mode de glissement avec cette fois $K_3 = 0$ devient:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ n \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_R}{K_1 T_m} & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_m} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_\theta} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ n \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_2}{K_1 T_m} \\ -\frac{1}{T_m} \\ 0 \end{bmatrix} m_r \quad (3-51)$$

Par décomposition de (3-51), on a:

avec

$$e_{c1} = e_1 - W_1, \quad e_{c2} = e_2 - W_2$$

Pour une bonne correction, les coefficients K_{c1} , K_{c2} doivent être très élevés mais pratiquement ils doivent rester finis pour éviter des instabilités dues aux effets des phénomènes non pris en compte par le modèle linéaire [1].

III.6- Simulation et résultats

Les tests de simulation à l'aide du logiciel SIMNON ont permis d'évaluer les performances de la commande et de soumettre le système à une série de tests afin de démontrer la robustesse vis-à-vis des variations de certains paramètres. La figure (3.6) montre la réponse du système à vide à un échelon de position $W = 0.5$ P.U avec un temps de réponse de 1 s et une erreur statique pratiquement nulle. La commande équivalente correspondante vérifie la condition $-1 \leq U_{eq} \leq 1$ qui prouve l'existence du mode de glissement.

Pour plusieurs valeurs de consigne, les performances dynamiques ne se sont pas détériorées selon la figure (3.7).

L'analyse de la robustesse du système vis-à-vis des variations de chacune des grandeurs r_a et e_s a donné les résultats qui suivent:

- le système est robuste par rapport à r_a variant dans une plage de 0,018 à 0,080, fig. (3.8 & 3.9),
- le système est robuste par rapport aux variations de e_s , fig. (3.10 & 3.11).

En figure (3.12), un couple résistant est appliqué avec une valeur $m_r = 0.8$ P.U à l'instant $t = 3$ s. Une légère diminution de la position angulaire est enregistrée ainsi que de la vitesse à cause des chutes de tension dans le circuit d'induit.

Lors du fonctionnement en limitation du courant à $i_{\max} = 2 \text{ P.U}$ et $i_{\min} = -2 \text{ P.U}$ et de la vitesse à $n_{\max} = 1.2 \text{ P.U}$ et $n_{\min} = -1.2 \text{ P.U}$, le mode de glissement existe toujours et les caractéristiques dynamiques sont restées inchangées avec une imposition de pôles à $P_{1,2} = 5 (1 \pm j)$.

III.7- Conclusion

Nous avons montré par des tests de simulation, la robustesse de la loi de commande aux perturbations au niveau de la tension d'entrée e_s et d'autres paramètres.

Afin de protéger le système contre les trop fortes variations du courant et de la vitesse de démarrage, l'introduction d'une limitation sur chacune des grandeurs déjà citées devient indispensable, d'où un placement de pôles adéquat a été envisagé.

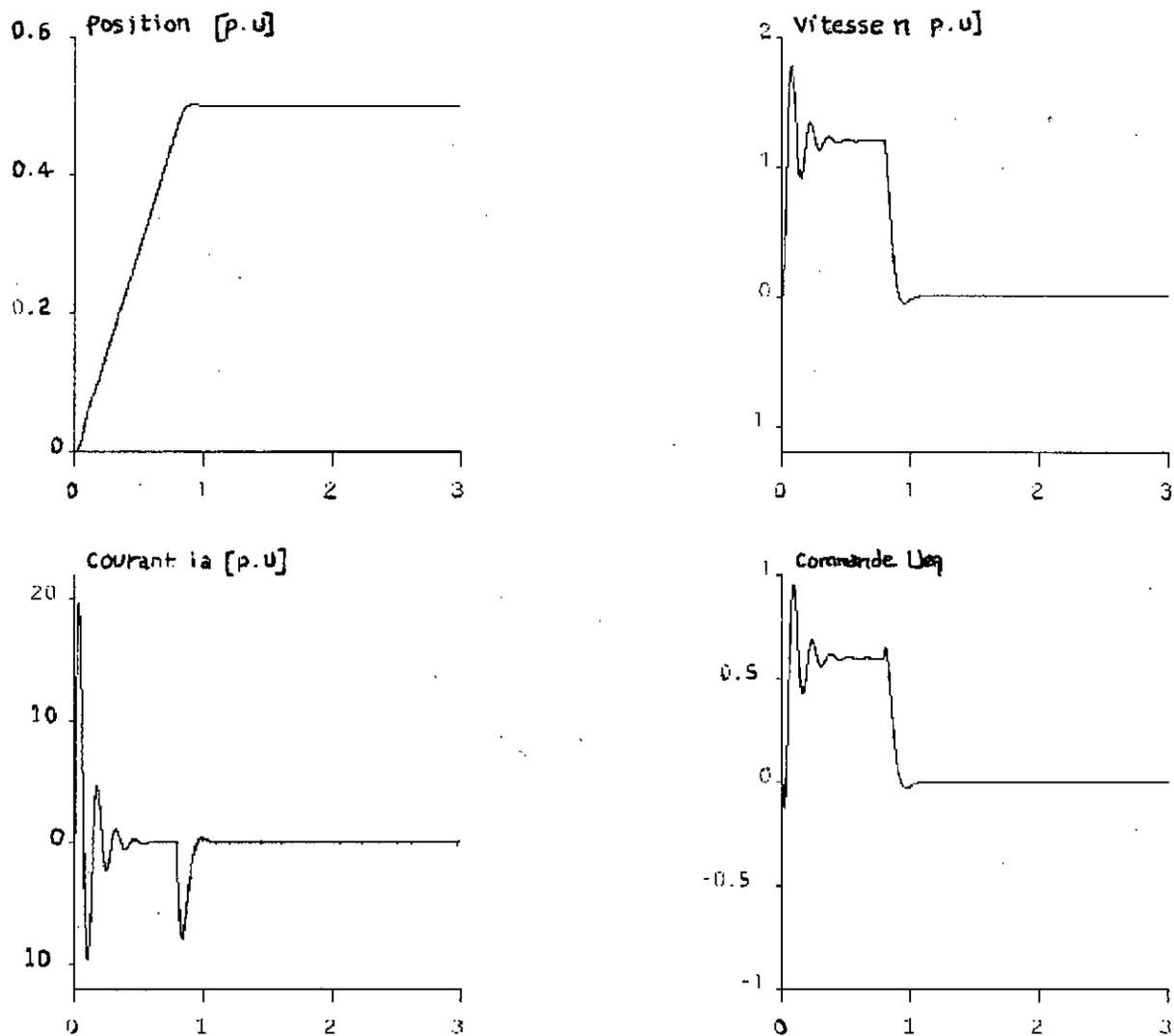


Figure 3.6: Réponses du système à vide à un échelon de position $W=0.5$ P.U et un placement de pôles à $P_{1,2}=20 (1 \pm j)$

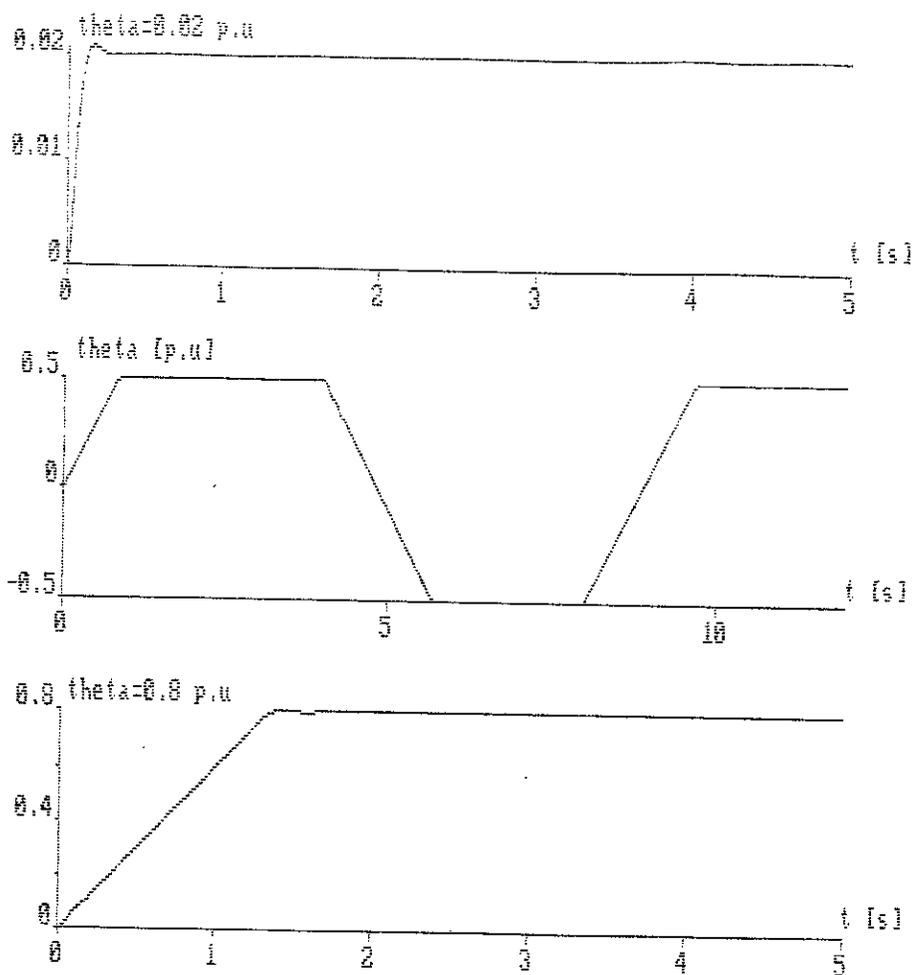


Figure 3.7: Test de poursuite de consignes

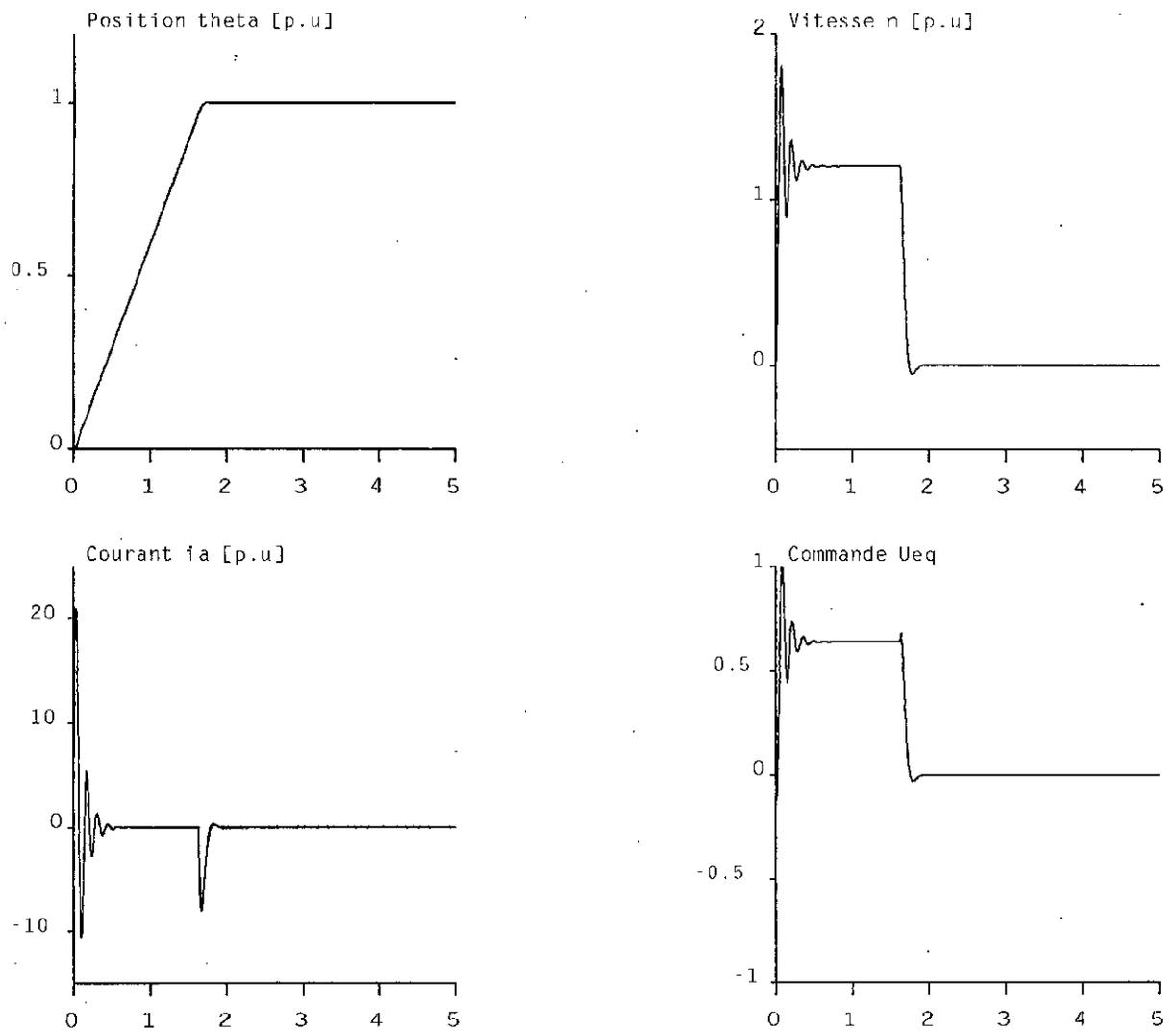


Figure 3.8: réponses du système à vide pour $r_a = 0.018$ P.U

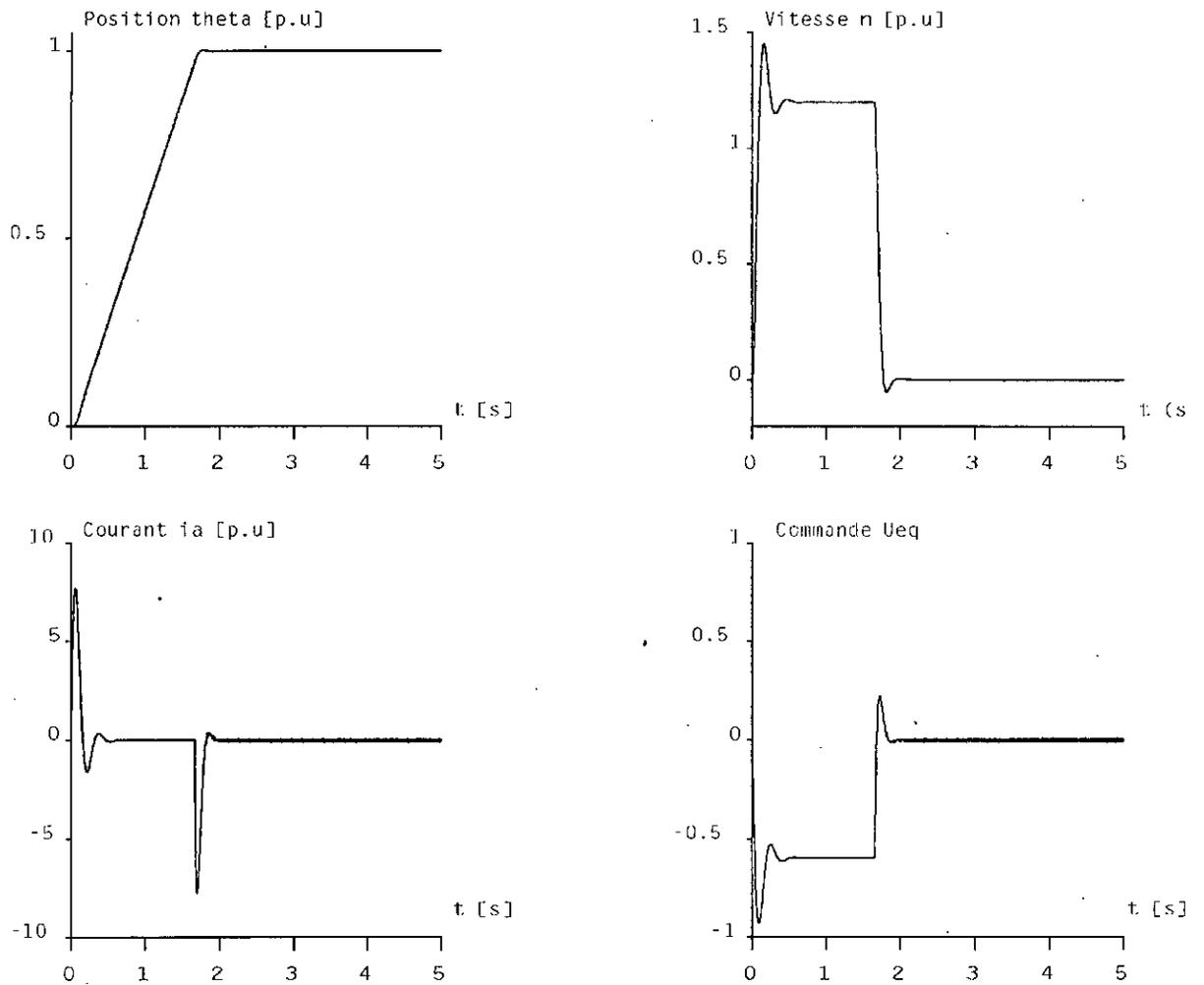


Figure 3.9: réponses du système à vide pour $r_a = 0.0.8$ P.U

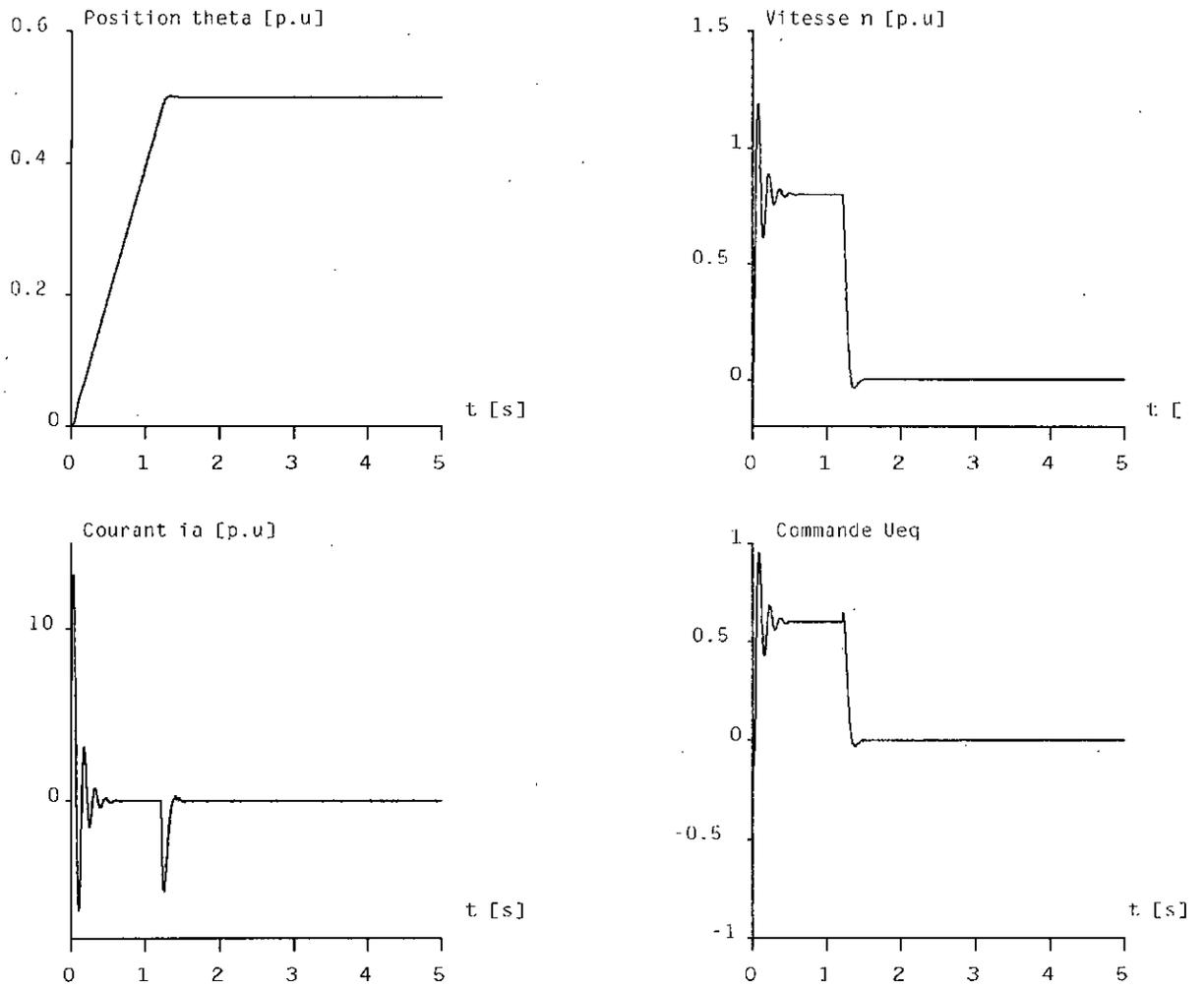


Figure 3.10: réponses du système à vide pour $e_s = 0.8$ P.U

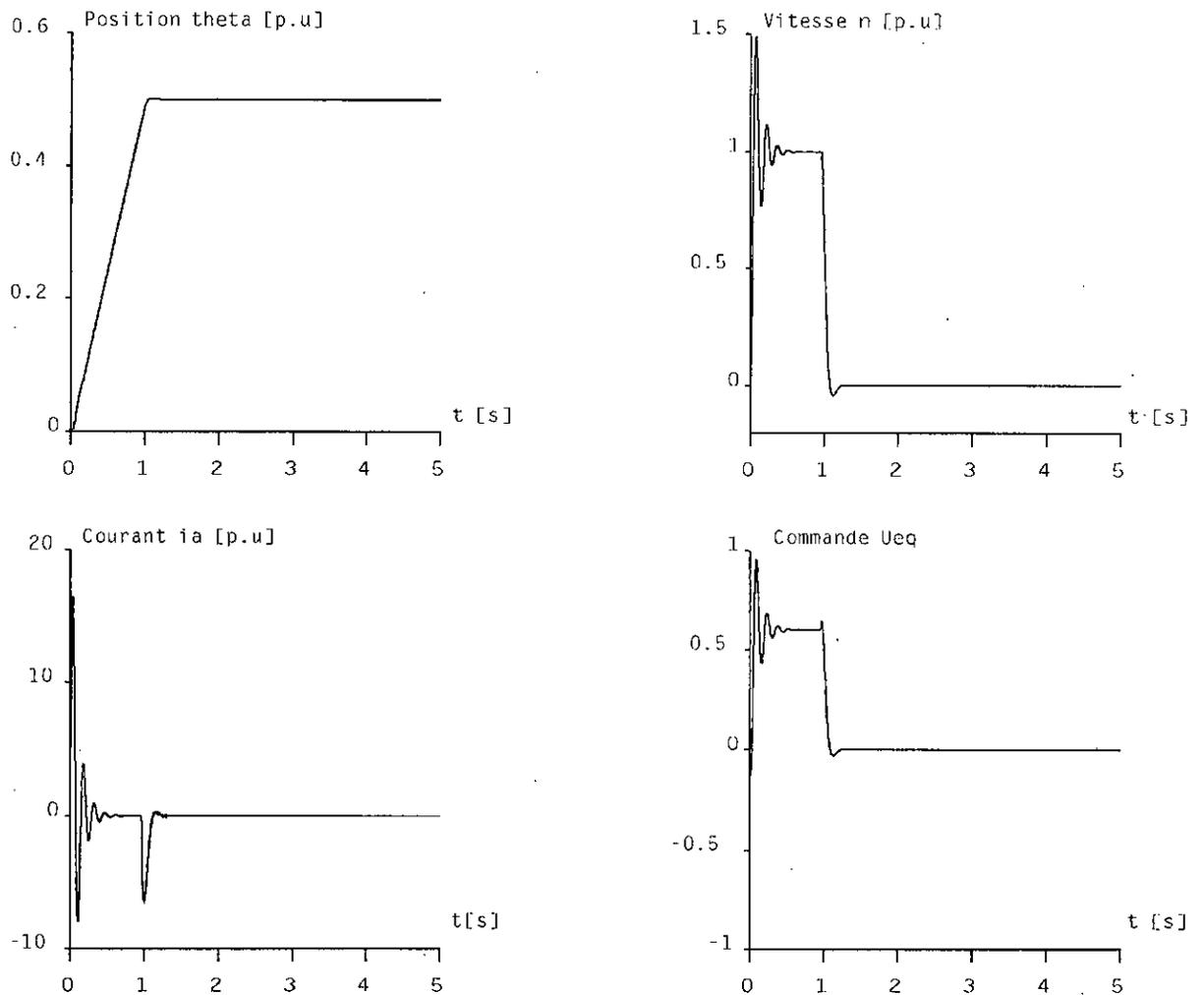


Figure 3.11 : réponses du système avec une perturbation sur la tension d'entrée telle que: $e_s = 1$ P.U pour $t < 3$ s et $e_s = 0.6$ P.U ailleurs

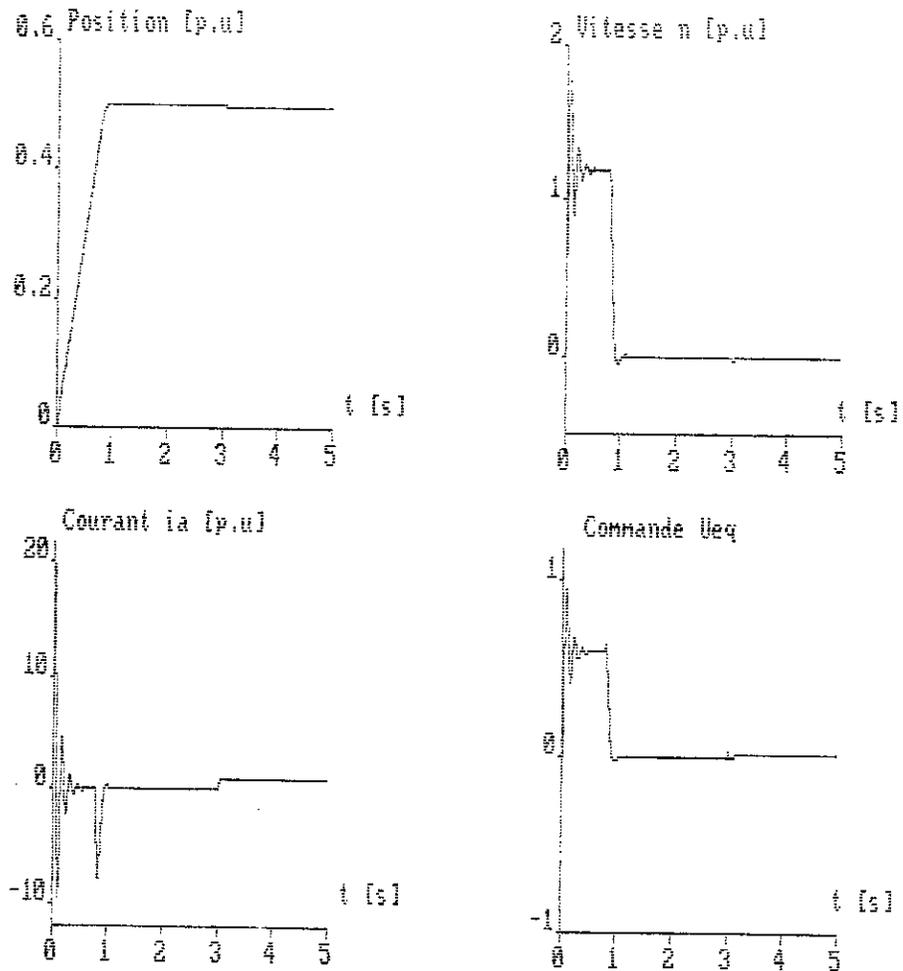


Figure 3.12: réponses du système fonctionnant en charge à partir de l'instant $t = 3$ s

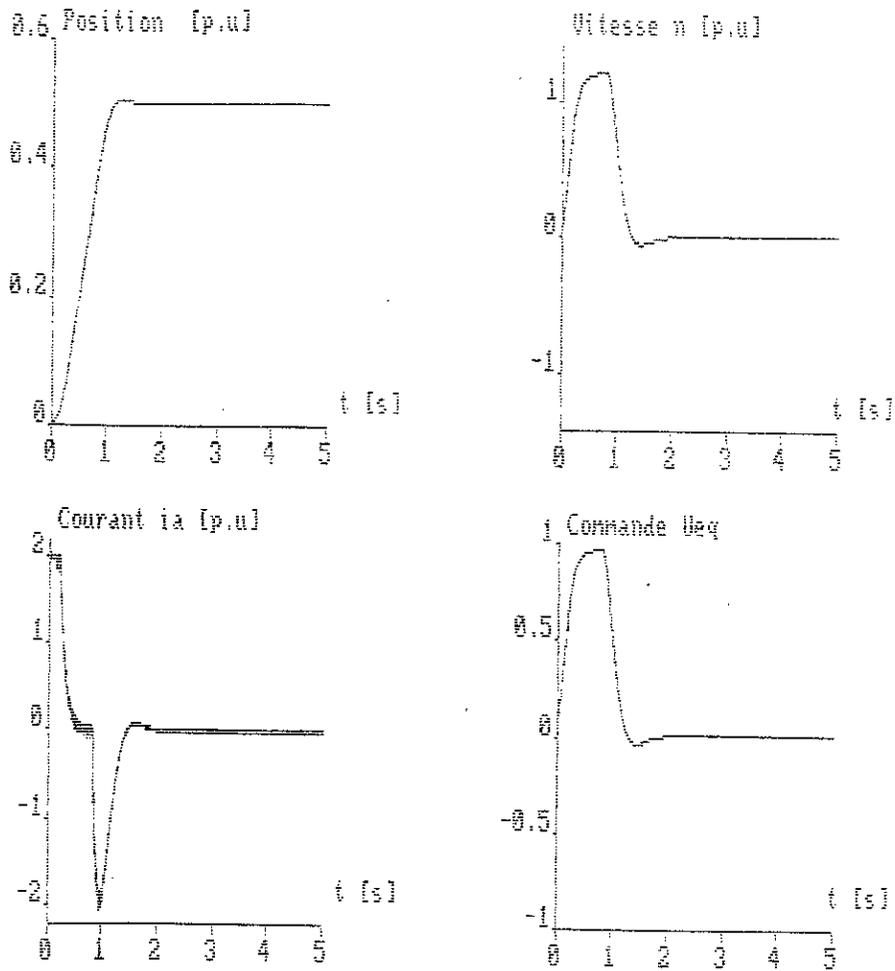


Figure 3.13: Fonctionnement en limitation

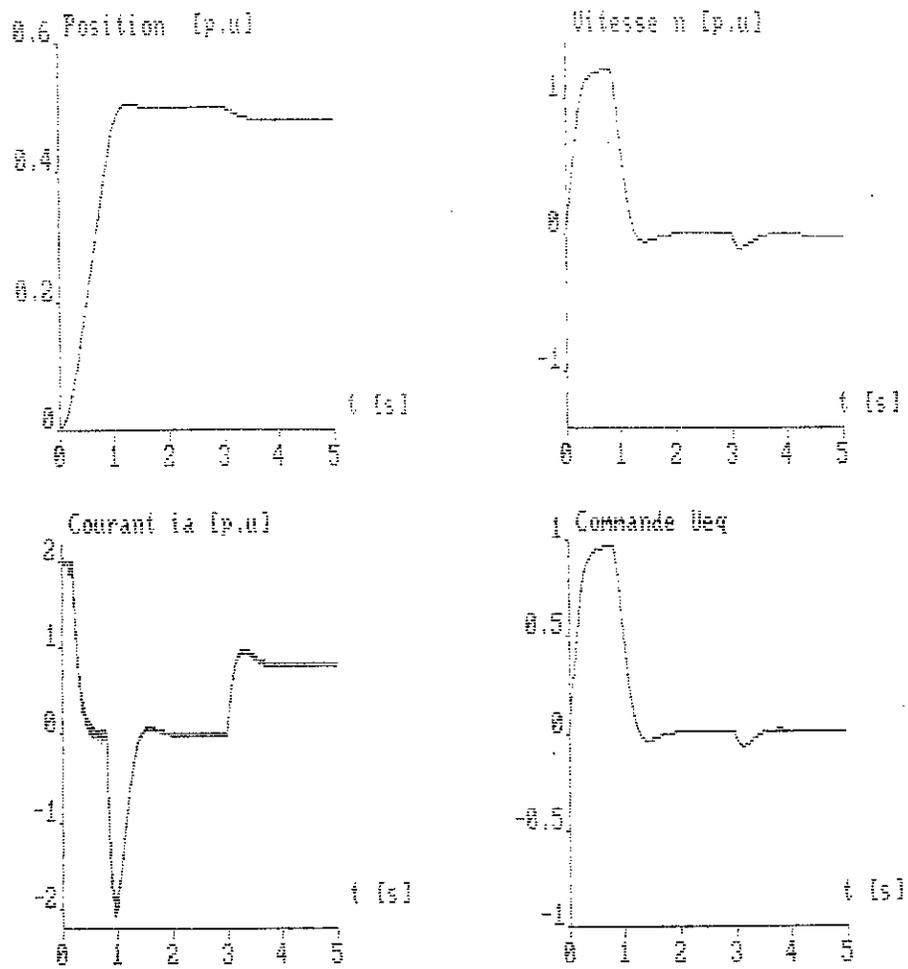


Figure 3.14: Fonctionnement en limitation avec un couple résistant $m_r = 0.8$ P.U appliqué à l'instant $t = 3$ s

Conclusion générale

Les résultats de simulation ont montré que la technique des modes glissants s'adapte bien au système à structure variable et offre l'avantage de la robustesse et surtout la simplicité de l'implémentation de l'algorithme de commande.

Néanmoins, cette technique présente des problèmes pour son application pratique étant donné que la commande par mode de glissement est synthétisée avec une fréquence théoriquement infinie alors qu'en réalité la fréquence de commutation des organes de commande disponibles jusqu'à présent est finie.

Pour cela, il existe le mode de glissement réel en imposant une fréquence de commutation qui produira une hystérèse sur la loi de commande.

Annexes

Pour les tests de simulation, nous avons utilisé pour les paramètres du système les valeurs numériques suivantes:

$$r_a = 0.02 \text{ P.U}$$

$$T_a = 0.05 \text{ s}$$

$$T_m = 0.5 \text{ s}$$

$$T_\theta = 2 \text{ s}$$

Ceux-ci concerne le moteur à courant continu, quant au hacheur en pont, sa tension d'alimentation est:

$$e_s = 1.2 \text{ P.U}$$

Bibliographie

- [1] **BIGAND A., GOUREAU P., KALEMKARIAN J., 1994**, « Contrôle flou d'un procédé de soudage », ENSAM, LILLE.
 - [2] **BOR-RENLIN, HOFT R.G., 1994**, « Neural networks and fuzzy logic in power-electronics », Vol.2, N°1, Control Eng. Practise.
 - [3] **BOSCOLO A., MANGIAVACCHI C., DRIUS F., GOIAK M., 1992**, « Fuzzy controller for generally loaded DC electric motor », IFAC, Intelligent Components and Instruments for Control Application, Malago, Spain.
 - [4] **BOUDJEMAA Farès, 1991**, « Commande par mode de glissement, application aux convertisseurs électriques », thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France.
 - [5] **BÜHLER H., 1986**, « Réglage par mode de glissement », Complément au traité d'électricité, édition 1, presses polytechniques romandes, Lausanne.
 - [6] **BÜHLER H., 1987**, « Electronique de réglage et de commande », traité d'électricité, Vol.XVI, presses polytechniques romandes, Lausanne.
 - [7] **BÜHLER H., 1988**, « Conception de systèmes automatiques », complément au traité d'électricité, édition 1, presses polytechniques romandes, Lausanne.
 - [8] **CHUEN CHIEN LEE, 1990**, « Fuzzy logic in control systems: logic controller - Part I », IEEE transactions on systems, man and cybernetics, Vol. 20, N°2, March/April.
 - [9] **DERADJI, NOR, 1993**, « Commande par mode de glissement d'un convertisseur électrique utilisé en onduleur et en hacheur associé à un générateur photovoltaïque », PFE, ENP d'Alger.
 - [10] **GATEAU G., MAUSSION P., FAUCHER J., 1994**, « Réglage d'un contrôleur flou pour un hacheur en mode courant », ENSAM, Lille.
 - [11] **HERRERO R., LANDALUZE J., NICOLAS C.F., REYERO R., 1992**, « A highly non linear fuzzy control algorithm for servo systems positioning », IFAC intelligent Components and Instruments for control Application », Malaga, Spain.
 - [12] **KAUFMANN A., DUBOIS T., COOLS H., 1975**, « Exercices avec solutions sur la théorie des sous-ensembles flous », Masson et C^{ie}, Paris.
-

- [13] **KING P.J., MAMDANI E.H., 1977**, « The application of fuzzy control systems to industrial process », *Automatica*, Vol.13, pp.235-242.
- [14] **KOSTENKO M., PIOTROVSKI L., 1976**, « Machines électriques: Machines à courant continu, Transformateurs », Tome 1, édition 2, MIR.
- [15] **SEGUIER G., LABRIQUE F., BAUSIERE R., 1987**, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance: la conversion continu-continu », Vol.3, *Technique et Documentation Lavoisier*.
- [16] **SOUAMI M.C., GILL K.F., 1992**, « Fast evaluation of the compositional rule of inference in fuzzy control », *Proc Instn mech Engrs* Vol.206, Technical note.
- [17] **YASUHITO DOTE, 1990**, « Fuzzy and neural network controller », *IEEE*.