

21/96

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département de Génie Electrique

Option: Automatique

PROJET DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE -- المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

THEME

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

Proposé par:

Mr. CHEKIREB H.

Etude par:

HASSAINIA H.

Dirigé par:

Mr. CHEKIREB H.

Promotion 1996

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département de Génie Electrique

Option: Automatique

PROJET DE FIN D'ETUDES

THEME

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

Proposé par:

Mr. CHEKIREB H.

Etude par:

HASSAINIA H.

Dirigé par:

Mr. CHEKIREB H.

Promotion 1996

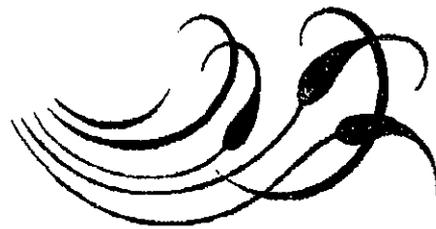
E.N.P. Avenue Hacene Badi, El-Harrach, Alger

# DEDICACE



A ma mère  
A ma mère  
A ma mère ....

- A ma Soeur. A ma grand mère SALHA
  - A toute ma famille et mes amies
  - A tous les membres de l'association sportive des echec de Souk-Ahras
- Je dédie ce modeste travail .



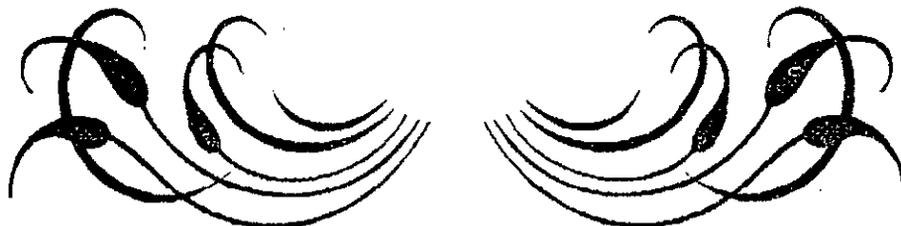
# REMERCIEMENTS



Au terme de cette étude , je voudrais exprimer ma profonde considération à tous les enseignants qui ont participé à ma formation.

Je tiens à exprimer ma respectueuse reconnaissance à mon promoteur *Mr CHEKIREB HACHEMI* pour ses conseils et ses encouragements qui m'ont été infiniment utiles .

Mes vifs remerciements vont aussi à société *SARL TAGHASTE INFORMATIQUE* (W.Souk Ahras) pour sa précieuse aide en matériels informatique et en moyens de PAO pour la réalisation de ce travail .



## ERRATUM

- page 4: lire "au" au lieu de "on".  
page 6: lire "au fonctionnement moteur" au lieu de "fonctionnement".  
page 7: lire "montage" au lieu de "mortage".  
page 8: lire "on" au lieu de "ou".  
page 12: lire "à notre disposition" au lieu de "dispotion".  
: lire "organe de commande" au lieu de "organe commande".  
: lire "comme" au lieu de "commune".  
: lire "vis-à-vis" au lieu de "vie s à vis".  
page 14: lire "mode de glissement" au lieu de "mode glissement".  
: lire "obtenu" au lieu de "contenu".  
: lire "afin" au lieu de "fin".  
page 15: lire "une" au lieu de "unre".  
: lire "linéaire" au lieu de "linaire".  
: lire "due" au lieu de "du".  
page 21: lire " $\frac{1}{s}$ " au lieu de " $\frac{1}{s, Y}$ ".  
page 23: lire " $W_{max}=I_{max}$ " au lieu de " $W_{min}=I_{max}$ ".  
page 25: lire "le système reste robuste pour tout les paramètres" au lieu de "le système reste".  
page 27-28-53-54-55: lire "réponse" au lieu de "répense".  
page 37: lire "peuvent" au lieu de "peut".  
: lire "dès" au lieu de "dèr".  
page 46: lire "obtient" au lieu de "obtint".  
page 47: lire "defuzzification" au lieu de "fuzzification".  
page 50: lire "fig(3-21)(a)" au lieu de "fig(3-22)".  
: lire "fig(3-24)(b)" au lieu de "(3-23)(b)".  
page 52: lire "(3-22)" au lieu de "(3-26)".  
page 70: lire "sont" au lieu de "est".

## SOMMAIRE

Introduction Générale .....2

### CHAPITRE I - PRESENTATION ET MODELISATION DU SYSTEME

I-1 )Introduction .....4

I-2)Principe Généraux .....4

I-2-1)Différents lois régissant le Moteur .....4

I-2-2)Fonctionnement quatre quadrant .....5

I-3)Organe de commande .....6

I-4) Modélisation de l'ensemble moteur hacheur .....8

I-5) Modèle des équations en grandeurs relatives .....9

### CHAPITRE II-THEORIE ET APPLICATION DES MODES GLISSANTS

II-1) Introduction .....12

II-2)Principe de la commande .....14

II-2-1)Loi de commutation .....14

II-2-2)Commande équivalente .....14

II-3) Relations relatives à la commutation par contre réaction  
 d'état régulateur Intégrateur .....15

II-3-1) Equation d'état en mode glissant .....16

II-4) Synthèse de la surface d'état par placement de pôles.....17

II-4-1) Relation pour l'impositions des pôles .....18

II-4-2) Détermination du coefficient  $K_w$  .....18

II-4-3) Choix des pôles .....19

II-5) Application sur le Moteur à courant continu.....	20
II-5-1 ) Sans régulateur intégrateur .....	20
II-5-2 ) Avec régulateur intégrateur .....	21
II-6) considération pratique .....	22
II-7) Simulation et résultats .....	24
II-8) Conclusion .....	25

### CHAPITRE III: THEORIE ET APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE

III-1) Introduction .....	37
III-2) Bases générales de la logique floues .....	37
III-2-1) variable linguistique .....	37
III-2-2 ) Définition des variables linguistiques par des fonctions d'appartenance .....	37
III-2-3) Dédutions floues (inférences ) .....	39
III-2-4) Opérateurs de la logique floue .....	40
III- 3) Règles et commande par logique floue .....	42
III-3-1) Structure d'un réglage par logique floue .....	42
III-3-2) Configuration interne d'un régulateur par logique floue.....	42
III-3-3) Fuzzification.....	43
III-3-4) Inférences.....	45
III-3-5) Defuzzification.....	47
III-4) Traitement du signal de sortie .....	47
III-5) Application du R.L.F au Moteur a courant continu.....	48
III-5-1) Commande sans prise de compte de la dynamique de hacheur..	49
III-5-2) Commande par hacheur.....	51
III-6) Conclusion .....	52
Conclusion Générale .....	70

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# INTRODUCTION GENERALE

La proportion, déjà considérable des machines entraînées à vitesse variable marque une nette tendance à s'accroître, les solutions mécanique et hydraulique laissent de plus en plus la place à l'électricité.

Aujourd'hui, il ne fait plus de doute que le succès des entraînements à vitesse variable par moteur électrique vient des caractéristiques incomparables que leur offrent l'électronique tant sur le plan de conversion d'énergie et rendement que celui de l'asservissement du système.

Quoi que 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 cités.

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

Ce travail utilise une nouvelle technique différente de celle classique car elle se base particulièrement sur la pensée humaine sur son aspect logique qui constitue un enchaînement d'idées et du concept aboutissant à des conclusions qui entraînent des décisions. Néanmoins ce raisonnement reste vague d'où l'appellation logique floue. En plus la technique de commande par mode de glissement est aussi appliquée à fin de maître une comparaison entre elle est celle par logique floue.

# CHAPITRE I

## PRESENTATION ET MODELISATION DU SYSTEME

## I-1) Introduction

L'usage de moteur à courant continu , à vitesse variable à été et reste très répandu dans un grand nombre d'applications . Depuis les industrie lourdes ( sidérurgie ) jusqu'aux robots en passant par la traction . Cela s'explique par la simplicité de son alimentation et de sa commande .

Fondamentalement la structure du moteur comprend deux enroulements , l'enroulement d'induit et l'enroulement d'excitation . Le couple électromagnétique ne dépend que des deux courant , il est indépendant de la vitesse et de la position du rotor . Il en résulte un fonctionnement simple qui permet de commander aisément le moteur aussi en vitesse qu'en position ou en couple . On impose ces différentes commandes à partir des réglage de tension d'alimentation de l'induit ou de l'inducteur . Ces réglage sont facilement obtenus à partir de convertisseur classique de structures élémentaires (redresseurs, hacheur) qui sont aisés a construire et a commander .

Cette simplicité générale de la machine de l'alimentation et de la commande s'accompagne de large gamme de vitesse ou de puissance .

## I-2) Principes généraux

### I.2-1) Différentes lois Régissant le moteur

Pour l'essentiel , la machine à courant continu est composé de trois parties :

- Le stator ou inducteur : qui alimenté sous la tension  $V_f$  et parcourus par un courant  $I_f$  crée le flux  $\phi$  . pour les petites machines , cet enroulement est remplacé par un aimant .
- Le rotor on induit : alimenté sous la tension  $U_a$  est parcouru par un courant  $I_a$  .
- Le collecteur : la réaction du courant d'induit et du champ inducteur crée un couple électromagnétique " C" donné par la formule

$$C = k \phi I_a \quad (1,1)$$

Avec  $k$  : Le coefficient de couplage électromagnétique

- La Conservation de l'énergie applique à l'induit , s'écrit

$$C \Omega = E I_a \quad (1-2)$$

Avec  $E$  : Force contre électromotrice ( F.c.e.m) due à la vitesse angulaire de rotation  $\Omega$  du rotor

$$E = k \varphi \Omega \quad (1-3)$$

L'équation relative à l'induit est :

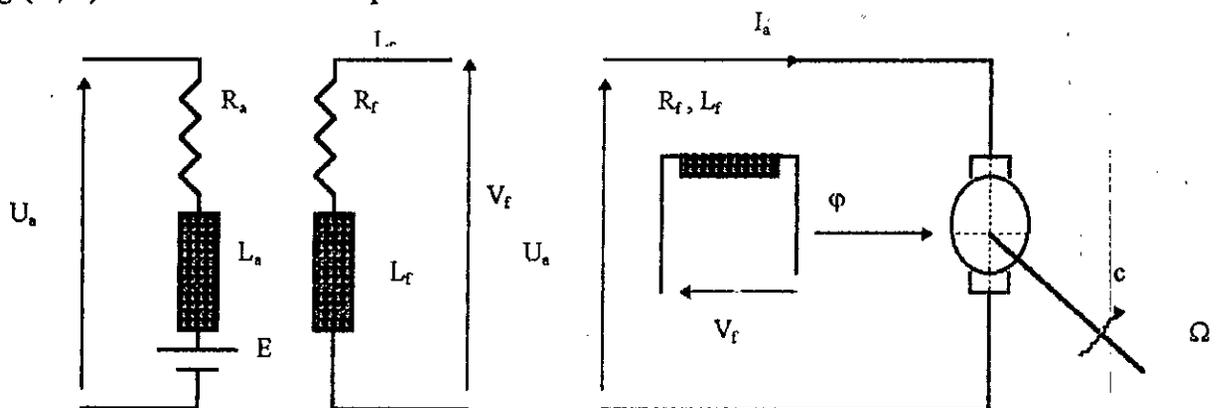
$$U_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E \quad (1-4)$$

Avec  $L_a$  et  $R_a$  inductance propre et résistance de l'induit .

L'équation relative à l'inducteur est :

$$V_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (1-5)$$

La fig ( 1, 1) donne un schéma équivalent de la machine



**Fig.(1-1): Schéma équivalent du moteur à courant continu.**

Pour notre étude en va utiliser le fonctionnement à excitation constante à cause de la simplicité de principe de son utilisation. Les grandeurs  $V_f$ ,  $i_f$  et  $\varphi$  sont maintenus constante tout aux longs du travail. On pose alors:

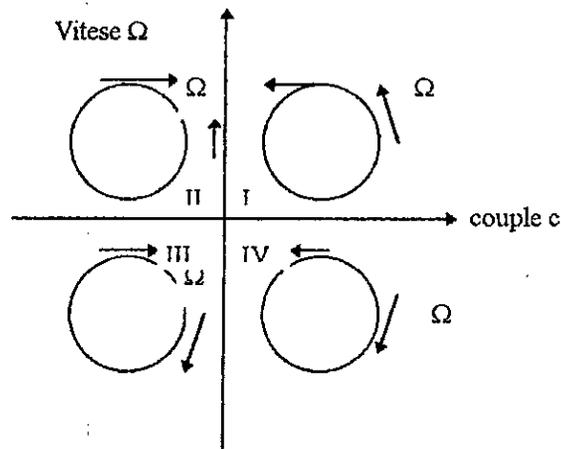
$$K = k \varphi \quad (1-6)$$

Ainsi la variation de la vitesse est obtenu par réglage de la tension et du courant d'induit.

### 1-2-2) Fonctionnement Quatre Quadrant

Pour avoir de bonne performance, le moteur doit pouvoir fonctionner dans quatre quadrants.

La Fig. (1-2) définit les fonctionnement possible d'une machine dans les quatre quadrants.



**Fig. (1-2): Fonctionnement d'un moteur dans les Quatre Quadrants**

- I: Correspond au fonctionnement, Vitesse et couple positifs
- II: Correspond au fonctionnement génératrice; vitesse positif et couple négatif.
- III: Correspond aux fonctionnement moteur; vitesse et couple négatifs
- IV: Correspond aux fonctionnement génératrice; vitesse négatif et couple positif.

Pour avoir ce fonctionnement l'alimentation doit être réversible, ainsi que le convertisseur. En particulier la réversibilité exige la possibilité de changer le signe du courant d'induit, si le couple doit s'inverser et si l'on travaille à excitation constante.

### I-3) Organe de Commande

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 continu est la charge qui est présenté à la Fig. ( 1-3) . Il est composé de deux branches constitue chacune de deux transistors principaux T et T' et de deux diodes D et D' mises en parallèle avec les transistors principaux . Le moteur est reliev entre les deux point milieux des branches.

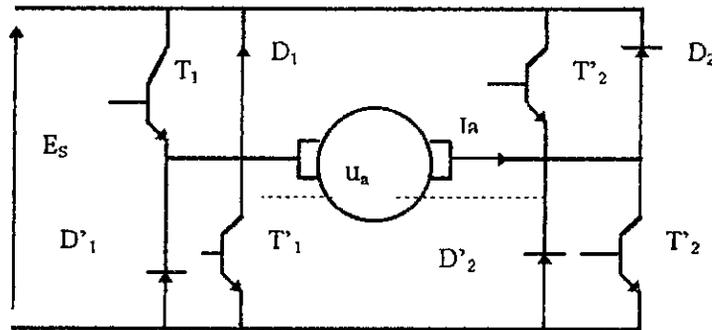


fig.(1-3): Variateur de courant continu.  
a transtiser de commutation . mortage en pont

**- Fonctionnement :**

Un courant de charge  $I_a$  positif circule dans la première branche aux travers du transistor  $T_1$ , si celui ci est conducteur ou au travers de la diode  $D'_1$ , si le transistor  $T_1$  est bloqué .

Dans la deuxième branche , le même courant  $I_a$  positif circule au travers de la diode  $D_2$  ,si le transistor  $T'_2$  est bloqué. Par contre un courant de charge négatif , passe par le transistor  $T'_1$  ou la diode  $D_1$ , dans la première branche et par la transistor  $T_2$  ou la diode  $D'_2$ , dans la deuxième branche .Les transistors doivent être enclenché et déclenché périodiquement . Dans ce but, les deux branches sont a commandé en opposition.

C'est à dire qu'on doit enclencher simultanément les transistors  $T_1$  et  $T'_2$  ou  $T_2$  et  $T'_1$  .

La commande des transistor et les différents signaux apparaissant sur la fig.(1-3) est illustré par la fig.(1-4) .

Avec : " $C_1$ " représente l'image du signal de commande qui montre que le transistor " $T_1$ " fonctionne pour  $C_1 = 1$  et qu'il est bloqué pour  $C_1 = 0$  .

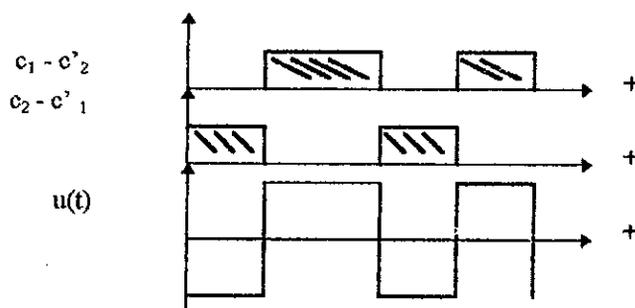


Fig. (1-4): le principe d'une commande complémentaire  
d'un hacheur a transistor

Sur la Fig. (1-5) on montre un schéma de principe pour la commande des transistors.

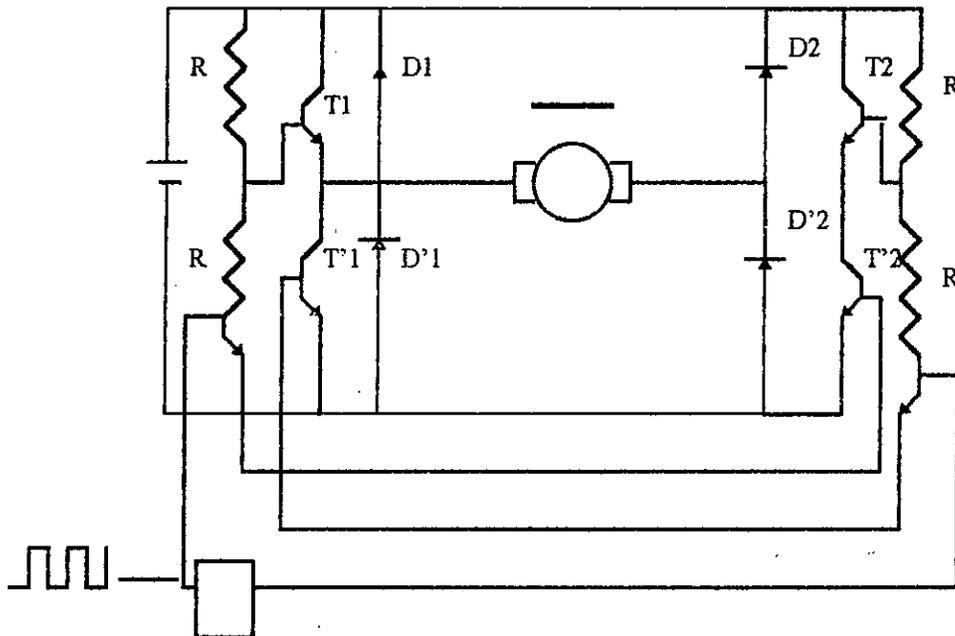


Fig. (1-5) : Structure de principe d'une commande par hacheur à transistors réversible à quatre quadrants.

#### I-4) Modélisation de l'ensemble Moteur hacheur

En vitesse variable, la machine est associée à des convertisseurs et à des régulateurs, dont il faut déterminer les paramètres, c'est la synthèse du système, qui ne peut se faire raisonnablement que dans le cadre, des systèmes continus à coefficient constant.

Pour simplifier les équations ou ne représentes pas les effets de saturation ou la réaction d'induit, on considère que l'inductance de l'induit  $L_a$  est constante.

Le modèle dynamique du M.C.C. est :

$$U_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E$$

$$E = K\Omega \quad (1-7)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C - M_r - C_f \Omega \quad (1-8)$$

$$C = K I_a \quad (1-9)$$

Avec  $M_r$ : le moment résistant et  $C_f$  le facteur de frottement.

on prenant comme variable d'état  $I_a$  et  $\Omega$ , l'écriture du système sous la forme d'équation d'état est donné par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a/L_a & -K/L_a \\ K/J & -C_f/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J \end{bmatrix} M_r + \begin{bmatrix} 1/I_a \\ 0 \end{bmatrix} U_a \quad (1-10)$$

La commande complémentaire des transistors indiqué par la Fig.(1-4) assure une inversion rapide de la vitesse avec récupération d'énergie, la tension d'induit prendra la valeur  $E_s$  ou  $-E_s$ , alors on pose  $U_a = E_s U$

ou  $U$  prend les deux valeurs 1 ou -1 successivement Image de fonctionnement de  $T_1$  et  $T'_2$  ou  $T_2$  et  $T'_1$

le modèle de l'ensemble moteur hacheur s'écrit donc comme suit

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a/L_a & -K/L_a \\ K/J & -C_f/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_s/L_a \\ 0 \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J \end{bmatrix} M_r \quad (1-11)$$

### I-5) Modèle des équations en grandeurs relatives

Pour notre étude, il est avantageux de travailler avec les grandeurs relatives par conséquent il est possible de comparer le comportement de moteur de diverse constructions on choisira comme valeur de référence les valeurs nominales.

on défini les valeur relatives comme suit :

$$i_a = \frac{I_a}{I_{an}}, \Omega = \frac{\Omega}{\Omega_n}, e_s = \frac{E_s}{U_{an}}, m_c = \frac{M_c}{M_n}, m_r = \frac{M_r}{M_n}$$

Le système est alors décrit par l'équation d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_a & -1/r_a T_a \\ 1/T_m & -\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_s \gamma \\ 0 \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/T_\theta \end{bmatrix} m_r \quad (1-12)$$

$$\text{Avec : } T_a = \frac{L_a}{R_a}; r_a = \frac{R_a I_{an}}{K \Omega_n}, T_m = \frac{J \Omega_n}{K I_{an}}, \gamma = \frac{U_{an}}{L_a I_{an}} \quad \beta = \frac{C_f}{J}, T_\theta = \frac{J \Omega_n}{M_n}$$

**Paramètre de la machine:**

$$R_a = 0,4 \Omega$$

$$K = 0,619$$

$$\Omega_n = 157 \text{rd/s}$$

$$L_a = 16 \text{ m H}$$

$$C_r = 0,00975$$

$$I_{an} = 32 \text{ A}$$

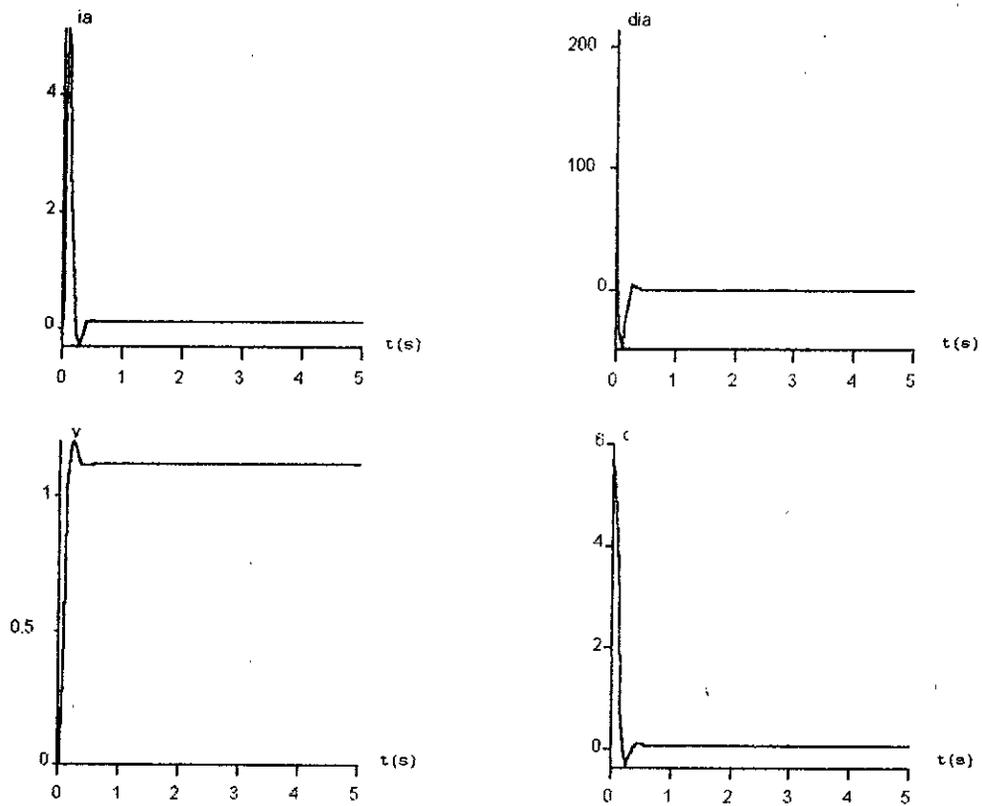
$$M_n = 18,2806 \text{ N.m}$$

$$U_{an} = 110 \text{ v}$$

$$J = 0,06 \text{ Kg.m}^2$$

$$T_a = 0,04, r_a = 0,1317, T_m = 0,4755, \gamma = 214,8437, \beta = 0,1625, T_s = 0,5153$$

Une simulation préliminaire est donné par la Fig. (1-6) pour un fonctionnement en boucle ouverte .



fig(1-6) :repose du système pour  $u=1pu, m_r=0pu$

## CHAPITRE II

# THEORIES ET APPLICATION DES MODES GLISSANTS

## II.1) Introduction

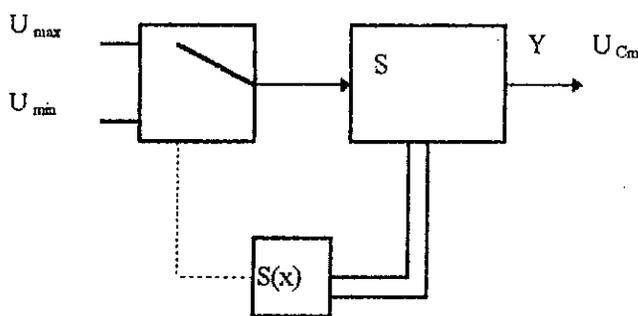
L'électronique de puissance met à disposition des organes de commande qui possèdent un comportement discontinu par action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. Il s'agit des variateurs de courant continu "hacheur" commune organe de commande multi-variable, on fait alors appel à des méthodes de réglage continue, ou échantillonnée comme on les emploie couramment dans les réglages industriels cependant, on introduit aussi un certain retard dû aux petites constantes de temps du dispositif de contrôle et des circuits de lissage nécessaires pour réduire l'influence néfaste des ondulations [10]. Il est plus judicieux d'appliquer des méthodes de réglage non linéaires et discontinues qui s'adaptent mieux aux comportements particuliers de ces organes de commande. Il s'agit de systèmes de réglage à structure variable, fonctionnant en mode glissant ils provoquent directement la commutation périodique des organes de commandes sans introduire des petites constantes de temps, le phénomène transitoire s'établit alors par glissement le long d'une trajectoire imposée par une loi de commutation.

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable ce type de système a été étudié d'abord en Union soviétique, par la suite ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique soit pour étudier quelques applications possibles.

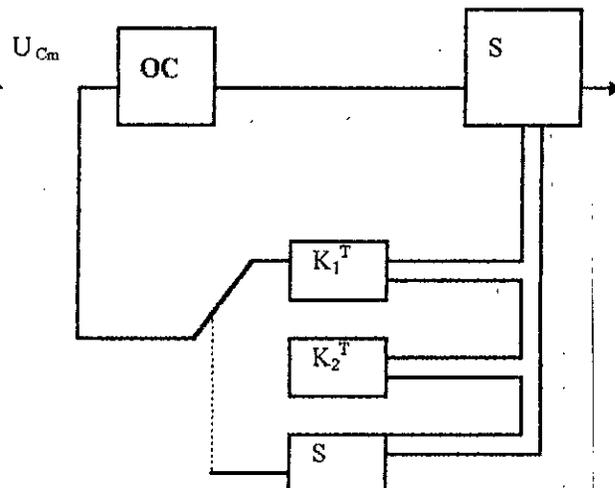
Malgré le fait que le réglage par mode de glissement possède des avantages incontestables « robustesse vis-à-vis de paramètres variables » cette méthode n'est pas introduite dans les applications pratiques parce qu'il existe des désavantages dont on reconnaît la forte sollicitation de l'organe de commande. [10]

### \*) Configuration pour l'établissement du modèle

Dans les systèmes de réglages à structures variables on peut distinguer deux configurations de bases différentes; la première configuration change la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable, tandis que la deuxième configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande « fig.(2-1), fig.(2-2) »



**Fig (2-2):** Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveaux de l'organe de commande.



**Fig(2-1):** Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par contre réaction d'état.

\*\*\*) Sur la fig. (2-1) le choix de la contre réaction d'état par  $K_1^T$  ou  $K_2^T$  se fait à l'aide de la loi de commutation  $s(x_s)$  comme suit :

$$U_{cm} = U_{cm1} = -K_1^T x_s \text{ pour } s(x_s) > 0$$

$$U_{cm} = U_{cm2} = -K_2^T x_s \text{ pour } s(x_s) < 0$$

Dans certaines conditions, la commutation se fait à une fréquence très élevée, l'organe de commande reçoit dans ce cas une tension de commande  $U_{cm1}$  et  $U_{cm2}$  ce qui peut provoquer des fortes sollicitation de l'organe de commande. Ces désavantages empêchent très souvent une réalisation pratique de cette configuration [ 10 ]

\*\*\*) Sur la Fig. (2-2) l'organe de commande est conçu de sorte que la grandeur de commande  $U$  ne prenne que des valeurs constantes  $U_{max}$  et  $U_{min}$ . La commutation entre ces deux valeurs est imposé par la loi de commutation selon :

$$U = U_{max} \text{ pour } s(x_s) > 0$$

$$U = U_{min} \text{ pour } s(x_s) < 0$$

Cette configuration correspond en principe, à un réglage à deux position, cependant avec une loi de commutation plus performante [ 10 ]

Dans les deux cas envisagé il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée de sorte que le système de réglage travaille en mode de glissement, le comportement dynamique du systèmes est alors déterminé par la condition  $s(x)=0$

## II- 2)Principe de la commande

### II-2-1)Loi de commutation

en Analogie avec le réglage par contre réaction d'état il est judicieux de choisir pour la loi de commutation la relation

$$s(x_s) = - K_s^T x_s + K_w w \quad (2-1)$$

On  $x_s$  est le vecteur d'état du système à régler de dimensions  $n_s$  et  $W$  la grandeur de consigne ,  $K_s^T$  est un vecteur ligne de dimension  $n_s$  qui contient les coefficient de l'intervention directe de la grandeur à régler et  $K_w$  est le coefficient de l'intervention directe de la grandeur à réglée de consigne

Le système à régler est décrit par :

$$\dot{x}_s = A_s x_s + b_s U + b_{sv} v \quad (2-2)$$

$$Y = C_s^T x_s$$

ou  $V$  représente la grandeur de perturbation intervenant sur le système à régler .

$$\text{on a : } U = U_{\max} \quad \text{pour } s(x_s) > 0 \quad (2.3)$$

$$U = U_{\min} \quad \text{pour } s(x_s) < 0$$

### II-2-2)Commande équivalente

Lorsque le système de réglage à structure variable fonctionne en mode glissement, la loi de commutation respecte toujours la condition :  $s(x_s) = 0$  par conséquent  $s^o(x_s) = 0$  contenu de la loi de commutation selon ( 2-1) et l'équation différentiel ( 2-2)

$$S^o(x_s) = - K_s^T ( A_s x_s + b_s U + b_{sv} V ) + K_w W^o = 0 \quad (2-4)$$

fin que cette condition soit respecté en tous temps la valeur de la grandeur de commande doit prendre une valeur bien déterminer designer par la grandeur de commande équivalente

$$U_{eq} = - \frac{1}{K_s^T b_s} K_s^T ( A_s x_s + b_{sv} V ) + \frac{1}{K_s^T b_s} K_w W \quad (2.5)$$

Pour que  $U_{eq}$  prenne une valeur finie il est indispensable que  $k_s^T b_s \neq 0$  ; ceci est une condition intrinsèque pour l'application du mode glissant .

On peut interpréter la grandeur de commande équivalente lors de la commutation rapide entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$  comme la valeur moyenne de cette dernière.

La condition pour l'existence du mode de glissant est :

$$U_{min} \leq U_{eq} \leq U_{max} \quad (2-6)$$

en posant  $U = U_{eq}$  dans l'équation (2-2) on obtient

$$x^o_s = A^*_s x_s + b^*_{sv} V + b^*_{sw} W \quad (2-7)$$

$$\text{Avec : } A^*_s = \left( 1 - \frac{1}{K^T_s b_s} b_s K^T_s \right) A_s$$

$$b^*_{sv} = \left( 1 - \frac{1}{K^T_s b_s} b_s K^T_s \right) b_{sv} \quad (2-8)$$

$$b^*_{sw} = \frac{K_w}{K^T_s b_s} b_s$$

La nouvelle matrice du système  $A^*_s$  est singulière est possède une valeur propre en  $S=0$  à cause de la dépendance linéaire de ces état du a l'équation  $S(X_s)=0$

### II-3) Relation relatives à la commutation par contre réaction d'état et régulateur Intégrateurs

En analogie avec le réglage d'état il est possible de pallier à l'inconvénient d'avoir une erreur statique en présence de perturbation en ajoutant un régulateur intégrateur à la loi de commutation par contre réaction d'état

La Fig.(2-3) montre la configuration du système de réglage a structure variable avec loi de commutation par contre réaction d'état est régulateur integrateur

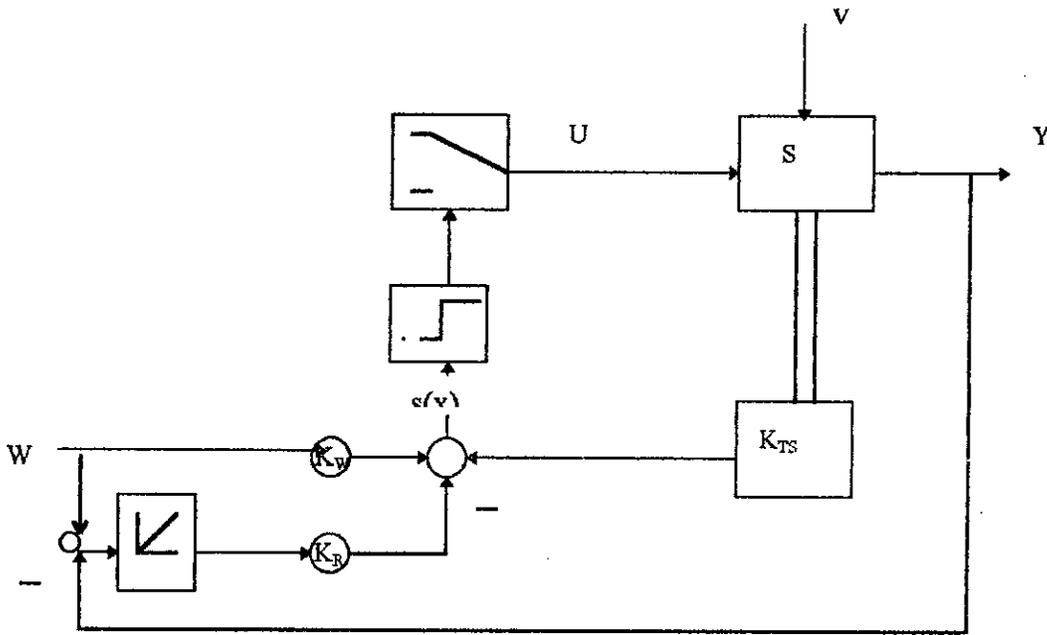


Fig. (2-3): Configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateurs

### II-3-1) Equation d'état en mode de glissement

Le régulateur est influencé par la différence entre la grandeur de consigne . W est la grandeur à réglée . fig. (2-3)

$$S(X_s, X_r) = -K^T X_s + K_r X_r + K_U w. \quad (2-9).$$

Le vecteur d'état global devient  $x = \begin{pmatrix} X_s \\ X_r \end{pmatrix}$  de dimension  $n_s + 1$  la loi de commutation peut alors être exprimée par :

$$S(x) = -K^T x + K_U w$$

avec le vecteur ligne de la contre réaction d'état  $K^T = [K_s^t, -K_R]$ .

Le régulateur intégrateur est défini par :

$$X_r^o = 1/T_i, (w-y) = 1/T_i, (w - C_s^T x_s) = 1/T_i, (w - C^T x) \quad (2-10)$$

ou « $T_i$ » est la constante de temps d'intégration

$$C^T = [C_s^T \ 0]$$

On peut alors réunir l'équation d'état différentielle du système à régler et celle du régulateur en une seule équation d'état de la forme .

$$\dot{x}^o = Ax + bu + b_v v + b_w w. \quad (2-11).$$

$$\text{avec : } A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -1 C_s^T & \\ T_i & 0 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} b_s \\ 0 \end{bmatrix}; \quad b_v = \begin{bmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/T_i \end{bmatrix}$$

Dans cette configuration élargie l'apparition du mode de glissement est aussi possible . La trajectoire se trouve entièrement dans l'hyperplan , donné par  $S(x) = 0$  ; d'où l'on tire :

$$U_{eq} = - \frac{1}{K^T b} K^T (Ax + b_v v + b_w w) + \frac{K_w}{K^T b} w^o \quad (2-12)$$

Il suffit pour l'existence du mode de glissement qu'il soit  $K^T b \neq 0$  de plus :

$$U_{min} \leq U_{eq} \leq U_{max} .$$

Et en aura l'équation en mode glissement :

$$\dot{x}^o = A^* x + b_w^* w + b_v^* v \quad (2-13)$$

$$\text{Avec : } A^* = \left(1 - \frac{1}{K^T b} b K^T\right) A.$$

$$b_w^* = \left(1 - \frac{1}{K^T b} b K^T\right) b_w. \quad (2-14)$$

$$b_v^* = \frac{K_w}{K^T b} b.$$

Dans ce cas aussi la matrice  $A^*$  est singulière .

#### II-4) Synthèse de la surface d'état par placement de pôles

Dans ce qui précède , on a introduit de manière heuristique la loi de commutation en se basant sur le principe de la contre réaction d'état .

On présentera la synthèse de cette loi de commutation par la méthode de l'imposition des pôles qui est bien connue dans le domaine des réglages d'état continu et échantillonné , a noter que l'imposition des pôles ne permet que de déterminer les coefficient de la contre réaction d'état  $K^T$ .

#### II-4-1) Relations pour l'imposition des pôles

L'équation caractéristique du système en mode de glissement est :

$$p(s) = \det (S I - A^*) = S^n \alpha_{n-1} S^{n-1} + \dots + \alpha_0 = 0 \quad (2-15).$$

Les coefficients  $\alpha_i$  du polynôme caractéristique  $p(s)$  en relation avec les pôles  $p_i$  imposés selon :

$$p(s) = (S - p_1) (S - p_2) \dots (S - p_n). \quad (2-16).$$

On obtient les coefficients  $\alpha_i$  à l'aide du théorème de VIETE à partir des « n » pôles imposés.

La matrice  $A^*$  est donnée par (2-14) à savoir

$$A^* = \left( I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) A.$$

Le problème consiste en la détermination du vecteur  $K^T$  de la contre réaction d'état à fin que la matrice  $A^*$  prend les valeurs propres qui sont égales aux 'n' pôles  $p_i$  imposés.

#### II-4-2) Détermination du coefficient $K_w$

\*\*\*) Dans le cas sans régulateur le coefficient  $K_w$  est calculé de manière à avoir en régime permanent la sortie du système égale à la valeur de consigne  $w$  dans le cas où la valeur de perturbation est nulle [10]

$$K_w = \frac{K_{NS}}{C_{NS} - [d_a^T \ 0] F^{-1} a_{NS}} \quad (2-17)$$

$$\text{ou : } a_{NS} = A \begin{bmatrix} 0_{NS} \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$C_{NS}^T = [C_{as}^T \ C_{NS}^T],$$

$$K^T = [K_{as}^T \ K_{NS}^T]$$

$$d_a^T = C_{as}^T - \frac{C_{NS}^T K_{as}^T}{K_{NS}^T} \quad (2-18)$$

$$F = \left[ \begin{array}{c} A_s \left[ \begin{array}{c} I_{n-1} \\ -1 \\ K_{NS}^T K_{as}^T \end{array} \right] \\ \vdots \\ b \end{array} \right]$$

L'apparition d'une grandeur de perturbation présente également une influence sur la grandeur

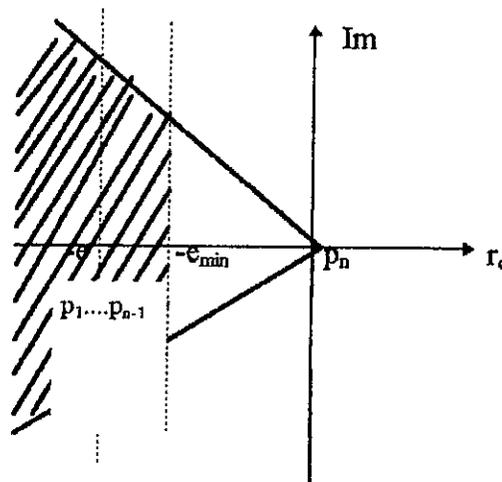
a réglée , de sorte qu'il existe un écart de réglage en régime stationnaire . Ceci est tout à fait caractéristique à un réglage proportionnel.

\*\*\*) Dans le cas avec régulateur , le coefficient  $K_w$  . n'a pas d'influence sur la condition aux limites , mais il a une influence lors de variation de la consigne sur la dynamique du système. Les relations sont étudiées alors de cas en cas afin d'obtenir un comportement optimal en cas de variation de la grandeur de consigne.

### II-4-3) Choix des pôles

Comme on la vue au paragraphe (II-3), un des pôles  $p_i$  doit être forcement impose a l'origine. Ceci est du au fait que la matrice  $A^*$  est singulière, Les autres  $n-1$  pôles peuvent être choisis librement . IL est souvent judicieux de choisir des pôles complexes avec partie imaginaire égale a la partie réelle ;on obtient ainsi un amortissent relatif optimal. de plus il faut garantir un amortissement absolu minimal . le domaine correspondant pour le placement de pôles est représentés par la surface hachurée de la Fig. (2-4 ).

S'il ya plusieurs pôles on peut les aligner sur une verticale en imposant à tous les pôles la même valeur réels



fig(2-4): domaine des poles

## II-5) application sur le M.C.C.

### II-5-1) Sans régulateur intégrateur

Le modèle du système est donné par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_a} & \frac{-1}{r_a T_a} \\ \frac{1}{T_m} & -\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_s \gamma \\ 0 \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-1}{T_\theta} \end{bmatrix} m_r \quad (2-19)$$

$$S(x_s) = -k_1 i_a - k_2 \Omega + K_w w. \quad (2-20)$$

La condition de transversabilité est donné par :

$$K_s^T b_s = [K_1 \ K_2] \begin{bmatrix} e_s \gamma \\ 0 \end{bmatrix} = K_1 e_s \gamma \neq 0 \quad \forall K_1 \neq 0.$$

Par conséquent le régime glissant existe pour la surface donnée on a :

$$U_{eq} = \frac{-1}{K_s^T b_s} K_s^T \left( A_s x_s + b_{sv} V \right) + \frac{1}{K_s^T b_s} K_w W^o$$

$$U_{eq} = \frac{-1}{K_1 e_s \gamma} \left( \left( -\frac{K_1}{T_a} + \frac{K_2}{T_m} \right) i_a + \left( \frac{-K_1}{r_a T_a} - \beta K_2 \right) \Omega - \frac{K_2}{T_\theta} m_r \right) + \frac{K_w}{K_1 e_s \gamma} w^o \quad (2-21)$$

On aura les équation d'état en mode de glissement :

$$A^* = \begin{bmatrix} \frac{-K_2}{K_1 T_m} & \frac{K_2 \beta}{K_1} \\ \frac{1}{T_m} & -\beta \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

$$b_{sv}^* = \begin{bmatrix} \frac{K_2}{K_1 T_\theta} \\ \frac{-1}{T_\theta} \end{bmatrix}; \quad b_{w^o}^* = \begin{bmatrix} \frac{K_w}{K_1} \\ 0 \end{bmatrix}$$

On aura alors :

$$p(s) = \det (s I - A^*) = s^2 + \left( \beta + \frac{K_2}{K_1 T_m} \right) s \quad (2-23)$$

$$p_1 = 0$$

$$p_2 = -p - \frac{K_2}{K_1 T_m} \Rightarrow \frac{K_2}{K_1} = -(\beta + P_2) T_m. \quad (2-24)$$

On fixe alors  $K_1 = 1$  est en calcul  $K_2$  correspondant après imposition des pôles.

Après calcul :  $K_w = K_2 + \beta K_1 T_m$ .

### II-5-2) Avec régulateur intégrateur :

Comme on s'intéresse à la vitesse on aura .  $C^T = (0 \ 1)$ .

Le système devient comme suit :  $\dot{x} = Ax + bu + b_v m_r + b_w w$ .

avec  $x^T = (i_a \ \Omega \ x_r)$ .

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_a} & \frac{-1}{r_a T_a} & 0 \\ \frac{1}{T_m} & -\beta & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_i} & 0 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} e_s \gamma \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad b_v = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

On prend  $K^T = (K_1 \ K_2 \ -K_r)$ .

La condition du transversabilité est :  $K^T b = e_s \gamma K_1 \neq 0 \forall K_1 \neq 0$ .

Le mode de glissement existe est on a :

$$\begin{aligned} u_{eq} &= \frac{-1}{K^T b} K^T (Ax + b_v V + b_w W) + \frac{K_w}{K^T b} W^o \\ u_{eq} &= \frac{+1}{e_s \gamma} \left[ \left( \frac{1}{T_a} - \frac{K_2}{K_1 T_m} \right) i_a + \left( \frac{1}{R_a T_a} + \frac{\beta K_2}{K_1} - \frac{K_r}{K_1 T_i} \right) \Omega + \frac{K_2}{K_1 T_\theta} m_r \right. \\ &\quad \left. + \frac{K_r}{K_1 T_i} W \right] + \frac{K_w}{K_1 e_s \gamma} W^o \quad (2-27) \end{aligned}$$

Le système en mode de glissement selon (2-27) est donné par :

$$A^* = \begin{bmatrix} \frac{-K_2}{K_1 T_m} & \beta \frac{K_2}{K_1} - \frac{K_r}{K_1 T_i} & 0 \\ \frac{1}{T_m} & -\beta & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_i} & 0 \end{bmatrix} ; \quad b^*_v = \begin{bmatrix} \frac{K_2}{K_1 T_\theta} \\ \frac{-1}{T_\theta} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$b^*_w = \begin{bmatrix} \frac{K_r}{K_1 T_i} \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} ; \quad b^*_{w^c} = \begin{bmatrix} \frac{K_w}{K_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-28).$$

L'équation caractéristique du système du système est :

$$p(s) = s [s^2 + (\beta + \frac{K_2}{K_1 T_m})s + \frac{K_r}{T_m K_1 T_i}] \quad (2-29)$$

L'un des pôles est a l'origine, les deux autres sont choisie complexe conjugué :

$$p_{1,2} = r \pm Ij \quad \text{avec } r < 0.$$

On aura alors.

$$\begin{aligned} \frac{K_r}{K_1} &= T_i T_m (r^2 + I^2). \\ \frac{K_2}{K_1} &= (-2r - \beta) T_m \end{aligned} \quad (2-30)$$

On fixe  $K_1$  et en calcule  $K_2, K_r$  correspondant après impositions des pôles .

$K_w$  est déterminé par essai de simulation.

### II-6)- Considération pratique

IL est souvent nécessaire de limiter certaines grandeurs d'état lors de grandes variations à fin d'évité une surcharge voir une destruction du système à régler.

Pour notre cas en doit limiter le courant d'induit «  $i_a$  » du M.C.C alors on fait appel au limiteur comme le montre la Fig. (2-5).

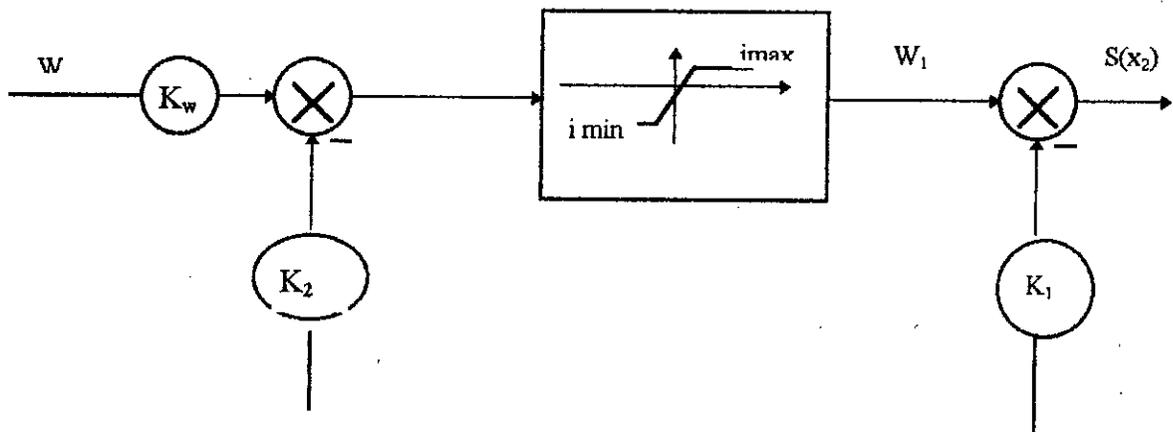


Fig.( 2-5) : schéma de construction de la surface dans le cas de limitation.

Le limiteur fournit une grandeur de consigne  $w_1$ :

$$W_1 = \begin{cases} W_{1 \max} & \text{pour } e_1 > W_{1 \max} \\ e_1 & \text{pour } W_{1 \max} > e_1 \geq W_{1 \min} \\ W_{1 \min} & \text{pour } e_1 < W_{1 \min} \end{cases} \quad (2-31)$$

$$W_{1 \min} = i_{\max} \quad (2-32)$$

$$W_{1 \max} = i_{\min}$$

Avec :

$$e_1 = K_w - K_2 \Omega \quad (2-33)$$

dans le cas d'un système muni d'un régulateur intégrateur l'action intégrale doit être corrigée à fin d'éviter certains problèmes comme la sortie de la variable  $X_r$  du domaine de glissement et la prolongation indésirable d'un phénomène transitoire.

Le schéma de construction de la surface d'état est montré sur la fig. (2-6).

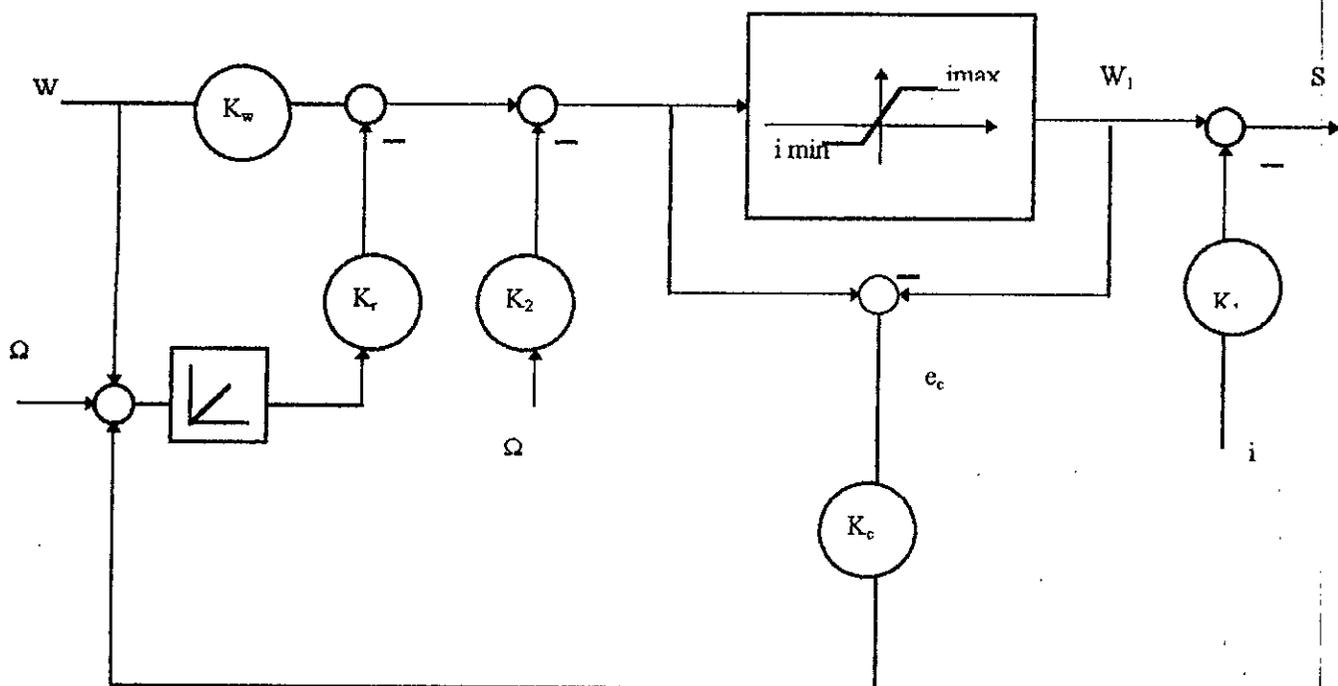


fig.(2-6): schéma de construction de la surface d'état dans le cas d'un le régulateur intégrateur

Le signal de correction s'écrit:  $e_c = K_C (e_1 - W_1)$

pour une bonne correction le coefficient  $K_C$  doit être élevée mais pratiquement il doit être fini pour éviter des instabilités due aux effet des phénomènes non prise en compte par le modèle par Le modèle linéaire .

### II-7) Simulation et résultats

Les testes de simulation a l'aide du logiciel " SIMNON " ont permis d'évaluer les performances de la commande et de sommer le système à une série de test à fin de démontrer la robustesse vis avis des variations de certaine paramètres .Les pôles imposé toutous long du travail sont:  $P_{1,2} = - 5 \pm 5j$  ;

- La fig.( 2-8) montre la réponse du système à un démarrage a plein charge pour atteindre la consigne  $W= 0,8 P.U$  avec un temps de réponse 0,95 et une erreur statique nulle . Pour une variation dans les deux sens du couple résistant , les performances du systèmes ne sont pas détérioré , et la commande satisfais nos besoin , Fig.( 2-9) , Fig.(2-10).

- Un test de poursuite de consigne , a été appliqué aux système fig. (2-11) et comme en le voit sur cette dernière le système suit la consigne sans aucun problème .

Lors du fonctionnement normal , le courant d'induit passe en régime transitoire a 2,6 P.U ce qui peut dans certain cas dépasser les valeurs limités du courant donné par le constructeur.

Pour palier a ce problème nous avons limité le courant à 1,2 P.U pour la valeur maximale et - 1,2 P.U pour la valeur minimale

Lors du fonctionnement en limitation le mode de glissement existe toujours , et les mêmes testes qu'avant sont soumis aux système pour pouvoir voir la comparaison avec:  $K_C = 200$  voir Fig. (2-12) a Fig. (2-16)

L'analyse de la robustesse du système vis a vis des variations des paramètres a donné les résultats qui suivent :

- Le système reste pour tout les paramètres sauf  $K_e$  et  $C_f$  comme le montre l'équation (2-30)
- La Fig. (2-16)'a' montre pour une diminution de 0% , 5 % , 8 % de K et pour une consigne de 0,8 P.U et un couple de charge  $m_r = 1$  P.U variant à 0 .P.U ; la dynamique du système .

La Fig (2.16) ' b' montre pour une augmentation de 0% , 25 % , 50 % , 100% de  $C_f$  et pour une consigne de 0,8 PU et un couple de charge  $m_r = 1$  PU variant a 0. PU les différentes dynamiques.

## II-8) CONCLUSION

nous avons montré par des tests de simulation ,la robustesse de la commande au perturbation aux niveaux de la charge ainsi que pour un ensemble de paramètres .

Afin de protéger le système contre les trots fortes variations du courant et de la vitesse de démarrage ,une limitation a été exige sur le courant et un placement de pôles adéquat a été envisage .

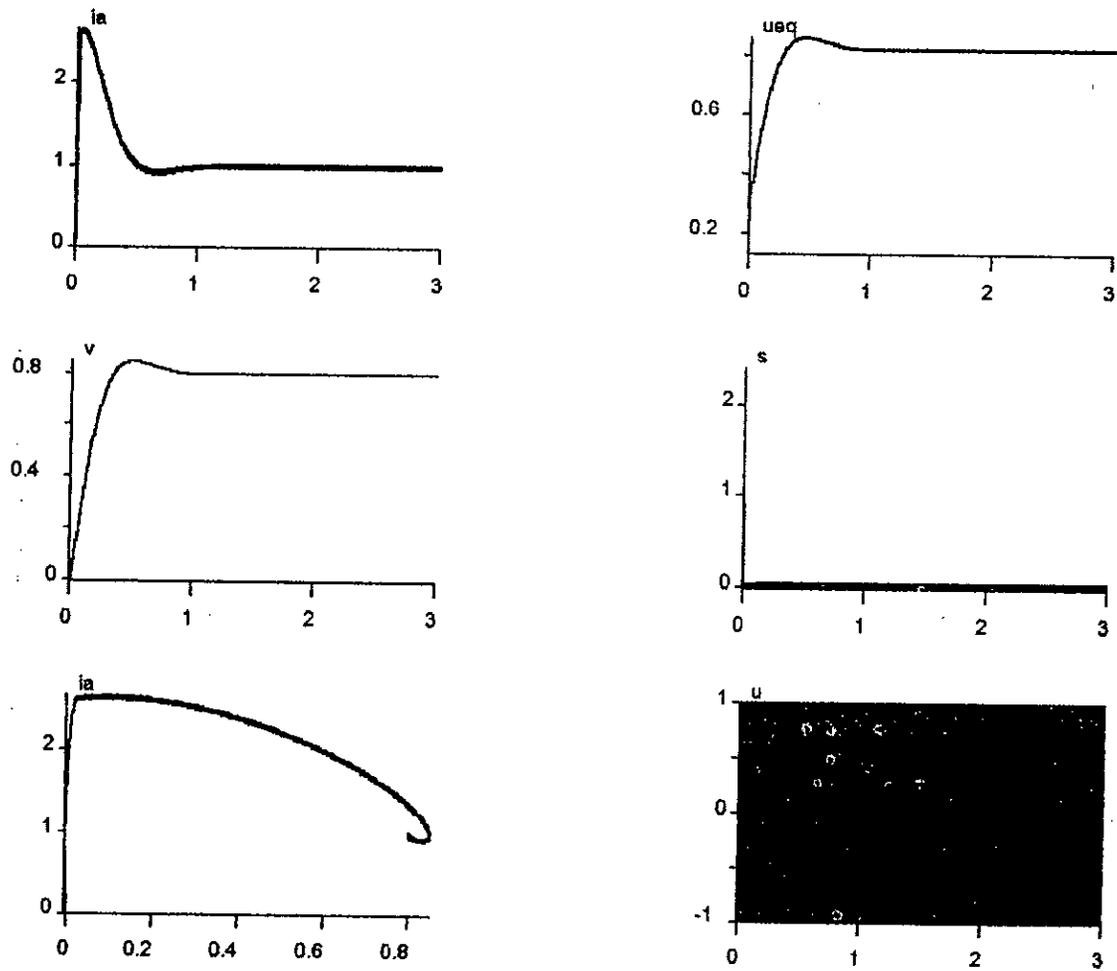
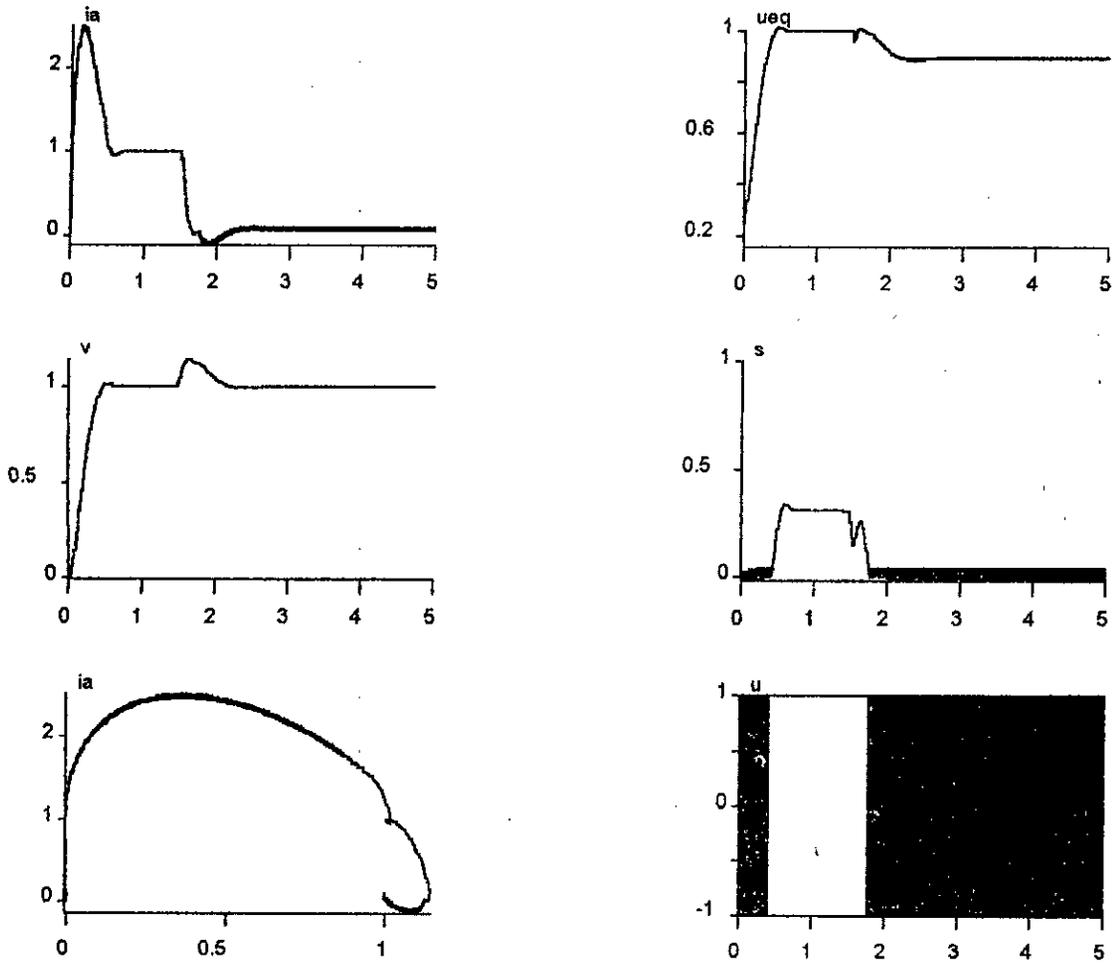
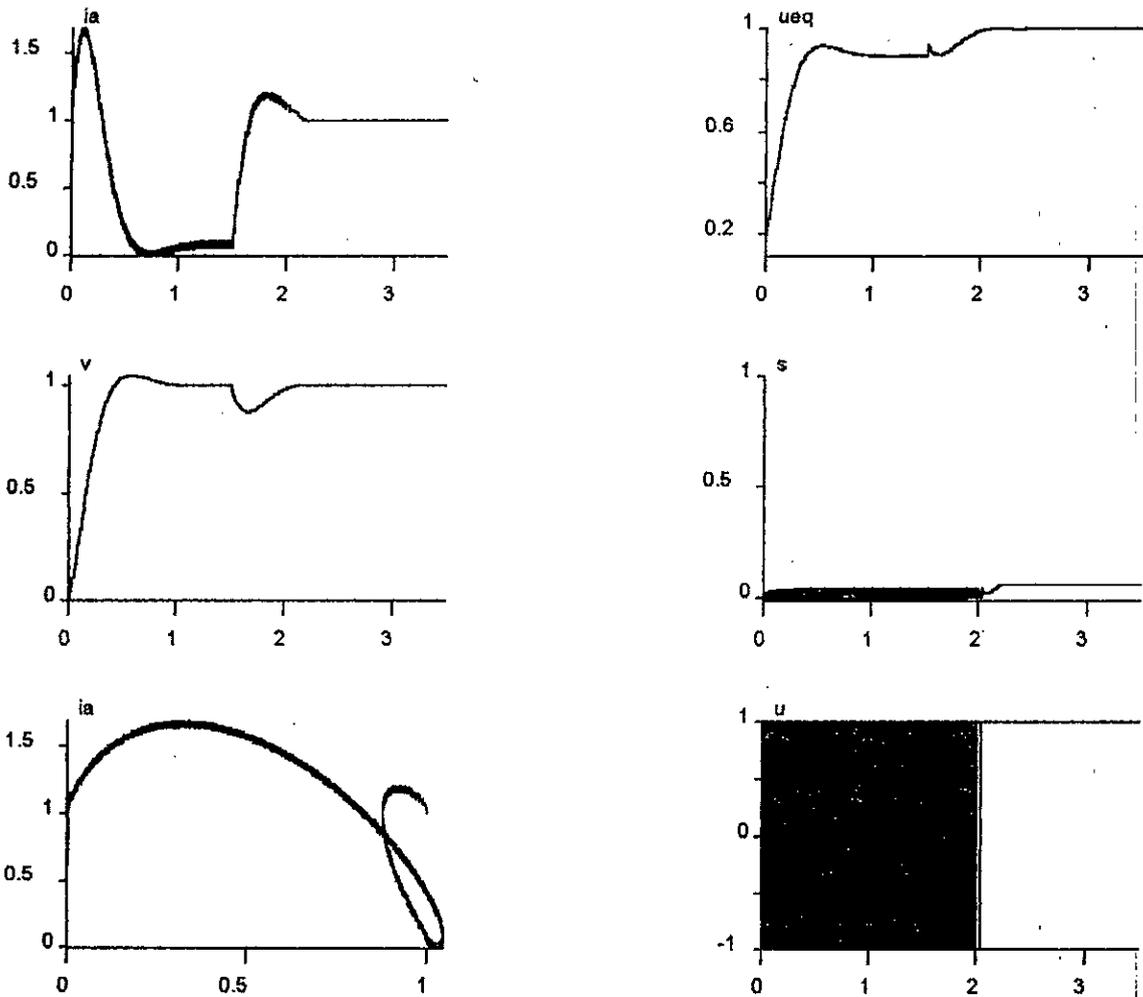


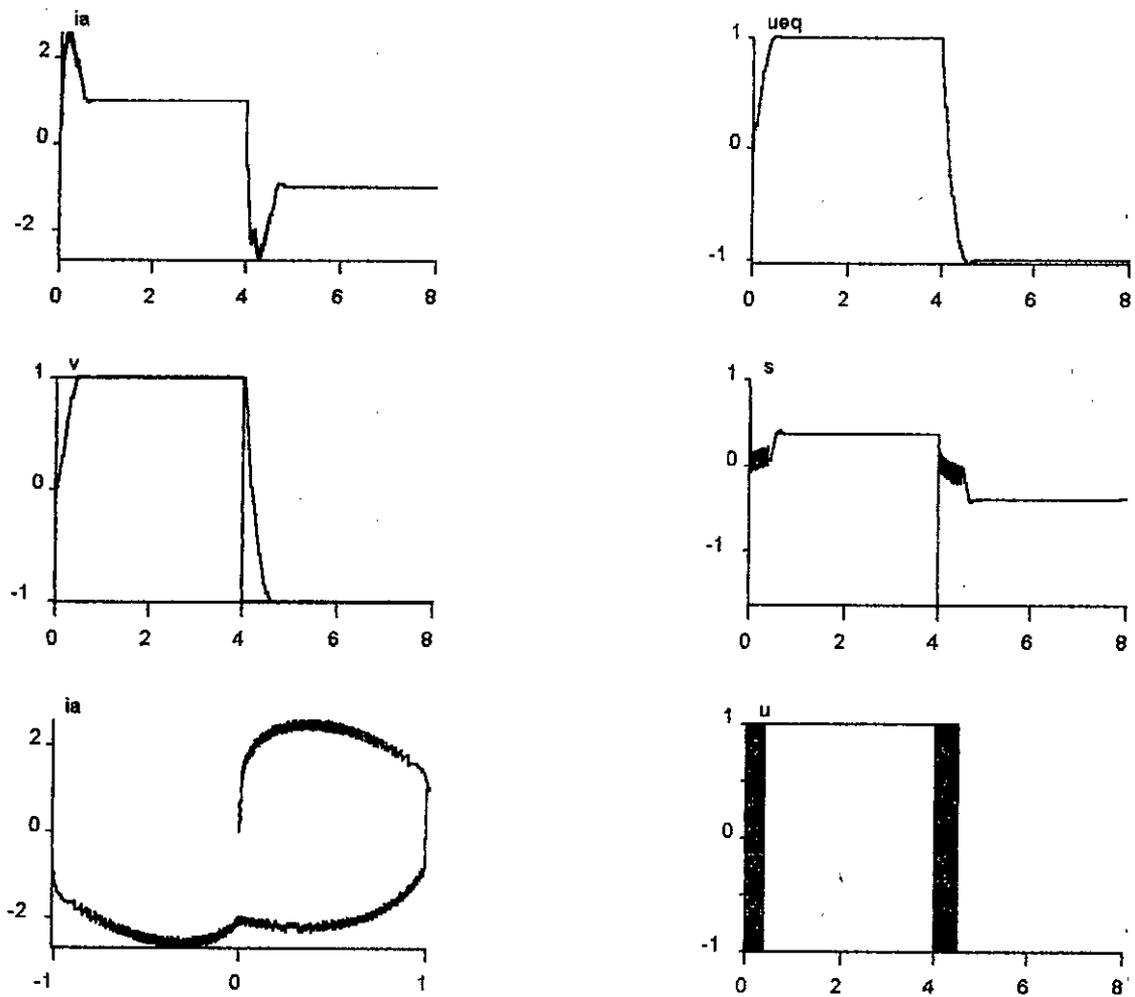
Fig (2-8) : Réponse du système pour  $W = 0,8$  pu ,  $m_r = 1$  pu  
 $K_w = 3$



**Fig (2-9) : Repense du système pour  $W = 1\text{pu}$   
 $m_r = 1\text{pu}$  passe à 0 à l'instant 1,5 s et pour  $K_w = 1$**



**Fig (2-10) : repense du système pour  $W = 1pu$  ,  $m_r = 0$  passe à  $1pu$  à l'instant 1,5s pour  $K_w = 1$**



**Fig (2-11) : Inverssion du sens de Rotation du Moteur  
Soumis à la Charge Nominale**

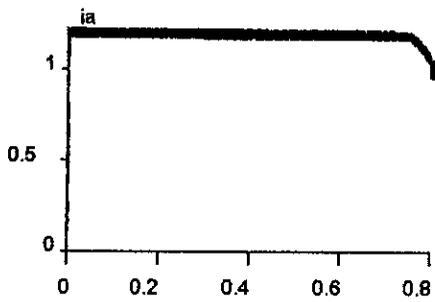
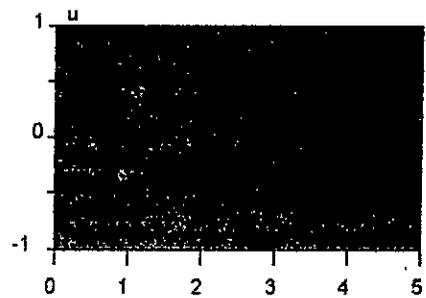
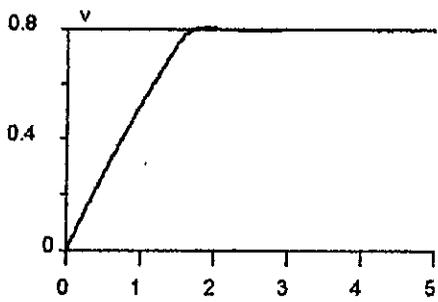
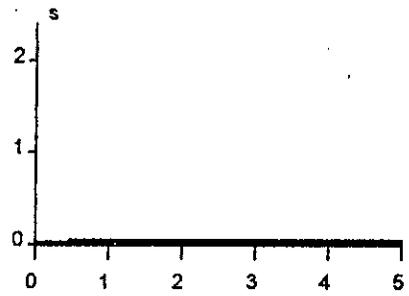
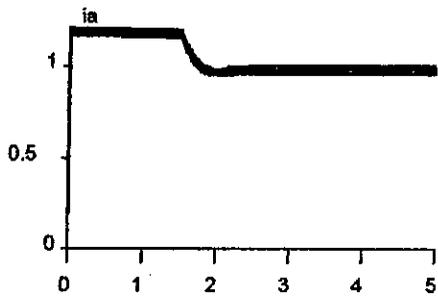
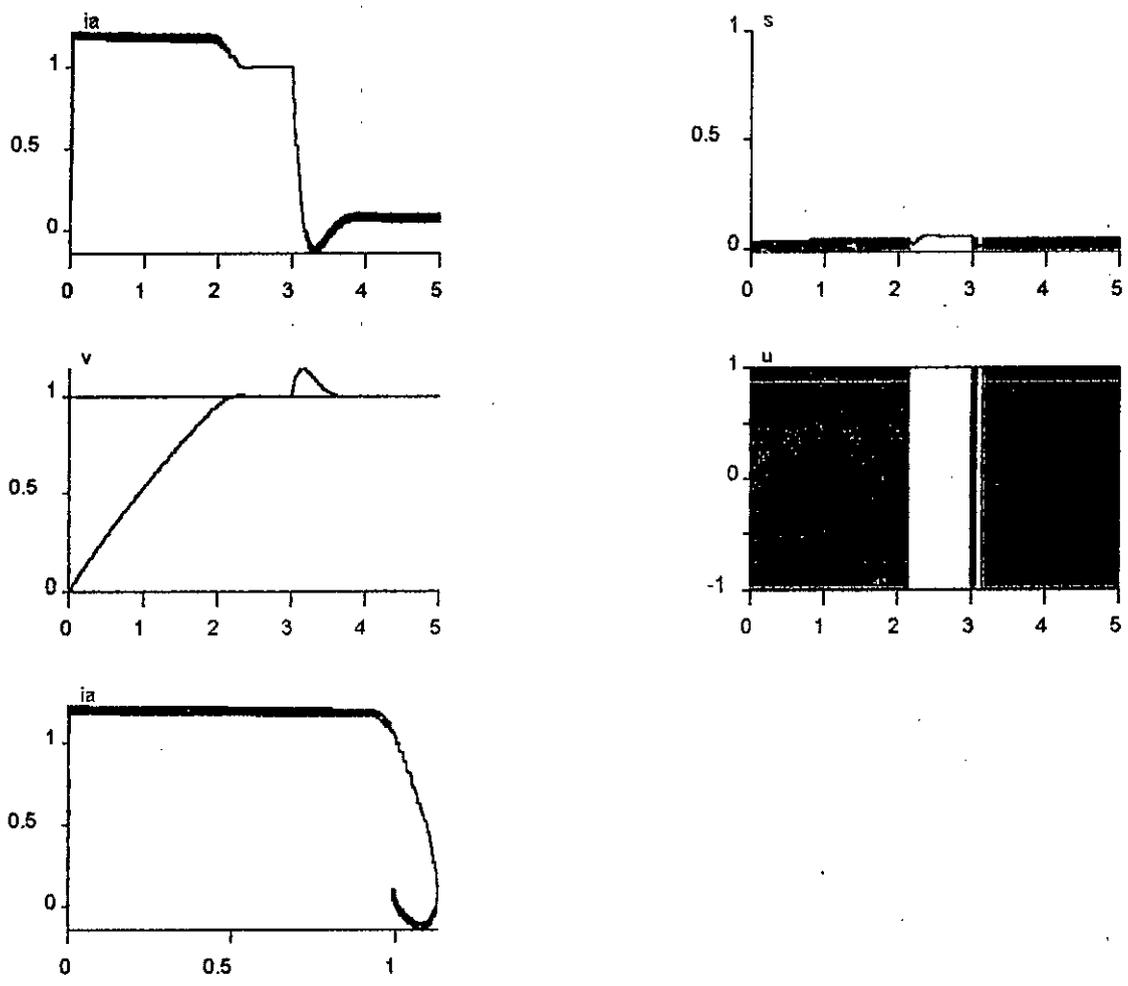


Fig (2-12) : Fonctionnement en limitation pour  $W= 0,8pu$   $m_r= 1pu$   
 $K_w= 3$



**Fig (2-13):** Fonctionnement en Limitation pour  $W= 0,8pu$  et une diminution de charge de  $m_r = 1pu$  a  $m_r =0$  a l'instant 3 S pour  $K_w=1$

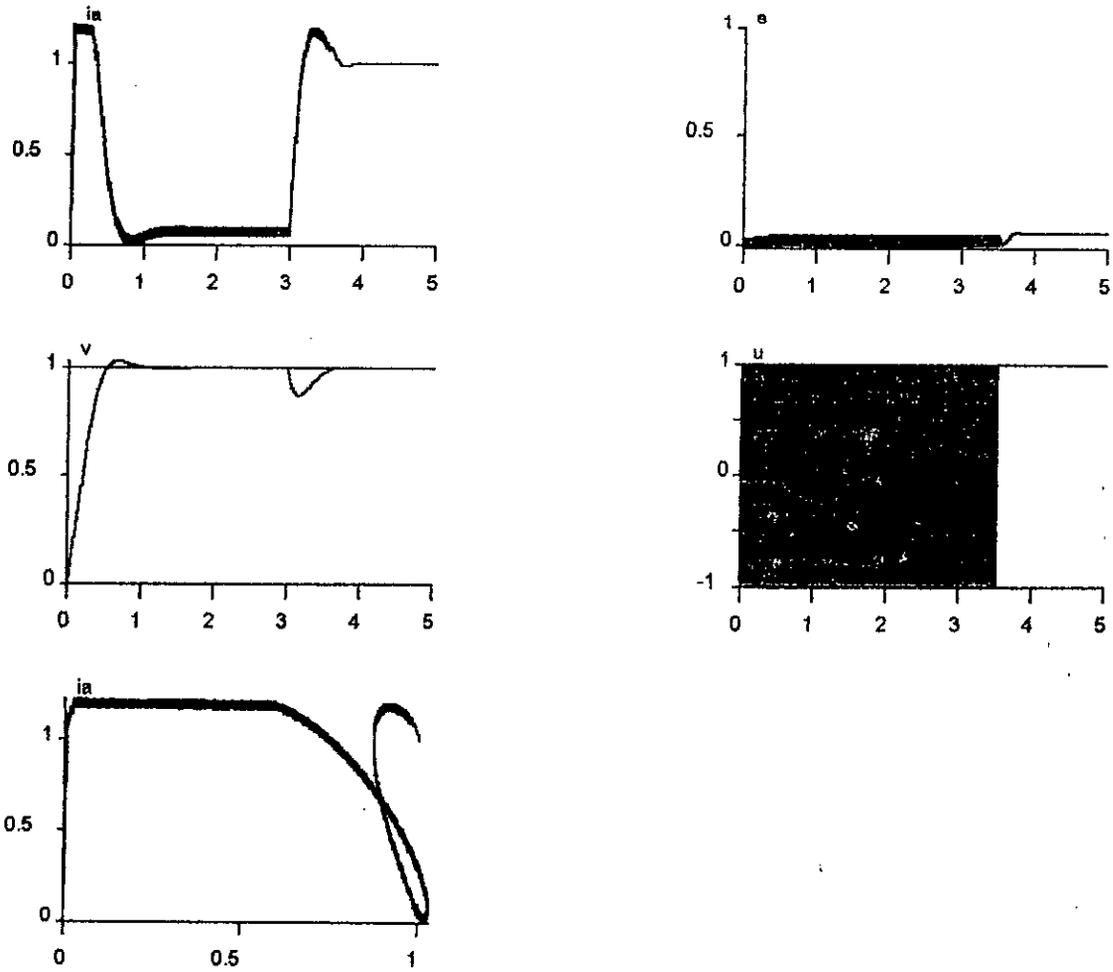
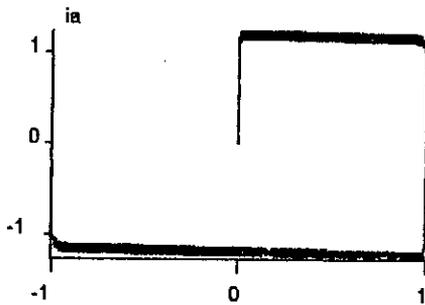
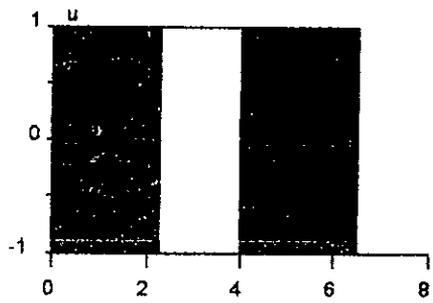
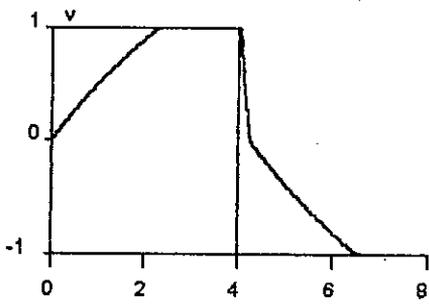
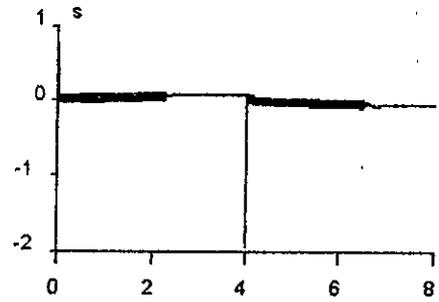
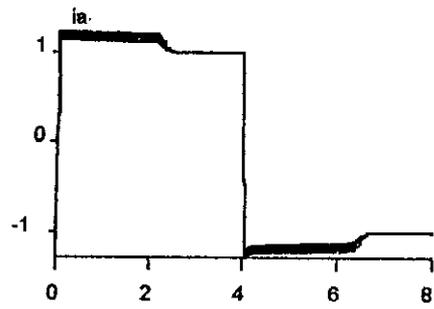
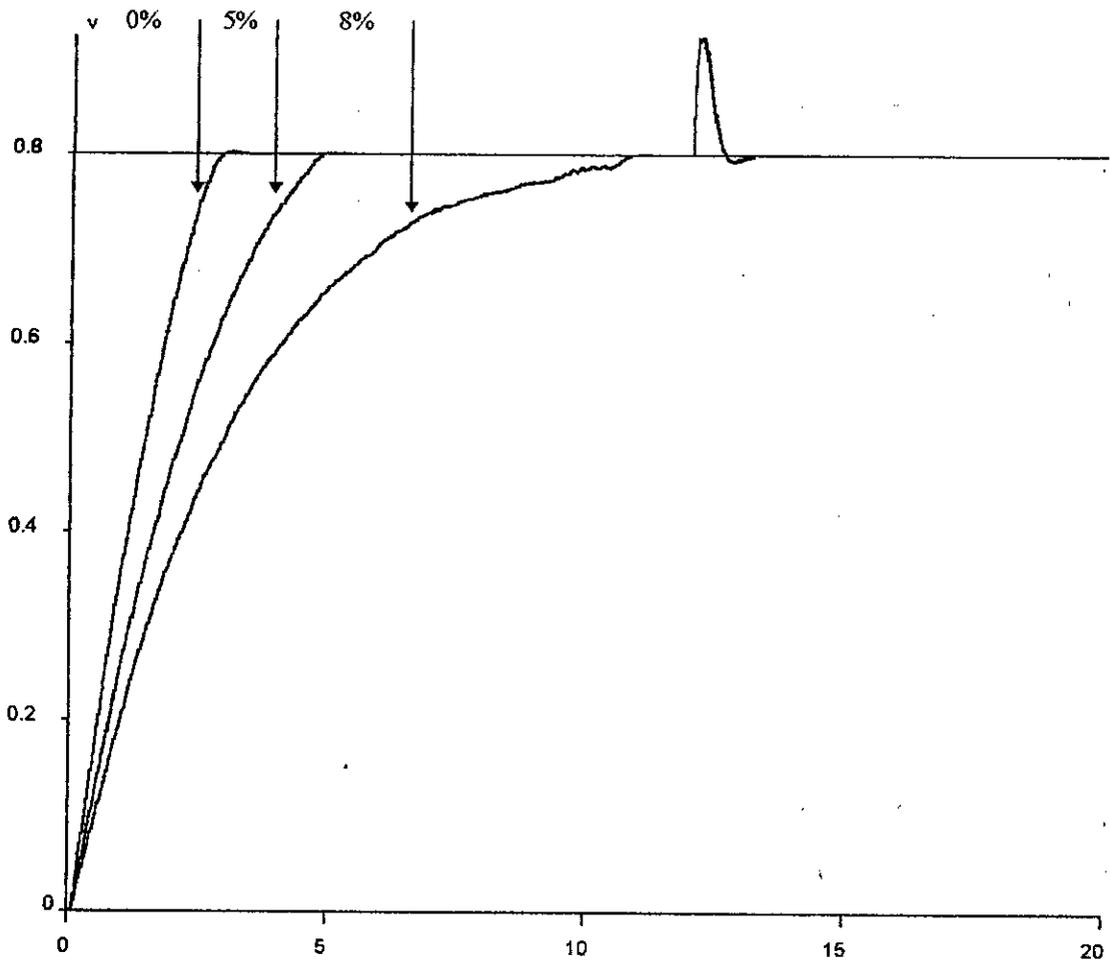


Fig (2-14): fonctionnement en Limitation pour  $W= 1pu$   
 $m_r = 0$  passe à  $1pu$  à l'instant 3 s



**Fig (2-15) : test de Pour suite de Consigne en Limitation  
 $W=1PU$  à  $W= -1PU$  à l'instant 4 s et sous la charge Nominale**



**Fig (2-16) (a) : Différentes dynamiques du systèmes pour un changement de  $K$  de 0 % , 5 % et 8 % et un couple résistant  $m_r$  variant de 1 PU a 0 P.U a l'instant  $t= 12$  S avec  $W= 0,8$  P.U**

# CHAPITRE III

## THEORIE ET APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE

### III-1) Introduction

Les bases théorique de la logique floue ont été établie en 1965 par le professeur LOTFI.A.ZADEH de l'université de CALIFORNIEN de BERKELEY, A cette époque la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux, en effet les ordinateur avec leur fonctionnement, exact par tout ou rien (1 et 0) ont commencé à se répondre sur une large échelle, par contre la logique floue permet de traiter des variables non exactes dont les valeurs peut varier entre 1 et 0 .

Initialement cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme le commerce, la médecine dans le but compléter les systèmes experts est a fin de leur donne l'aptitude de prise de décision .

Dé 1975 en trouve les première application au niveau des système de réglage . A partir de 1985 environ ce sont les Japonais qui commencèrent a utilisés la logique floue dans des production industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande .[2] [12]

### III-2) Base générale de la logique floue

Les éléments de base de la logique floue sont :

- les variables linguistiques
- la définition des variables linguistiques .
- les déductions floues.
- les opérateurs .

#### III-2-1) Variable linguistique

La description d'une certaine situation , d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme :

Quelque - beaucoup - souvent - chaud - froid - lent - grands - petit , etc. ...

Les expressions de ce genre forme les valeurs de variable linguistiques de la logique floue .

A fin de permettre un traitement numérique , il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de fonction appelle "fonction d'appartenance" .

#### III-2-2) Définition des variables linguistiques par des fonctions d'appartenance .

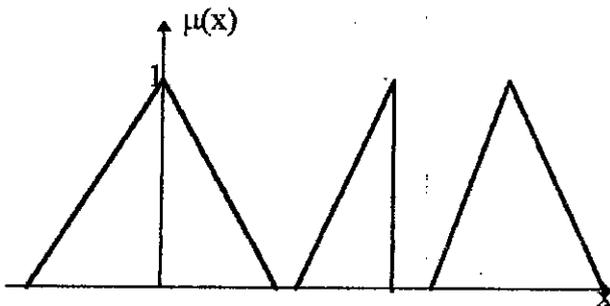
En vue d'un traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floue par ordinateur , une définition des variables linguistique s'impose .Dans ce contexte en attribue à chaque valeur de la variable linguistique, des fonctions d'appartenances

d'ensemble floue, on parle alors ainsi de fuzzification .

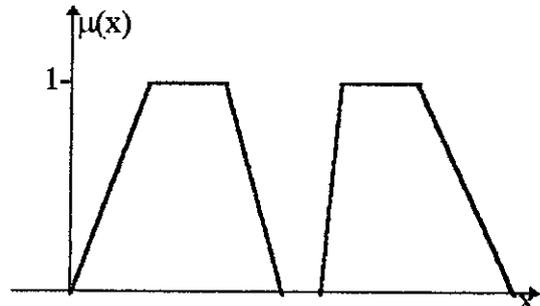
En toute généralité, la fonction d'appartenance est désignée par  $\mu_E(x)$  , largement "x" se rapporte à la variable linguistique , tandis que l'indice "E" indique l'ensemble concernée .

**\*) Différentes formes pour les fonction d'appartenances :**

Le plus souvent on utilise pour les fonction d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaires . Fig. (3-1) , fig.(3-2)



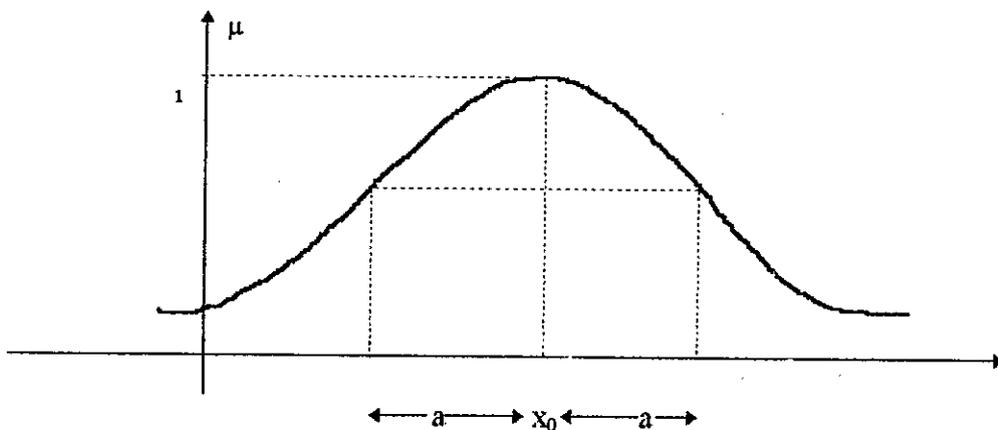
**Fig (3-1): Fonction d'appartenance en forme triangulaire**



**Fig (3-2) :Fonction d'appartenance en forme trapézoïdales**

Cependant, il existe d'autres formes, celle qui sont en cloche parmi elle en peut exprimé :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left( \frac{x - x_0}{a} \right)^2} \quad -\infty < x < \infty$$



**Fig. (3-3) Fonction d'appartenance en cloche**

Une autre est obtenu a l'aide de la fonction trigonomitrique .

$$\mu(x) = \frac{1}{2} \left( 1 + \cos \pi \frac{(x - x_0)}{2a} \right) \quad : x_0 - 2a \leq x \leq x_0 + 2a$$

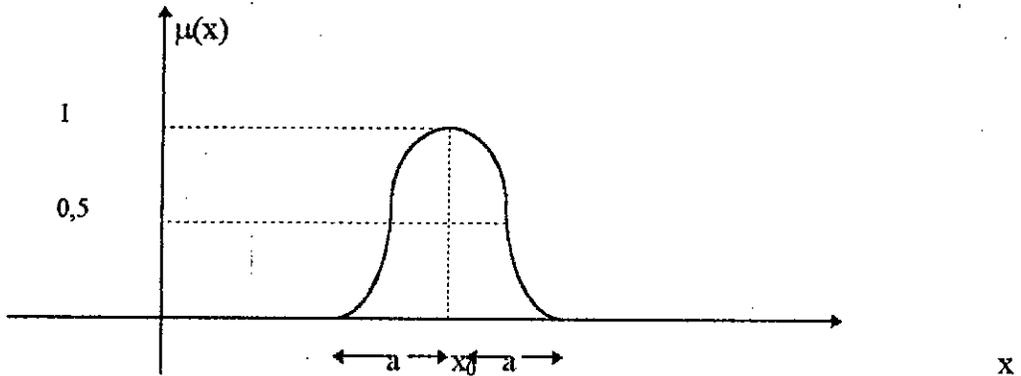


Fig (3-4): Fonction d'appartenance en cloche en étulisant la la fonction trigonométrique

### III-2-3) Dédution floue (Inférence)

En général plusieurs valeurs de variables linguistiques convenablement définis par des fonctions d'appartenances sont liée entre elle par des règles a fin de tirer des conclusion, on parle alors de déduction floues ou inférences .

Dans ce contexte, on peut distinguer deux genres de règles d'inférence.

- Inférences avec une seule règle
- Inférences avec plusieurs règles.

#### \*) Inférences avec une seule règle

Le cas d'une inférence avec une seule règle se présente lorsqu'il faut comparer plusieurs concurrents dans une certaine situation et en choisir l'optimum .

Si  $X_1, X_2, \dots, X_n$  sont des variables linguistiques pour évaluer une certaine situation .

Le critère Y pour la prise de décision peut être formuler par une règle comme exemple :

$$Y = (X_1 \text{ OU } (X_2 \text{ ET } X_3) \text{ OU } \dots) \text{ ET } X_n.$$

La forme exacte de cette règle dépend évidemment du problème en question.

A chaque variable formant un ensemble est attribuer une fonction d'appartenance  $\mu_{x1}, \mu_{x2}, \mu_{x3}, \dots, \mu_{xm}$ . dont les valeurs numériques sont en générale différentes pour chaque concurrent  $i = 1 \dots \dots \dots m$ .

Selon les règles de calculs par les opérateur de la logique floue, on peut déterminer le facteur d'appartenance  $\mu_y$  pour le critère d'évaluation Y.

### \*) Inférences avec plusieurs règles

Le cas d'une inférence avec plusieurs règles se présente lorsqu'une ou plusieurs variables nécessitent une prise de décision différentes suivant les valeurs qui atteignent ces variables.

Cette problématique se présente essentiellement pour des problèmes de réglage et de commande et la prise de décision conduit à l'exécution d'une certaine opération.

les règles peuvent alors être exprimé sous la forme générale :

OPERATION := si CONDITION 1 alors OPERATION 1 ou  
                  si CONDITION 2 alors OPERATION 2 ou  
                  :  
                  :  
                  si CONDITION m alors OPERATION m.

Les conditions peuvent dépendre d'une ou de plusieurs variables liées ou non entre elles par des opérateurs de la logique floue de forme ET ou OU.

Les inférences avec plusieurs règles sont caractérisées par le fait qu'en générale plusieurs règles sont simultanément vérifiées. L'opération qui doit alors être effectuée doit tenir compte des différentes conditions et s'obtient par les règles de calcul de la logique floue, on parle alors de defuzzification.

### III-2-4) Opérateur de la logique floue

Comme on l'a vu précédemment, les variables linguistiques sont liées entre elles ou niveau des inférences par des opérateurs ET ou OU, de plus il existe un opérateur NON.

### \*) Opérateur NON

Soit A un ensemble floue caractérisant la variable floue X défini par sa fonction d'appartenance  $\mu_a(x)$ .

$C = \text{NON}(A)$  : est défini par sa fonction d'appartenance :

$$\mu_c(x) = 1 - \mu_a(x).$$

### \*) Opérateur ET :

Soit A, B deux ensemble floue ; on défini  $C = A \text{ ET } B$ .

Par la fonction d'appartenance  $\mu_c(x)$  tel que :

1)  $\mu_c(x) = \min [\mu_a(x) , \mu_b(x)]$  " dans le cas ou A et B sont lié a la même variable linguistique".

2)  $\mu_c(x,y) = \min [\mu_a(x) , \mu_b(y)]$  " dans le cas ou A et B sont lié respectivement a X et Y.

### \*) Opérateur OU

Soit A, B deux ensemble floue; on défini  $C = A \text{ OU } B$  par:

1)  $\mu_c(x) = \max [\mu_a(x) , \mu_b(x)]$  " dans le cas ou A et B sont lié a la même variable".

2)  $\mu_c(x,y) = \max [\mu_a(x) , \mu_b(y)]$  "dans le cas ou A et B sont lié à deux variable X,Y différente."

### Remarque:

L'exception de min et max sur ordinateur peut être coûteuse en terme de temps c'est pour cela qu'on préfère utiliser des formes arithmétique d'opérateur ET et OU  
L'opérateur « ET » est alors formé par le produit applique au fonction d'appartenance  
 $C = A \text{ ET } B$ .

$$1) \mu_c(x) = \mu_a(x) \mu_b(x).$$

$$2) \mu_c(x,y) = \mu_a(x) \mu_b(y).$$

Et l'opérateur « OU » est formé par la somme des fonctions d'appartenance.

$$1) \mu_c(x) = [\mu_a(x) + \mu_b(x)]/2$$

$$2) \mu_c(x,y) = [\mu_a(x) + \mu_b(y)]/2$$

### III-3) Réglage et commande par logique floue :

Comme déjà mentionné un domaine d'application de la logique floue qui devient de plus en plus important est celui du réglage et de la commande de processus industriel. En effet cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficaces sans devoir faire des études théorique approfondies ; par des inférence avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique.

#### III-3-1) Structure d'un réglage par logique floue

La Fig. (3-5) présente la structure de base d'un réglage par logique floue

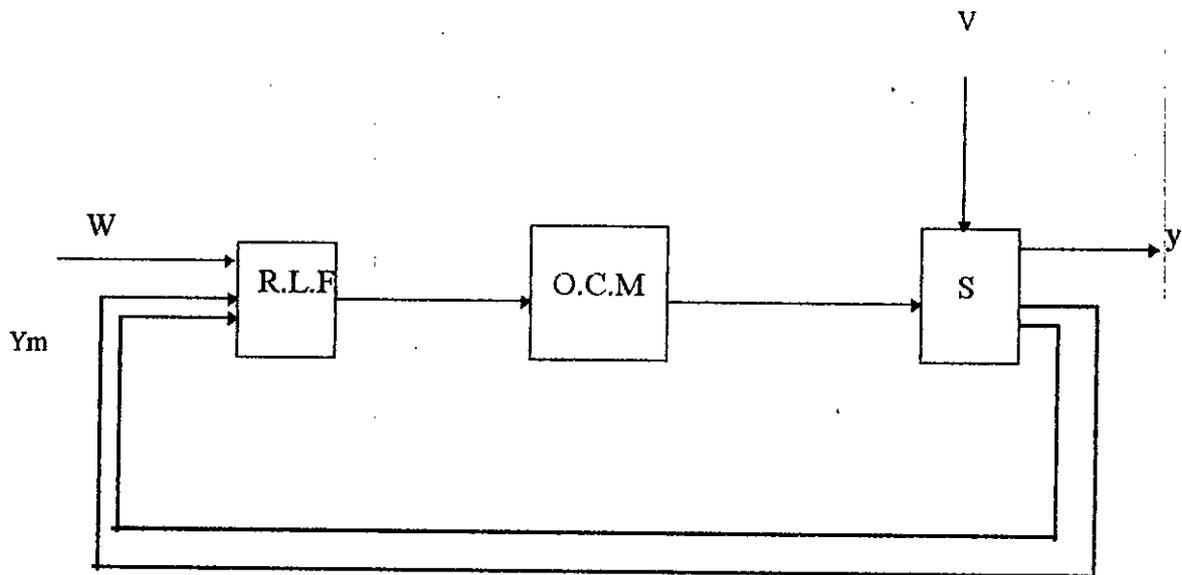


Fig. (3-5): Structure de base du réglage par logique floue.

#### III-3-2) Configuration interne d'un régulateur par logique floue

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur par contre réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien défini, mais utilisé des variables linguistique. Ces inférence sont alors traitées par des opération de la logique floue.

La Fig. (3-6) montre la configuration interne d'un régulateur par logique floue.

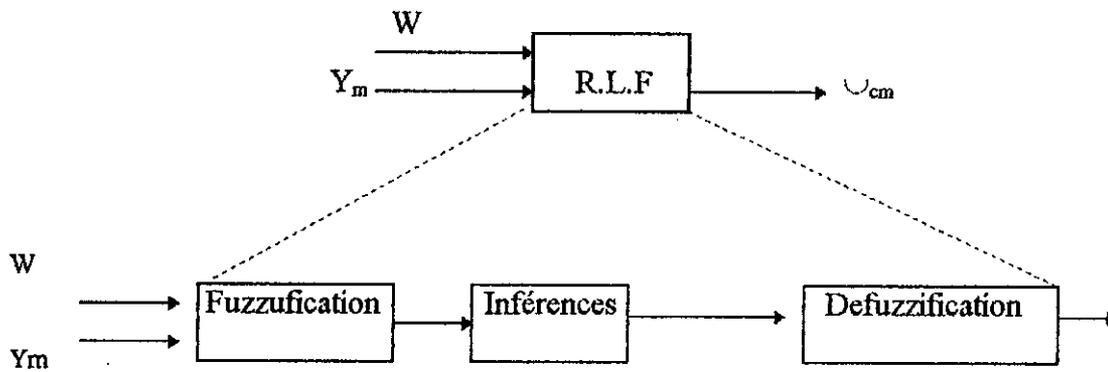


Fig. (3-6): Configuration interne d'un régulateur par logique floue.

On peut distinguer trois parties

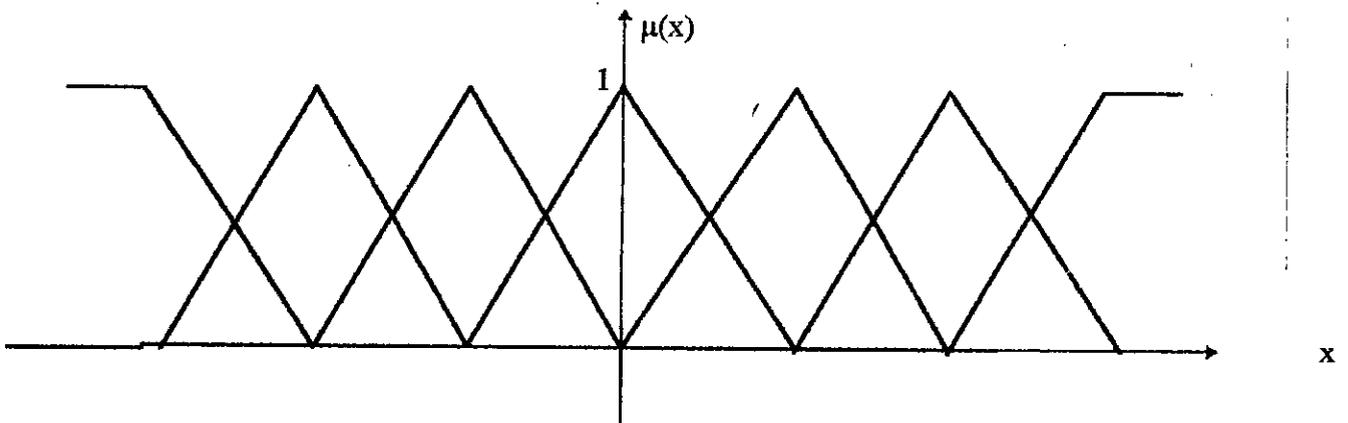
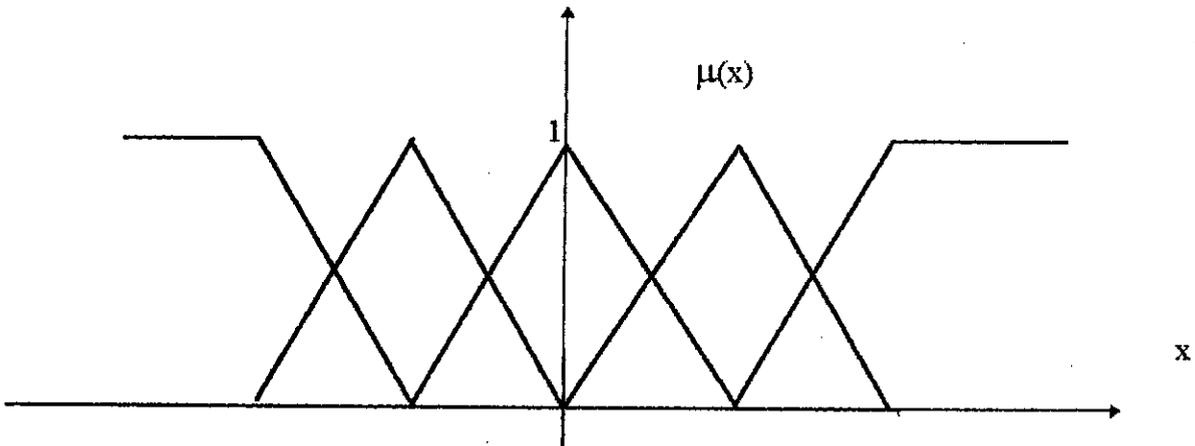
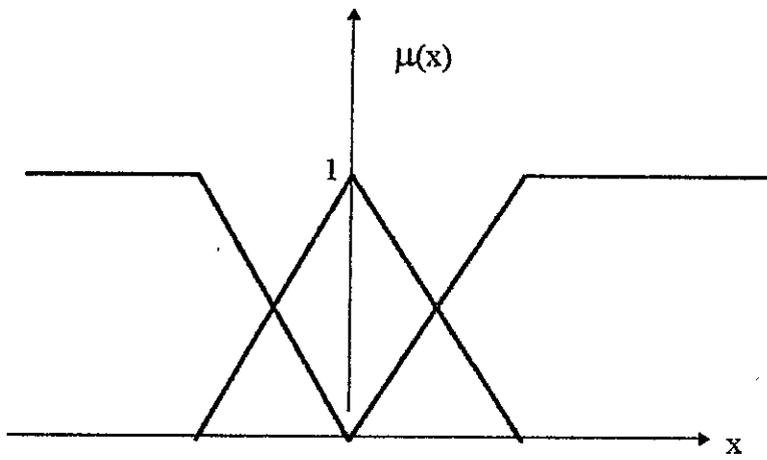
- Fuzzification
- Inférences
- Defuzzification

### III-3-3) Fuzzification

La fuzzification proprement dite consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables, en particulier pour les variables d'entrées. On réalise ainsi le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques qui peuvent alors être traitées par les inférences.

Dans le cas du réglage floues on utilise en générale des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenances. Bien qu'il n'existe pas de règles précises pour la définition des fonctions d'appartenances.

En général on introduit pour une variable « X » trois, Cinq a Sept ensembles comme le montre la Fig. (3-7)



Fig( 3-7): Différente fonctions liée à une variable linguistique .

### III-3-4)Inférences

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférence adoptées qui lient les grandeurs mesurée qui sont les variables d'entrée "x" (transformé en variable linguistique à l'aide de la fuzzification )a la variable de sortie  $x_r$ , cette dernière est exprimée comme variable linguistique.

La représentation des inférences est donné par une représentation graphique appelée matrice d'inférences comme le montre la Fig. (3-8)

		$X_R$	$X_1$				
			$A_{11}$	$A_{12}$	$A_{13}$	$A_{14}$	$A_{15}$
$X_2$	$A_{21}$	$A_{R1}$					
	$A_{22}$		$A_{R2}$		$A_{R7}$		
	$A_{23}$			$A_{R8}$			
	$A_{24}$		$A_{R4}$				
	$A_{25}$			$A_{R5}$	$A_{R6}$		

Fig.( 3-8): Représentation des règles par matrice d'inférence

A l'intersection d'une colonne et d'une ligne se trouve l'ensemble correspondant de la variable de sortie  $x_r$  défini par une règle d'inférence.

Les variables sont liées par l'opérateur ET tandis que les variables des sorties des différentes règles sont combiné par l'opérateur OU afin d'obtenir la variable de sortie de l'inférence.

#### \*) Traitement numérique des inférences :

Dans les inférences de régulateur par logique floue intervient les opérateurs ET et OU, les opérateurs ET s'applique aux variables a l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur OU lie les différentes règles.

Une règle d'inférence est activé lorsque le facteur d'appartenance lié à la condition de cette règle et non nul .

Pour le réglage par logique floue on utilise en général un des méthodes suivantes.

- méthodes d'inférence max-min .
- méthodes d'inférence max-prod
- méthodes d'inférence Somme-prod

**A) Méthode d'inférence max-min :**

La méthode d'inférence max-min peut être décrite en toute généralité de la manière suivante : à la condition de chaque règle Ri (avec  $i = 1, 2, \dots, m$ ) est attribué un facteur d'appartenance  $\mu_{ci}$  . Il dépend évidemment de la condition elle même et des valeurs déterminées pour les variable d'entrées  $x_1, x_2, x_3, \dots, x_m$  .

Si la condition n'est pas du tout vérifier on a évidemment  $\mu_{ci} = 0$  , a noter que les opérateurs ET et OU sont réalisé respectivement par la formation du min et du max pour chaque règle on obtint la fonction d'appartenance partielle par la relation.

$$\mu_{ri}(x_r) = \text{mix} [\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_r)] \quad i=1, \dots, m.$$

$\mu_{oi}(x_r)$  est la fonction d'appartenance liée à l'opération imposée par la règle  $r_i$  .

La fonction d'appartenance résultant est alors donné par :

$$\mu_{res}(x_r) = \max [\mu_{r1}(x_r), \mu_{r2}(x_r), \dots, \mu_{rm}(x_r)] .$$

**B) Méthode d'inférence max-prod :**

on a :

$$\mu_{ri}(x_r) = \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(x_r) \quad i=1, \dots, m$$

$$\mu_{res}(x_r) = \max [\mu_{r1}(x_r), \dots, \mu_{rm}(x_r)] .$$

L'opérateur ET et OU dans la condition est réalise par la formation du minimum et du maximum respectivement.

**C)- Méthode d'inférence somme -prod :**

Par opposition aux méthodes d'inférence précédentes, la méthode d'inférence somme prod réalisé, au niveau de la condition, l'opérateur OU par la formation de la somme plus précisément par la valeur moyenne tandis que l'opérateur ET est réalisé par la formation du produit, la conclusion du chaque règle précède par alors, liant le facteur d'appartenance par la condition a la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur ET est réalisé par la formation du produit .

L'opérateur OU qui lié les différentes règles est réalisées par la formation de la somme donc de la valeur moyenne

$$\mu_{r1}(x_r) = \mu_{c1} \cdot \mu_{o1}(x_r).$$

$$\mu_{res}(x_r) = [ \mu_{r1}(x_r) , \dots, \mu_{rm}(x_r) ]/m.$$

### III-3-5) Defuzzifition

Les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance  $\mu_{res}(x_r)$  pour la variable de sortie  $x_r$ , il s'agit donc d'une information floue, étant donné que l'organe de commande nécessite un signal de commande  $u_{cm}$  précis a son entrées ; il faut prévoir une transformation de cette information déterminée .

#### A) defuzzification par centre de gravité

c'est la méthode de defuzzification la plus utilisée ,elle ce résume par la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{res}(x_r)$ .

a l'aide de la relation générale.

$$x_r^* = \frac{\int x_r \cdot \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int \mu_{res}(x_r) dx_r}$$

$x_r^*$  : forme ainsi le signal de sortie

#### B) Centre de gravité lors de la méthode d'inférence somme prod

L'abscisse de centre de gravité est donnée par:

$$x_r^* = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} x_i^* s_i}{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} s_i}$$

$$x_r^* = \frac{1}{s_i} \int x_r \mu_{oi}(x_r) dx_r$$

$$s_i = \int \mu_{oi}(x_r) dx_r$$

### III-4) Traitement du signal de sortie

Le signal de sortie  $x_r^*$  fourni par le fuzzification doit être soumis à un traitement afin d'obtenir le signal de commande  $U_{cm}$ .

Dans la plus part des cas, il y a proportionnalité entre  $x_r^*$  et  $U_{cm}$  mais par fois il est judicieux de formuler les règles d'inférence de sorte que le signal de sortie  $x_r^*$  intervient comme incrément du signal de commande  $U_{cm}$  entre les instant d'échantillonnage  $K-1$  et  $K$ ; il y a alors la relation .

$$U_{cm}[K] = U_{cm}[K-1] + s x_r^*[K] .$$

Le signal de commande ainsi obtenu est formulé en grandeur relative et doit être multiplier par la valeur maximale afin d'obtenir la somme réel.

### III-5) Application du RLF au moteur à C.C :

Pour la commande en vitesse le contrôleur flou appliquée a l'ensemble moteur à courant continu, nous avons utilisé comme variable linguistique en premier l'erreur entre la consigne et la sortie noté "e" et la variation de l'erreur notée "de" en entrée et la commande u en sortie.

L'univers de discours de chaque des variables sera donné par la variation maximale pour le système [1 -1] est sera représenté en sept classes notées.

NB : négatif big

NM : négatif médium

NS : négatif smal

ZE :Zéro

PS :positif smal

PM : positif médium

PB : positif big

Comme le montre la Fig.(3-9)

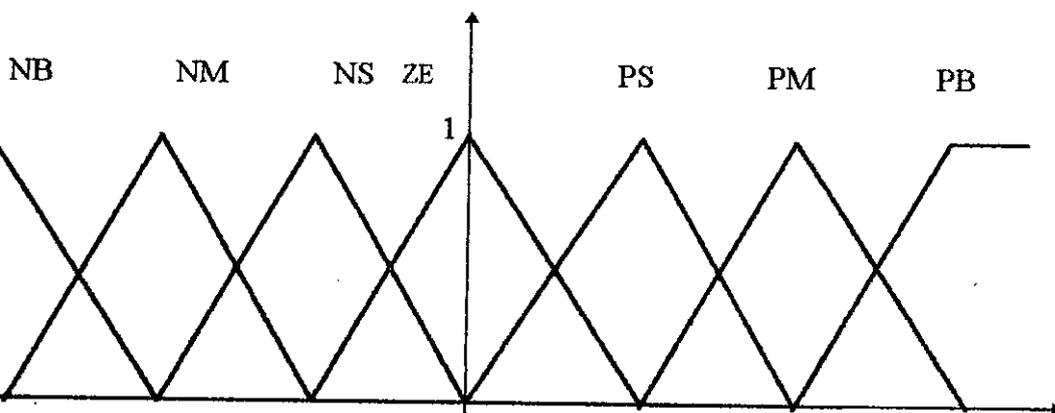


fig.(3-9): différentes classes caractérisant les variables floues du RLF

Les règles de contrôle sont résumées dans la matrice de la Fig. (3-10)

E DE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
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	NB	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

fig.(3-10): matrice d'inférence utilise pour la commande

La méthode d'inférence de defuzzification utilise est la méthode d'inférence somme prod.

### III-5-1) Commande sans prise de compte la dynamique de hacheur

Le signal de sortie de la defuzzification représente l'incrément de la commande a un coefficient prés, c'est à dire

$$u[k+1]=u[k]+s \cdot x^*$$

S : 0,0055

#### Simulation et résultats

Les teste de simulation à l'aide du logiciel SIMNON ont permis d'évaluer les performances de la commande et de démontrer la robustesse vis-à-vis des variations de certain paramètres.

La Fig. (3-13) montre la réponse du système a un échelon de vitesse  $w = 0,8$  PU avec un temps de repense de 0,95 et une erreur statique nulle.

Pour plusieurs valeurs de consigne de vitesse  $w = 1$  et une charge variant respectivement de 0 à 1 et de 1 à 0 à l'instant 3s.

En fin un test de poursuite de consigne à été appliqué au système pour une consigne variant de la -1 est donné par la Fig. (3-16)

\* )On remarque des tests ainsi établi que le courant d'induit passe a 3 PU ce qui peut dans certain cas indésirable, d'où la limitation est exigé sur le courant pour notre choix on a limité le courant a 1 , 2 PU .

Pour limité le courant d'induit nous avons introduit le courant comme variable linguistique défini par trois ensemble flous dont les fonctions d'appartenance sont donné par la Fig. (3-11).

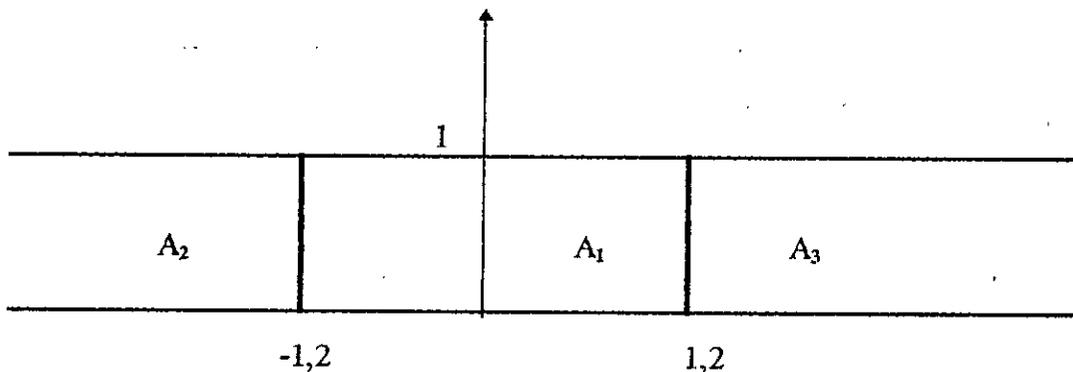


Fig. (3-11): définition du courant comme variable linguistique

Ainsi en plus des règles précédentes en ajoute les règles

IF ia ET  $A_1$  alors  $u = u + s x_r^*$

IF ia ET ( $A_2$  OR  $A_3$ ) ALORS  $u = u - s_1 x_r^*$

avec  $s_1:7$

les mêmes testes qu'avant on été applique sur le système qui sont donne par la fig. (3-17) à fig.(3-21) .

Un teste de robustesse a été applique au système pour une variation des paramètres  $r_a, l_a, j$  ainsi qu'une combinaison de ces paramètres comme le montre la fig. (3-22) et la fig. (3-26) pour une consigne  $w=1$  et un moment résistant  $m_r$  respectivement égale à 1 et 0 qui passe à 1 à l'instant 5s.

- Pour une diminution de 50% de la résistance  $r_a$  , la sortie du système reste robuste tandis que pour une augmentation de 50% le système ne peut pas atteindre la consigne a cause de l'insuffisance de la commande .
- Pour une diminution de 40% de l'inductance le système reste robuste est la dynamique reste inchangé .
- Pour une augmentation de 100% de J le système reste robuste et la dynamique reste inchangé .

- Pour une combinaison de variation des paramètre 'diminution de 50% de la résistance et de 40% de l'inductance et une augmentation de 100% du moment d'inertie J 'le système reste robuste de point vue commande .

### III-5-2) Commande par hacheur

L'association hacheur moteur à été établie sur les bases suivantes :

Le signal de commande  $U_{RLF}$  est comparé à un signal "Z" en dent de si suivant le signe de commande comme le montre la "Fig. (3-12) (a) Fig.(3-12)b)"

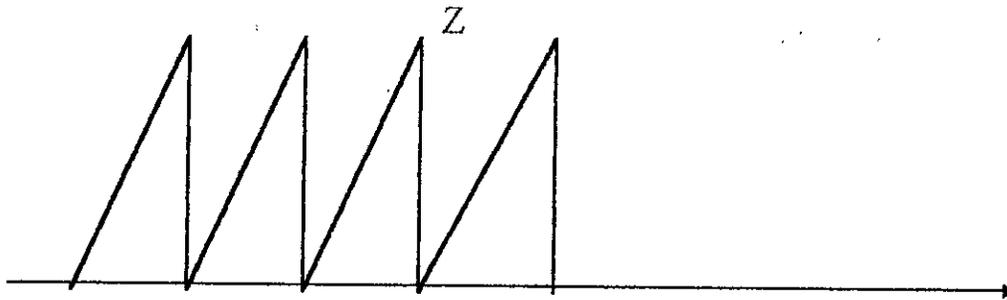


Fig. (3-12) (a): Signal de comparaison dans le cas ou  $U_{RLF} > 0$

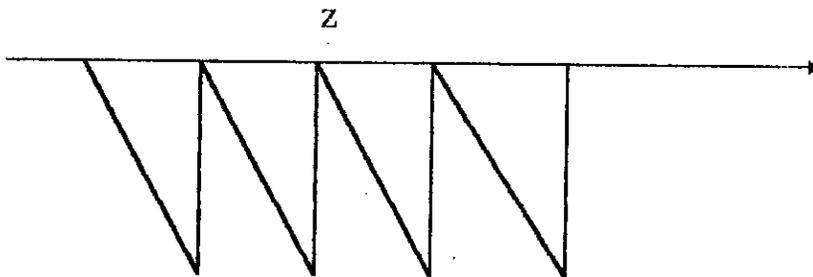


Fig. (3-12 )(b) : Signal de comparaison dans le cas ou  $U_{RLF} < 0$ .

La commande du hacheur est délivré suivant les règles suivantes :

1)-Pour une commande du RLF positif

$$U_{CM} = \begin{cases} 1 & \text{Si } U_{RLF} > Z \\ 0 & \text{Si } U_{RLF} < Z \end{cases}$$

2)- Pour une commande du RLF négatif

$$U_{CM} = \begin{cases} 0 \text{ si } U_{RLF} > Z \\ -1 \text{ si } U_{RLF} < Z \end{cases}$$

les résultats du simulation pour un fonctionnement à 500 HZ sont donné par la Fig. (3-22) à fig.(3-24)

### Simulation et résultat

Les résultats de simulation dans le cas ou on associe le hacheur au moteur est données par :

- La fig. (3-22) pour une consigne  $W=0,8$  PU et un couple résistant  $m_r = 1$  PU, on voit alors que le courant limité à 1,2 PU présente une oscillation en régime permanent dont on peut éliminer en agrandissent la fréquence du signale de comparaison.
- La fig. (3-23) et fig. (3-24) pour un fonctionnement à  $W = 1$  PU et une charge variable de 0 PU à 1 PU ou 1 PU à 0 PU dont on peut dire que la caractéristique d'intégration n'est pas influencé par le hacheur tandis que la courant reste oscillant en régime permanent .
- La fig. (3-24) pour un test de poursuite, le système répond toujours a no besoins

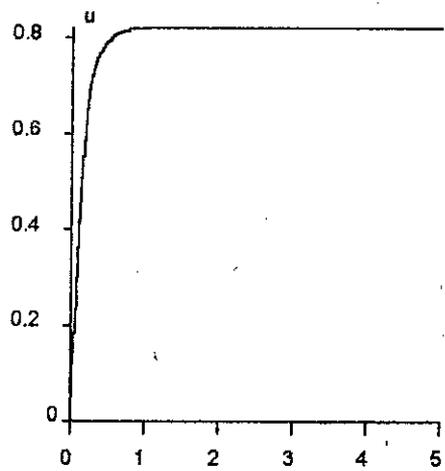
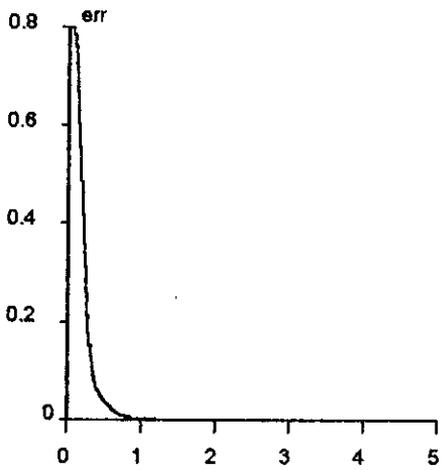
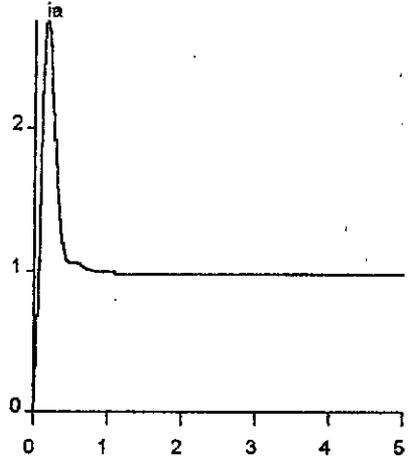
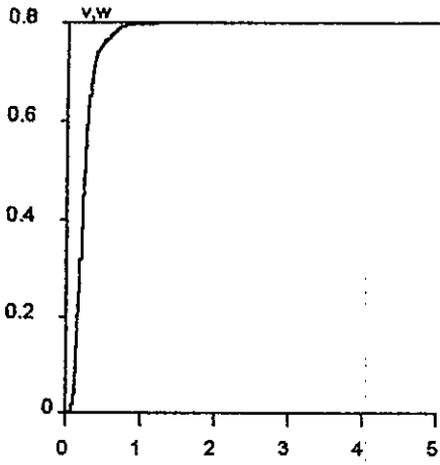
La fig.(3-25) pour un test de robustesse vis avis des paramètre  $R_a$ ,  $L_a$ ,  $J$  pour  $W = 1$  PU et une charge  $m_r = 1$ , le système reste robuste pour une diminution de 50% de  $R_a$ , de 40 % de  $L_a$  et devient lent pour pour une augmentation de 100% de  $J$ . Ainsi que pour combinaison de ces variation le système devient lent en comparaison avec le système initial, tandis que pour une augmentation de 50.% de  $R_a$  introduit une erreur permanente a cause de l'insuffisance de la commande pour amener le système au point désiré .

### III-6) conclusion

Nous avons démontre par des résultats de simulation la robustesse de la commande par rapport à la variation brutale de la charge , ainsi que des variation des paramètres .

L'introduction du hacheur n'a pas trop influence la dynamique du système .

Pour remédier au problème d'oscillation du courant ainsi de la vitesse ,il faut augmente la fréquence du signal de comparaison z.



Fig(3-13) : Repense du système pour  $W = 0,8$   
 $m_r = 1$

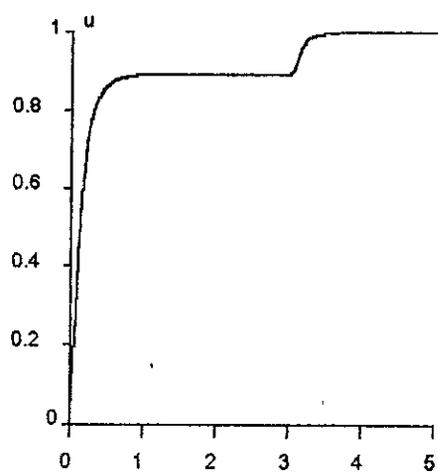
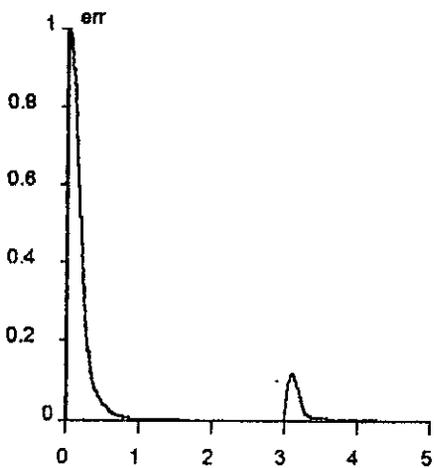
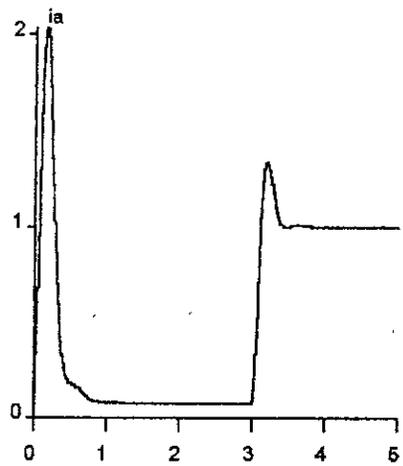
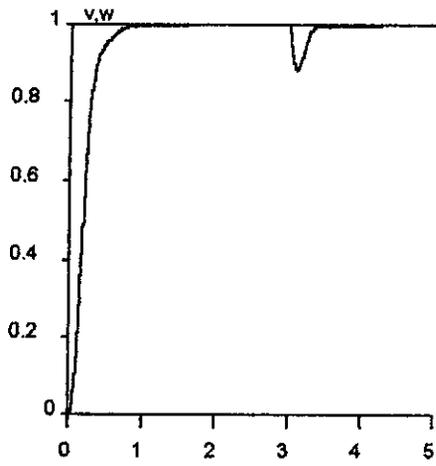
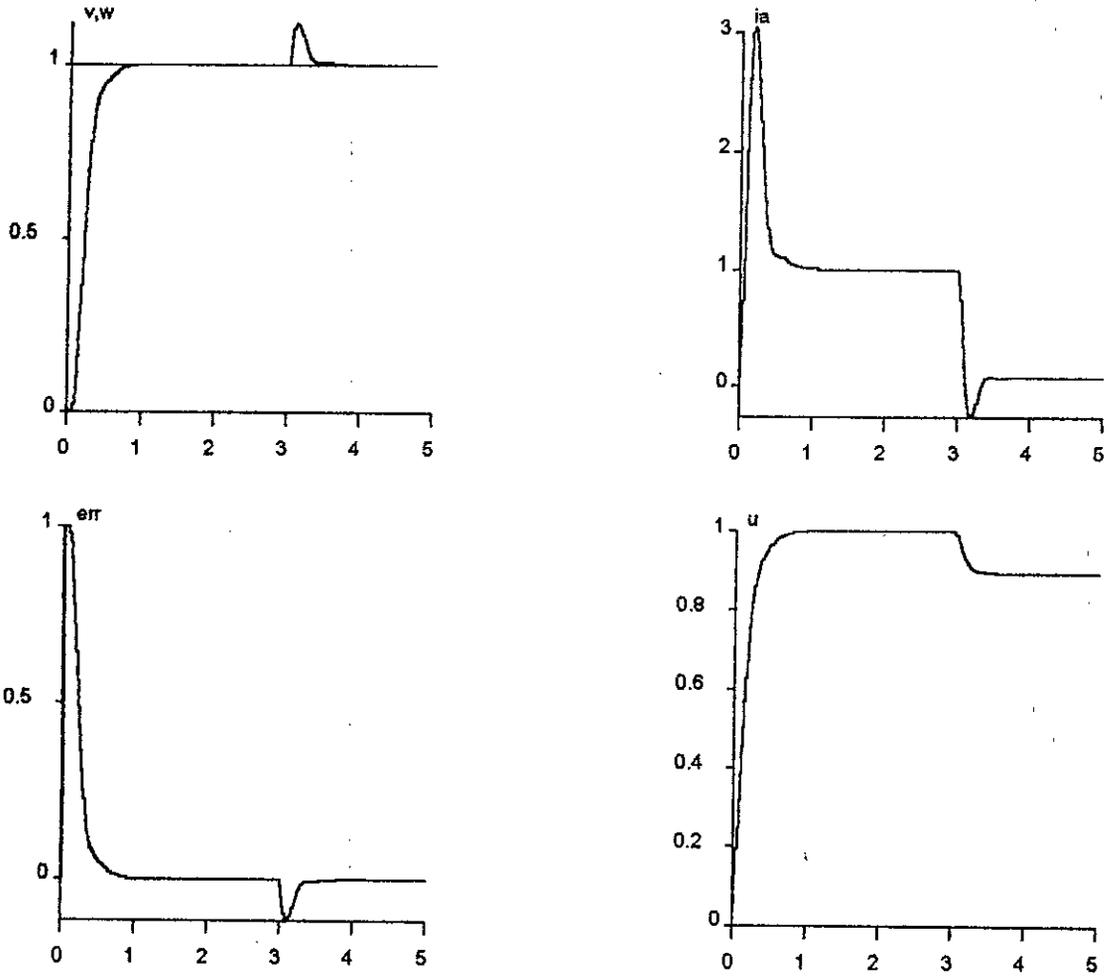


Fig (3-14): Repense du système pour  $W = 1PU$  et  $m_r$  variant de 0 à 1 a l'instant 3s



**Fig (3-15) : Repense du système pour  $W = 1$  PU et un moment résistant variant de 1 à 0 PU**

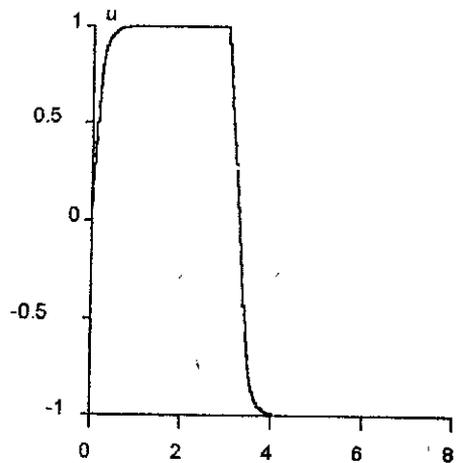
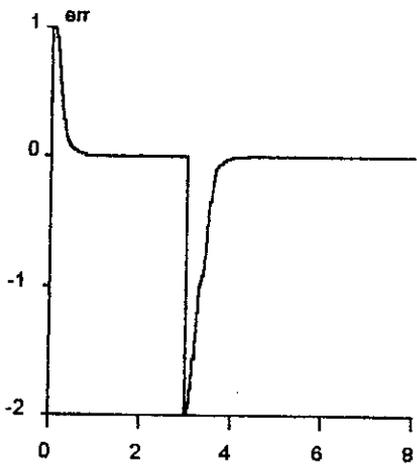
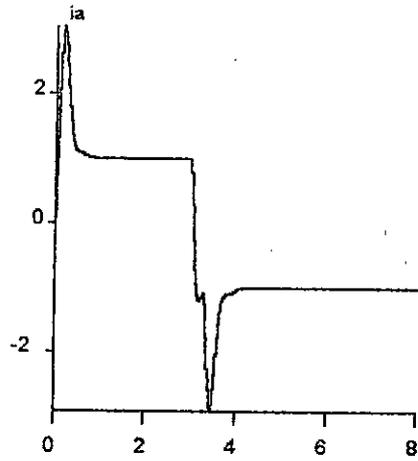
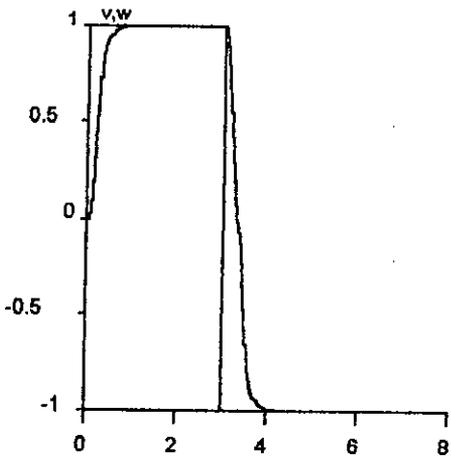


Fig (3-16) : Test de poursuite de consigne

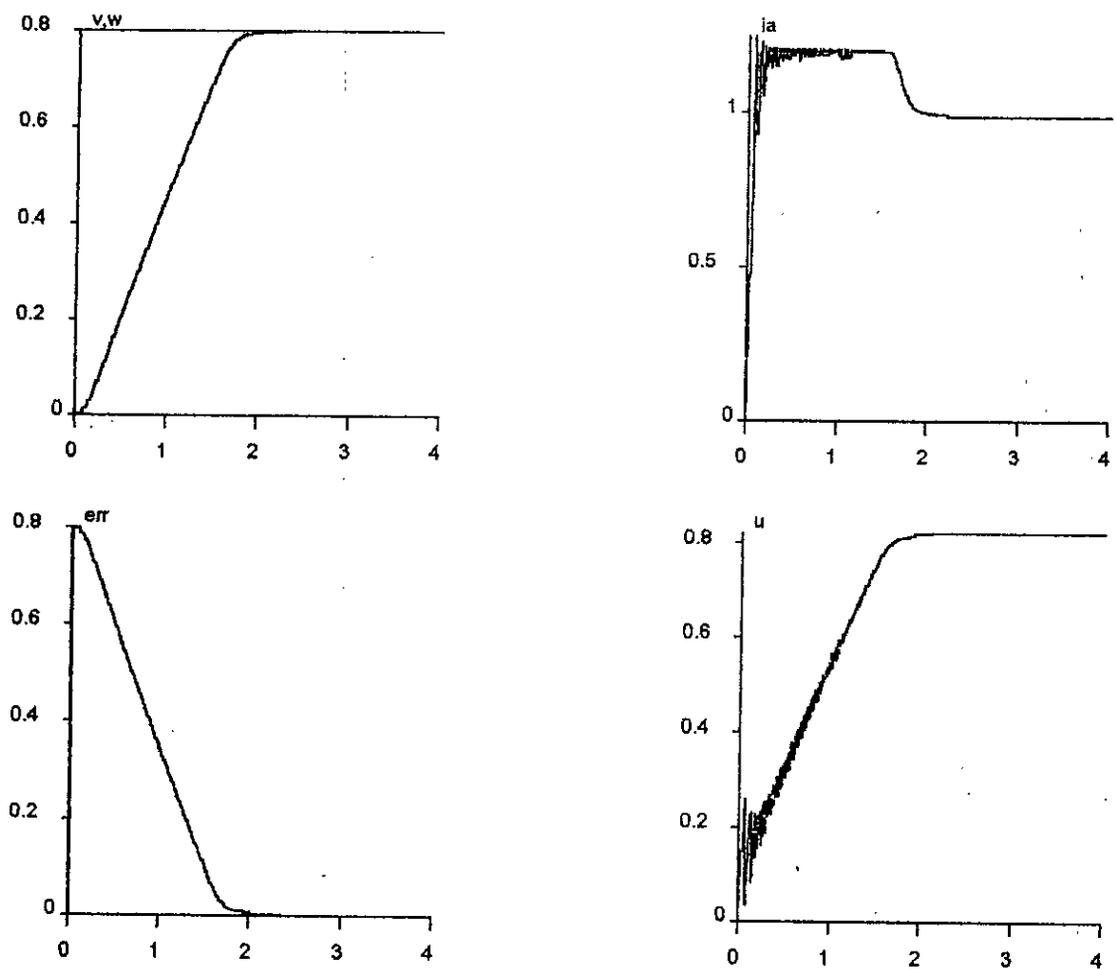
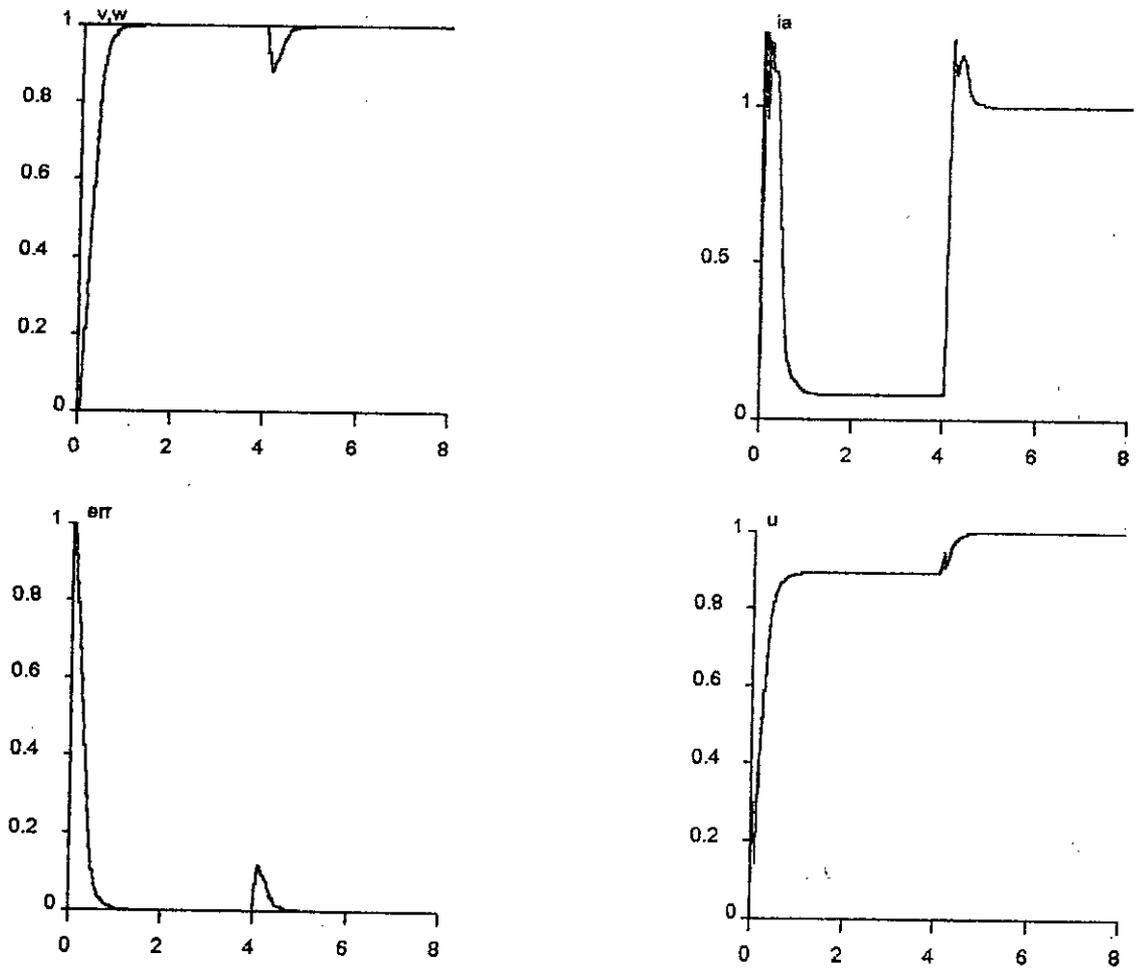
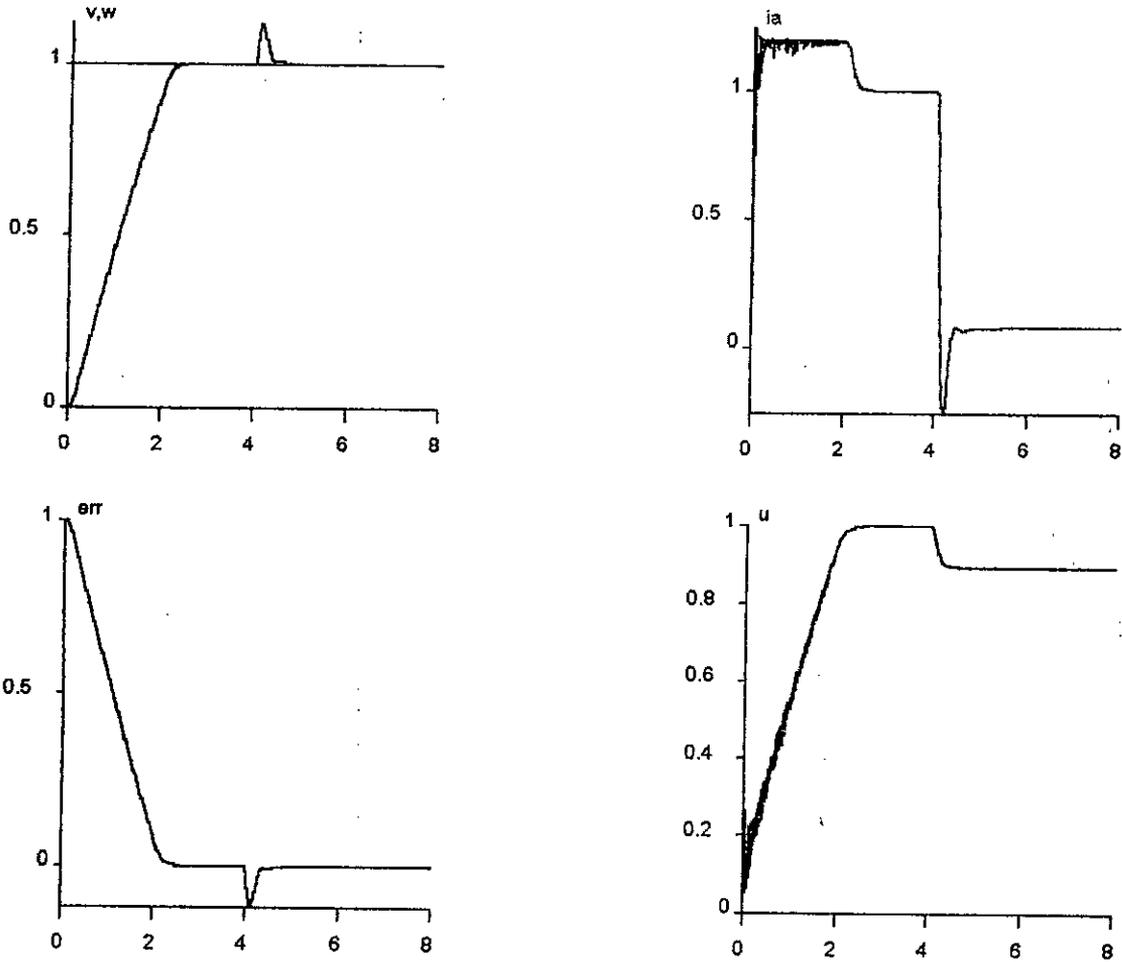


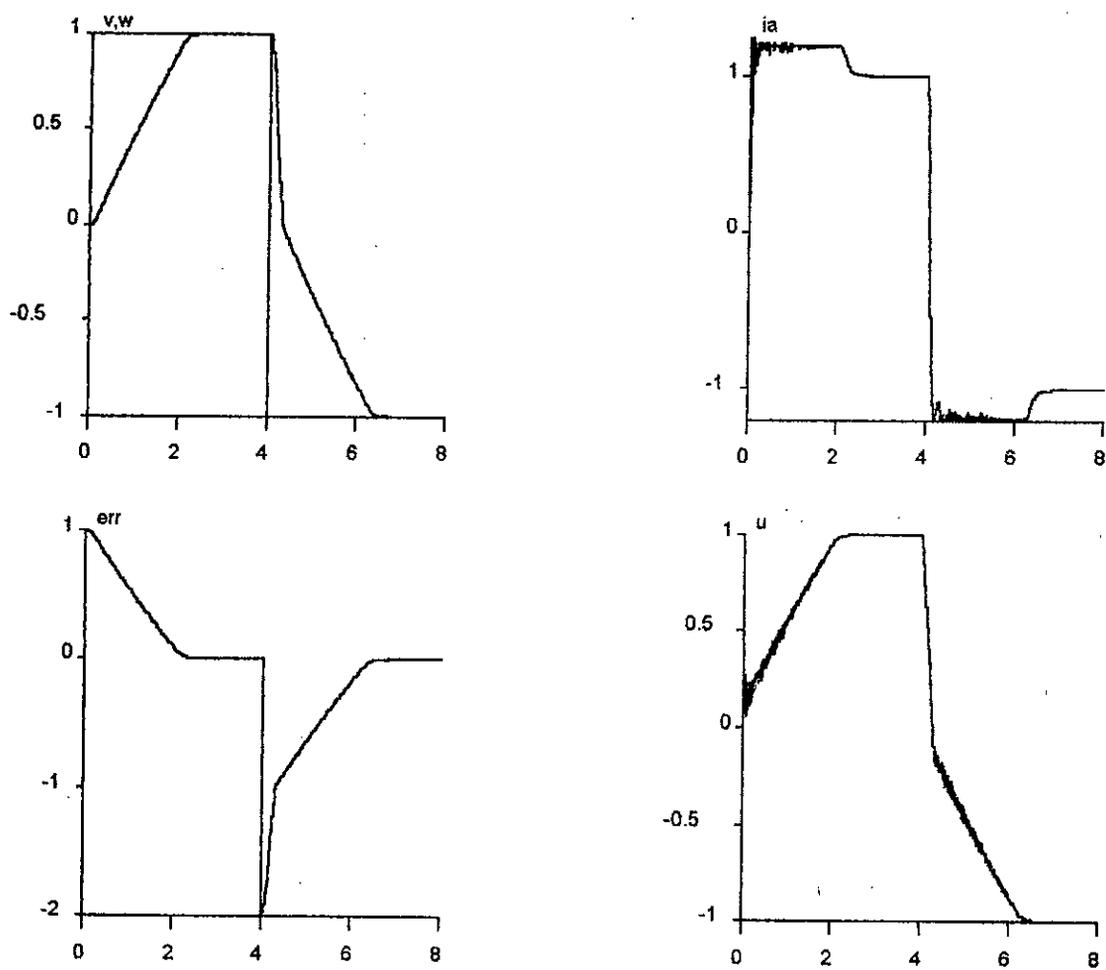
fig (3-17):reponse du systeme pour un fonctionnement en limitation pour  $w=0,8pu$  et  $m_r=1pu$



**fig(3-18):** reponse du systeme pour un fonctionnement en limitation pour  $w=1pu$  et  $m_r=0$  qui passe à  $1pu$  à l'instant  $4s$



**fig(3-19):**reponse du systeme pour un fonctionnement en limitation pour  $w=1pu$  ,  $mr=1pu$  qui passe à 0 à l'instant 4s



fig(3-20):test de poursuite en limitation du courant

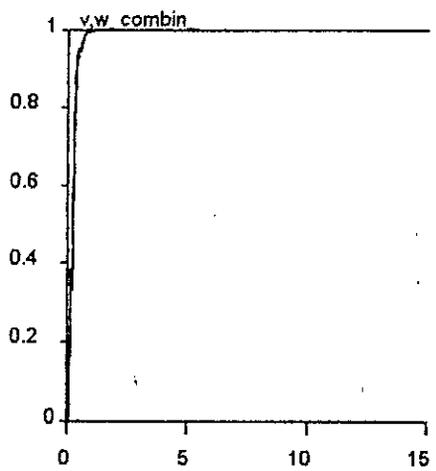
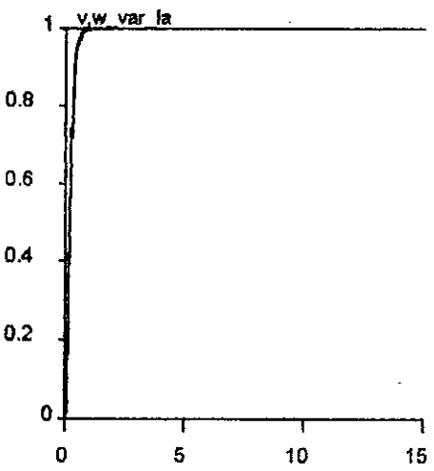
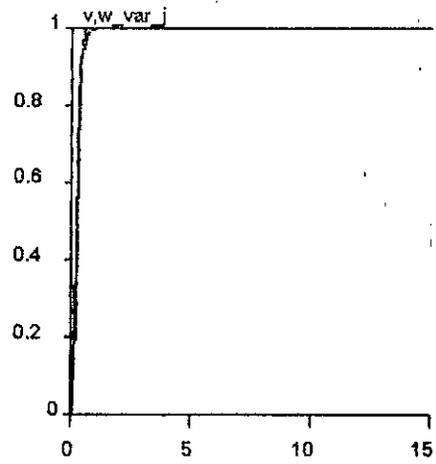
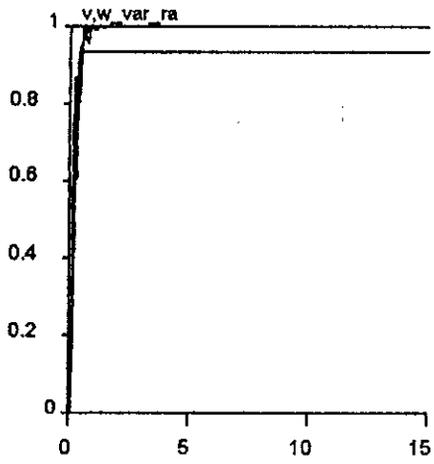
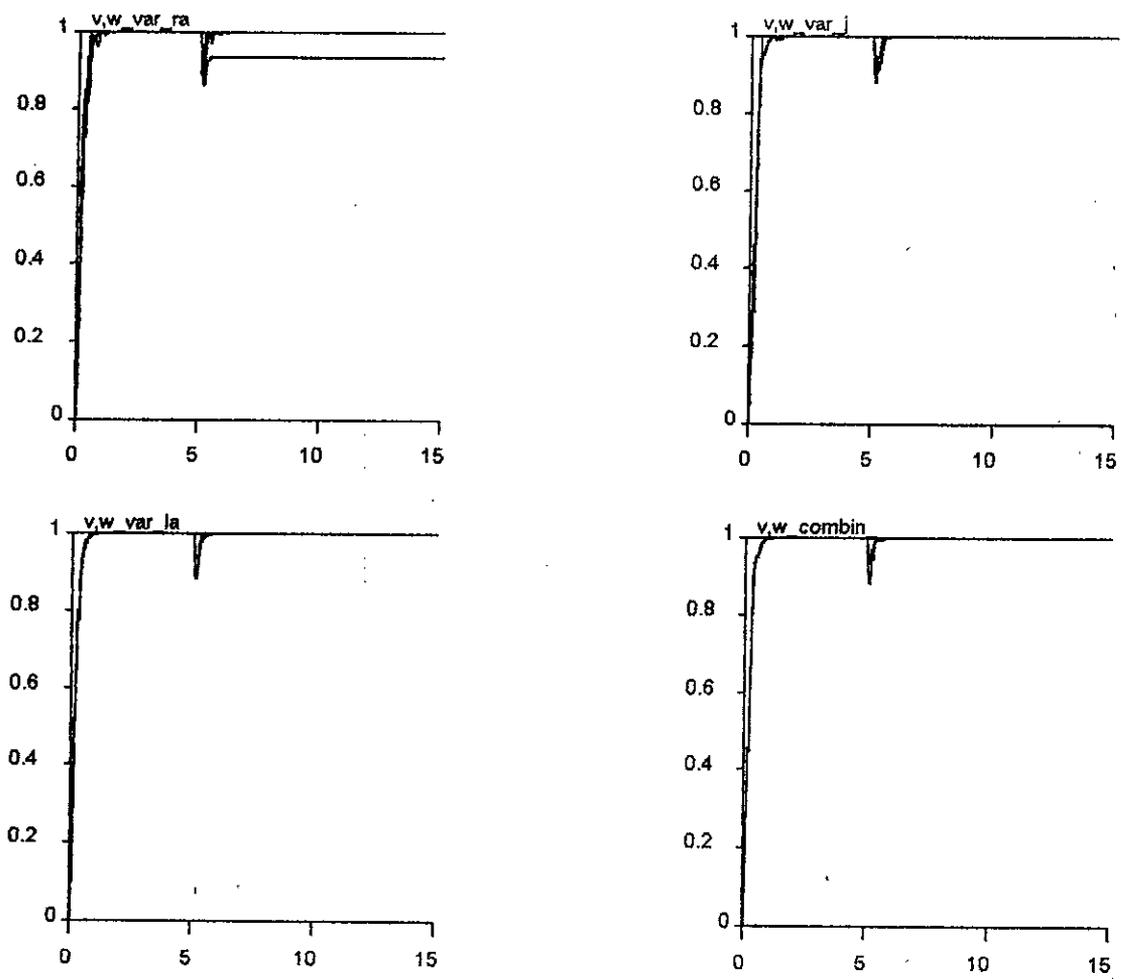
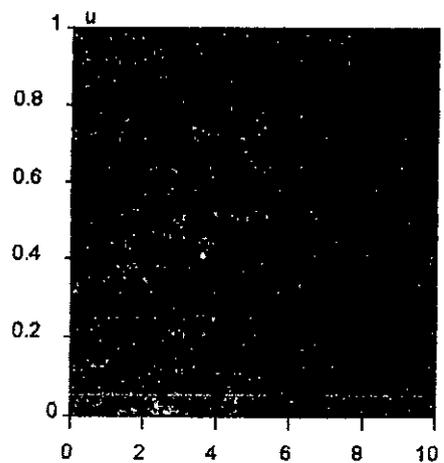
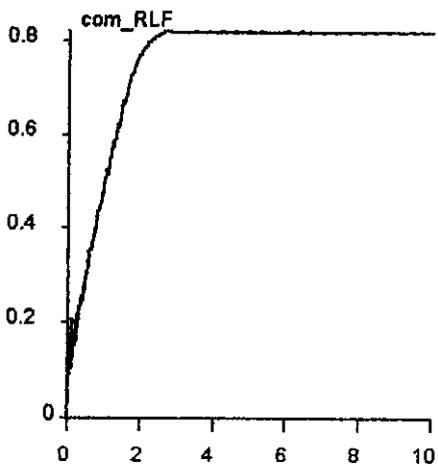
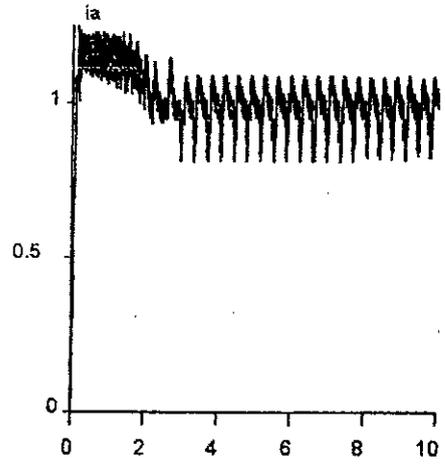
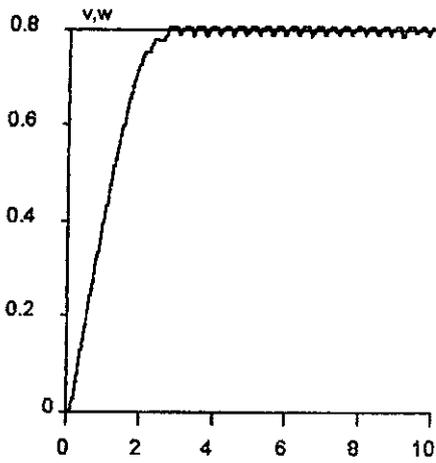


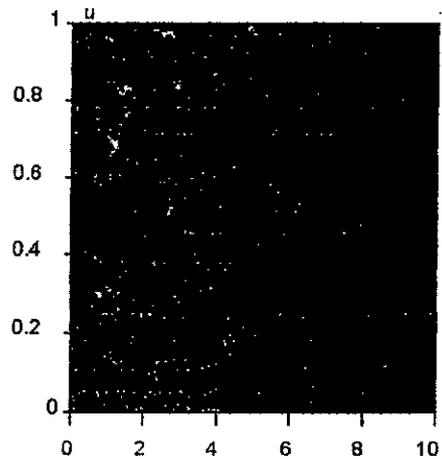
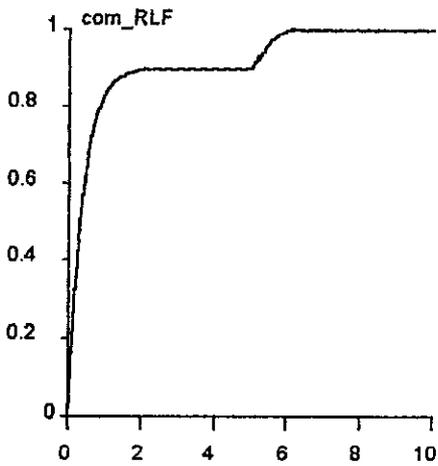
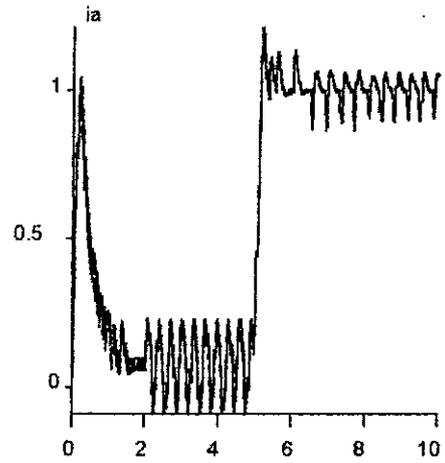
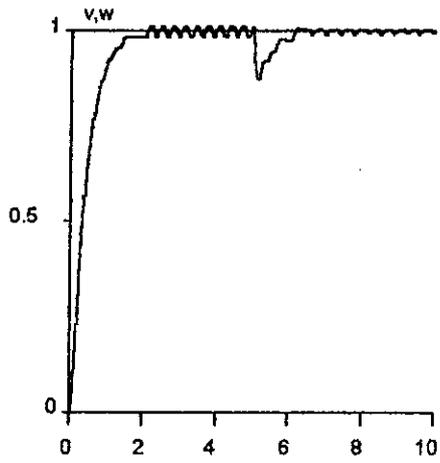
Fig (3-21)(a): Test de robustesse vis a vis des paramètres  $r_a, L_a, J$  pour  $m_r = 1pu, W = 1pu$



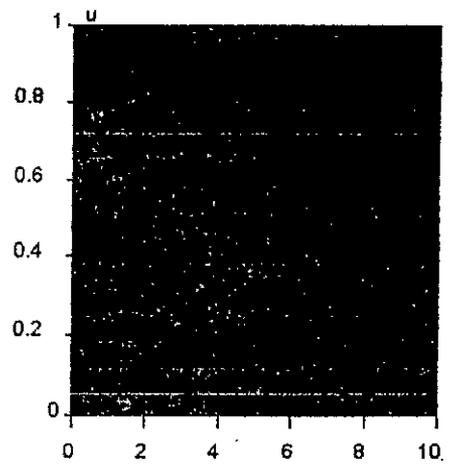
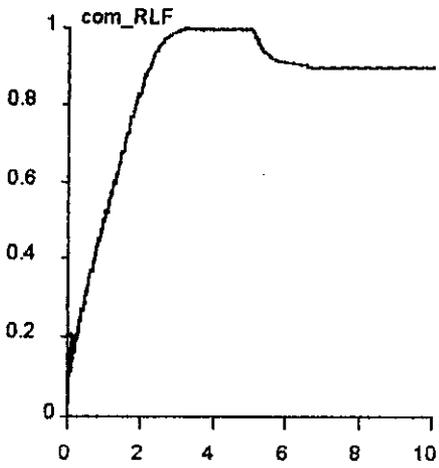
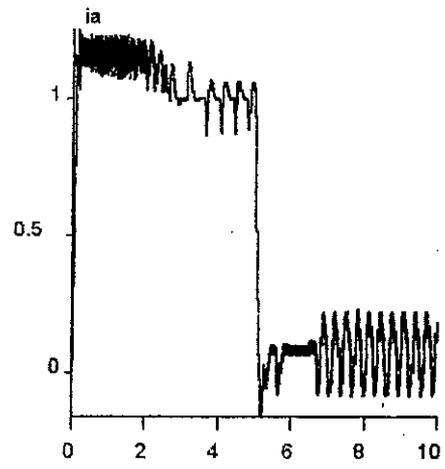
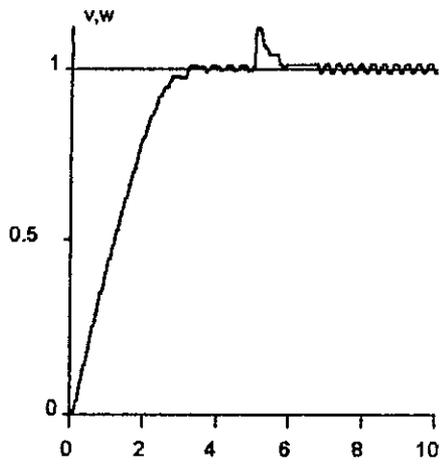
**fig(3-21)(b): test de robustesse vis à vis de:  $r$ ,  $l$ ,  $J$ ; pour  $m_r$  variant de 0pu à 1pu à l'instant 5s et  $w=1pu$**



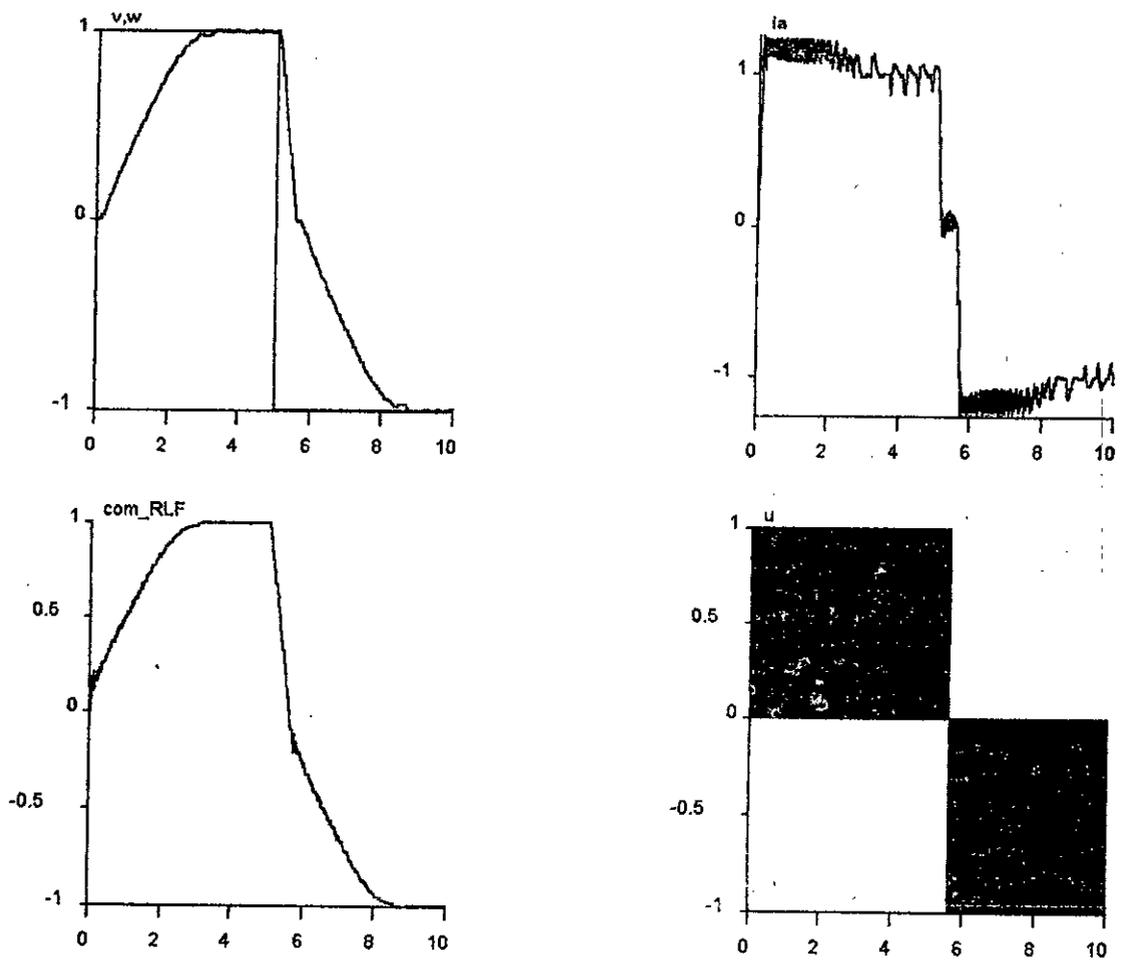
fig(3-22):reponse du système associé l'hacheur pour  $w=0,8pu$  et  $m_r=1pu$



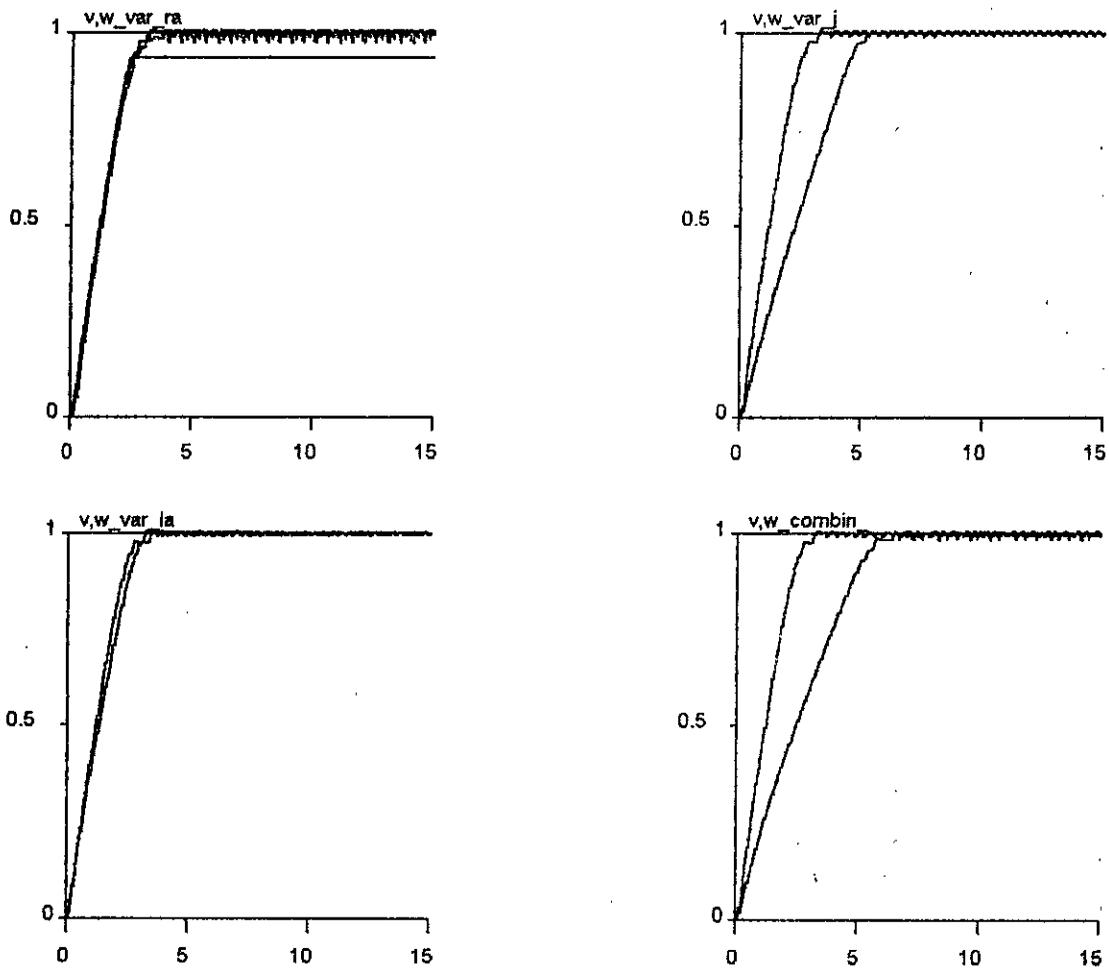
**fig(3-23):**reponse du systeme associé à l'hacheur pour  $w=1pu$  et  $m_r$  variant de 0 à 1pu



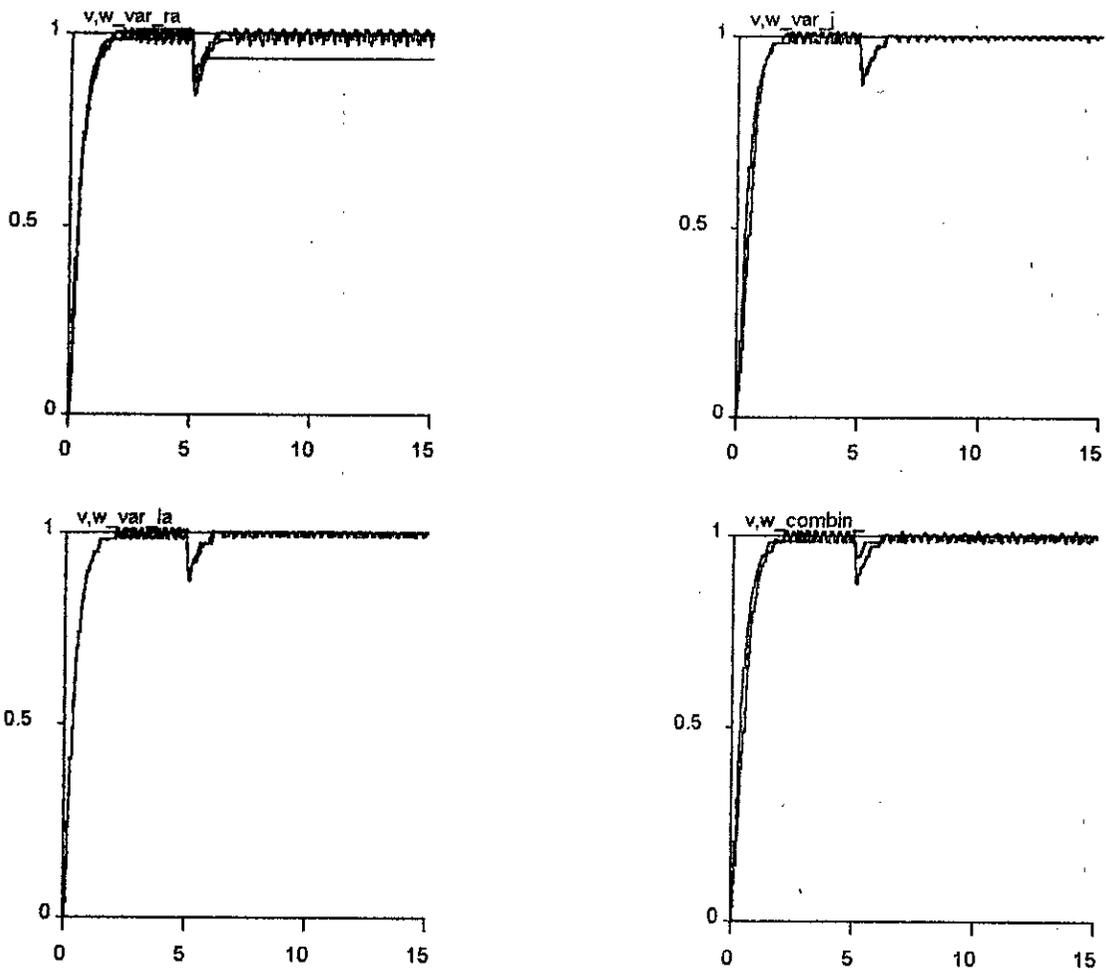
fig(3-24):reponse du systeme associé à l'hacheur pour  $w=1pu$ ,  $m_r$  variant de  $1pu$  à  $0pu$



fig(3-25): test de poursuite de consigne dans le cas ou le systeme est associé à l'hacheur avec  $m_r=1pu$



fig(3-26): test de robustesse vis à vis des paramètres  $r_a, l_a$   
 J; le cas où le système est associé à l'hacheur pour  
 $m_r=1$  pu et  $w=1$  pu



**fig(3-27):** test de robustesse vis à vis des variations de paramètres  $r_a, l_a, J$  dans le cas ou le systeme est associé l'hacheur pour  $w=1pu$  et  $m_r$  variant de 0 à 1pu à l'instant 5s

CONCLUSION  
GENERALE

Les résultats de simulation obtenus ont prouvé que:

1)- La technique des modes glissants s'adaptent mieux aux systèmes à structure variable et offre l'avantage de la robustesse.

Néanmoins cette technique présente des problèmes pour son application pratique étant donné que la commande par le mode de glissement est synthétisée avec une fréquence théoriquement infinie alors que la fréquence de commutation des organes de commande est pratiquement finie.

2)- La technique de la logique floue est bien meilleur que celle du mode glissant quoique le problème de limitation de fréquence reste posé dans le cas où on associe notre système à un hacheur.

Pour un minimum de fréquence:  $F=500\text{Hz}$  Les résultats obtenus est relativement acceptable.

## La Bibliographie

- [1]:ARNOLD - KAUFMAN:1992,"Introduction à la logique floue " Technique de l'ingénieur ref: A120,R7032.
- [2]:BERNADETTE BOUCHON MEUNIER :1993,"la logique floue "presses universitaire FRANCE 1<sup>er</sup>édition
- [3]:BOUALEG - A- HASSAINIA -S:1995,"la commande d'un moteur à courant continu par hacheur " mémoire de fin d'étude . Université de ANNABA
- [4]: BOUDJMAA FARES : 1991 , " Commande par mode de glissement de convertisseur électrique " thèse de doctorat université PAUL SABATIER de Toulouse FRANCE
- [5] : CHUEN CHIEN LEE : 1990 "Fuzzy Logic in control system : logic controller part I : IEEE transaction on systems man and cybernetics vol 20 N° 2 march / April
- [6] : FETOUS - S - SAHRAOUI -H - : 1987 " Simulation de la commande numérique et analogique d'un moteur à courant continu " Mémoire de fin d'étude ENP EL HARACH ALGER .
- [7] :JEAN PAUL LOUIS - BERNARD MULTAN : " commande d'un moteur a courant continu à vitesse variable " technique de l'ingénieur Ref : D 3610 , D 3611 D 3612
- [8] : JEAN PIERRE BARRAT , MEREILLE BARRAT , YVES LECLUSE : 1993 exemple d'application de la logique floue ,commande de la temperature four pilote " technique de l'ingenieur Ref : R 7428
- [9] : JOHN Y HUNG : " variable structure control asurvey " I EEE transaction on industrial electronic vol 40 N° 1 february 1993

[10] : HANSRUEDI BUHLER : 1986 " réglage par mode de glissement " complément au traité d'électricité édition 1 presse polytechnique romande LAUSANNE

[11] : HANSRUEDI BUHLER : 1987 " électronique de réglage et de commande " traité d'électricité » vol XVI presse polytechnique romande lausanne .

[12]:HANSRUEDI BUHLER : 1988 " réglage par logisue floue complément au traité d'électricité édition 1 presse polytechnique rommande .

[13] : KABIR -S : 1995 " commande par logique floue et par mode de glissement d'un ensemble hacheur reversible moteur a courant contenu " Mémoire de fin d'étude ENP El HARRACH ALGER .

[14] : R. HERRERO ; JLANDULUZE ; CF NICOLAS and REYERO : 1992  
Ahghly non linear fuzzy control algorithm for servo systems positioning " IFAC intelligent component and instrument for control application MALAGA SPAIN .

[15] : SEGUIER LABRIQUE BAUSIERE : les convertisseurs d'électronique de puissance " Conversion continu continu " Vol 3 technique et document lavoisier .

[ 16]: VADIM I. UTKIN : 1993 " sliding mode control design principales and application to éléctric drives " I EEE transaction on indistruel éléctronics vol 4 N° 1 .