

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

**UNIVERSITE DE BATNA**

**Faculté des Sciences de l'Ingénieur**



**Mémoire**

Préparée au

**Département d'Electronique**

Présentée par

**ZOUAOUI ZOUHIR**

INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

**Option : CONTROLE**

Pour obtenir le diplôme de

**Magister**

**Spécialité : ELECTRONIQUE**

**Option : CONTROLE**

**Thème**

***Commande des convertisseurs statiques DC/DC***  
***Par la logique floue***

**Devant le jury :**

<b>Dr. Med lokmane Bendaas</b>	<b>M.C</b>	<b>Univ.Batna</b>	<b>President</b>
<b>Dr. Mohammed Aliouchene</b>	<b>C.C</b>	<b>Univ.Batna</b>	<b>Rapporteur</b>
<b>Dr. Abdelkader Djelloul</b>	<b>M.C</b>	<b>C. U.Khenchela</b>	<b>Examineur</b>
<b>Dr. Yassine Abdessemed</b>	<b>M.C</b>	<b>Univ.Batna</b>	<b>Examineur</b>
<b>Dr. Abdelhalim Boutarfa</b>	<b>M.C</b>	<b>Univ.Batna</b>	<b>Examineur</b>

2007

# SOMMAIRE

## SOMMAIRE

<b>Introduction générale</b> .....	1
<b><i>Chapitre I Modélisation en temps discret</i></b>	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Les modèles d'état des hacheurs de base.....	3
I.2.1 Hacheur boost.....	3
* Fonctionnement en mode continu.....	4
* Fonctionnement en mode discontinu.....	6
I.2.2 Hacheur Buck.....	7
* Fonctionnement en mode continu.....	7
* Fonctionnement en mode discontinu.....	9
I.3 L'analyse en temps discret des convertisseurs DC-DC.....	10
I.3.1 Introduction.....	10
I.3.2 Dérivation de l'équation d'état en temps discret.....	10
I.3.2 Modèle discret en mode continu.....	11
I.3.3 Modèle discret en mode discontinu.....	13
I.4 Evaluation des matrices de transitions .....	16
I.4.1 Développement en série finie.....	16
I.4.2 Application du théorème de Cayley Hamilton .....	16
<b>I.5 Conclusion</b> .....	18
<b><i>Chapitre II commande linéaire des convertisseurs DC/DC</i></b>	
Modélisation et commande linéaire des convertisseurs DC-DC.....	19
II.1 Introduction.....	19
II.2 Linéarisation.....	19
II.2.1 structure du convertisseur en boucle ouverte.....	20

II.3 Commande linéaire par retour d'état.....	21
a) Détermination de la constante $\mu$ .....	22
b) Détermination des facteurs: $K = [K_1 \quad K_2]$ .....	22
c) Détermination du facteur de pondération de la référence: $\lambda_v$ .....	24
<b>II.4 Conclusion :</b> .....	<b>26</b>

### *Chapitre III la logique floue*

III.1 Introduction.....	27
III.2 Principe et historique de la logique floue.....	27
III.3 Application de la logique floue.....	29
III.4 Généralité sur la logique floue.....	29
III.4.1 Variables linguistiques et ensembles flous.....	29
III.4.2 Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	30
III.4.3 Inférence à plusieurs règles floues.....	34
III.5 Description et structure d'une commande par la logique floue.....	35
III.5.1 Interface de fuzzification.....	37
III.5.2 Mécanisme d'inférence floue.....	38
III.5.3 Interface de défuzzification.....	40
<b>III.6 Conclusion.....</b>	<b>42</b>

### *Chapitre VI Commande par la logique floue*

IV.1 Introduction.....	43
IV.2 Principe d'une commande floue.....	44
IV.2.1 Moteur flou.....	44
IV.2.2 Choix des éléments du moteur d'inférences floues.....	45
IV.2.3 Correcteurs flous de type P I et P I D.....	49
- Correcteurs flous de type P I.....	49
- Correcteurs flous de type P I D.....	50

---

IV.3 Principe et structure de la commande.....	51
IV.3.1 Description du régulateur flou.....	51
IV.4 Résultats de simulation .....	53
IV.5 Interprétation des courbes.....	58
<b>IV.5 Conclusion .....</b>	<b>59</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>60</b>

## **Remerciements**

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur : Dr. M .Aliouchene pour avoir dirigé ce travail, pour les nombreuses discussions que nous avons eu, pour sa sensibilité, son égard, le respect la sympathie dont je fus témoin.

Je tiens à remercier les membres de jury, *Dr. Djelloul Abdelkader* , *Dr.Yassine Abdessemed* , *Dr. Boutarfa Abdelhalim* ainsi que, *Dr. Med lokmane Bendaas* pour m’ avoir fait l’honneur de présider mon jury.

Je remercie les membres de l’institut d’électronique et l’électrotechnique de leur humeur et l’ambiance qui m’ont permis de mener mes travaux de façon très agréable.

Je veux également remercier ma famille et mes amis pour leur soutien moral.

**Dédicaces**

*A ma famille et à mes amis  
Pour la patience et le dévouements dont ils ont fait preuve.*

# NOMENCLATURE



## NOTATION UTILISEES

$x$  : Vecteur d'état [ $i_L$   $v_C$ ].

$X$  : Vecteur d'état statique.

$\dot{x}$  : Dérivée de  $x$ .

$y$  : Variable de sortie.

$Y$  : Valeur statique de  $y$ .

$e$  : Tension entrée du système.

$E$  : Valeur statique de  $e$ .

$v$  : Tension de sortie désirée.

$U$  : Tension de sortie du système.

$i_L$  : Courant dans la bobine.

$\tilde{i}_L$  : Perturbation de  $i_L$ .

$L$  : Inductance de la bobine.

$C$  : Capacité du condensateur.

$R_h$  : Résistance de charge.

$r_L$  : Résistance parasite de la bobine.

$r_C$  : Résistance parasite en série avec le condensateur.

$A$  : Matrice d'état du système.

$B$  : Vecteur de commande du système.

$C$  : Matrice de sortie du système.

$\phi, \psi$  : Matrices de transition du système.

$\phi'$  et  $\psi'$  : Dérivées partielles par rapport à  $d$  de  $\phi$  et de  $\psi$  respectivement.

$\tau$  : Matrice colonne dépendant de  $\phi'$ ,  $\psi'$ ,  $X$  et  $E$ .

$d$  : Rapport cyclique complémentaire.

$\bar{d}$  : Rapport cyclique complémentaire

$D$  : Valeur statique de  $d$ .

$T$  : Période de fonctionnement du convertisseur DC/DC.

$T_e$  : Période échantillonnage.

$dT$  : Temps de fermeture de l'interrupteur de puissance.

$\bar{d}T$  : Temps d'ouverture de l'interrupteur de puissance.

$hT$  : Fraction d'une période de fonctionnement.

$nT$  : Instant de la  $n^{\text{ième}}$  période de commutation.

$x_n$  : Vecteur d'état au  $n^{\text{ième}}$  instant de commutation.

$\tilde{x}_n$  : Perturbation de  $x_n$ .

$\tilde{x}(z)$  : La transformée en z de  $\tilde{x}_n$ .

$e_n$  : Tension d'entrée au  $n^{\text{ième}}$  instant de commutation.

$\tilde{e}_n$  : Perturbation de  $e_n$ .

$\tilde{e}(z)$  : La transformée en z de  $e_n$ .

$d_n$  : Rapport cyclique au  $n^{\text{ième}}$  instant de commutation.

$\tilde{d}_n$  : Perturbation de  $d_n$ .

$\tilde{d}(z)$  : La transformée en z de  $\tilde{d}_n$ .

$\delta$  : Coefficient d'amortissement.

$\omega_n$  : Pulsation propre non amortie.

$\omega$  : Pulsation propre amortie.

$K_1, K_2$  : Facteurs de la commande par retour d'état.

$\mu$  : Facteur de tendance.

$\lambda_v$  : Constante de pondération de la tension.

$\lambda_i$  : Constante de pondération de courant.

B.O : Boucle ouverte.

B.F : Boucle fermée.

e : Erreur.

$e_n$  : Erreur normalisée.

$\Delta e$  : Dérivée de l'erreur.

$\Delta e_n$  : Dérivée de l'erreur normalisée.

FLS : Fuzzy logic system.

PD : Correcteur de type proportionnel dérivé.

PI : Correcteur de type proportionnel intégral.

PID : Correcteur de type proportionnel intégral dérivé.

TABLE  
DE  
FIGURES

*Table de figures*

- Fig.I.1. Hacheur boost
- Fig.I.2. Forme d'onde du courant d'inductance
- Fig.I.3. Hacheur buck
- Fig.I.5. Forme d'onde du courant d'inductance
- Fig.I.6. Forme de  $v_L(t)$  pour Boost
- Fig.II.1. Structure de commande linéaire par retour d'état
- Fig.III.1. Formes usuelles des fonctions d'appartenance
- Fig.III.2. Différentes formes des fonctions d'appartenance
- Fig.III.9. Structure interne d'un Régulateur de la logique floue
- Fig.III.10. Fonctions d'appartenance des deux variables linguistiques d'entrée Normalisées  $x_1$  et  $x_2$
- Fig.III.11. Fonctions d'appartenance de la variable linguistique de sortie Normalisée  $x_r$
- Structure du correcteur flou de type PD
- Fig.IV.2.a Ensembles flous de la variation de l'erreur
- Fig.IV.2.b Ensembles flous de l'erreur
- Fig.IV.2.c Ensembles flous de la sortie
- Fig.IV.3. Surface de commande
- Fig.IV.3. Correcteur flou de type PI
- Fig.IV.3. Correcteur flou de type PID
- Fig.IV.5. Structure de commande par un contrôleur flou de type PID D'un convertisseur Boost
- Fig.IV.1. Réponse en boucle ouverte
- Fig.IV.2. Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou Avec :  $G_3= 0.1$ ,  $G_4= 0.7$

- Fig.IV.3. Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou  
Avec : $G_3= 0.1$ ,  $G_4= 0.8$
- Fig.IV.4. Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou  
Avec : $G_3= 0.1$ ,  $G_4= 0.9$
- Fig.IV.5. Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou  
Avec : $G_3= 0.2$ ,  $G_4= 1.1$
- Fig.IV.6. Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou  
Avec : $G_3= 0.2$ ,  $G_4= 1.2$
- Fig.IV.7. Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou  
Avec : $G_3= 0.1$ ,  $G_4= 1.4$
- Fig.IV.8. Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou  
Avec : $G_3= 0.4$ ,  $G_4= 1$

INTRODUCTION  
GENERALE

## **Introduction Générale**

Depuis une vingtaine d'années, la commande floue connaît un intérêt croissant. L'un des principaux intérêts de ces commandes à base de logique floue consiste à pouvoir faire passer relativement simplement par l'intermédiaire de règles linguistiques, l'expertise que l'on peut avoir du processus vers le contrôleur. Il est ainsi possible de transformer le savoir de l'expert en règles simples que le contrôleur peut mettre en oeuvre. Une facilitée d'implantation des solutions pour des problèmes complexes est alors associée à une robustesse vis à vis des incertitudes et la possibilité d'intégration du savoir de l'expert.

Du point de vue historique, les prémisses de la logique floue, visant à traiter la notion d'incertitude, datent des années 30. Il faudra cependant attendre que Zadeh introduise le concept de sous-ensembles flous, en 1965, pour assister aux premières grandes avancées dans le domaine. Par la suite, en 1974, Mamdani introduisait la commande floue pour la régulation de processus industriel. Enfin, dans les années 80, la commande floue connaît un essor considérable au Japon, notamment grâce aux travaux de Sugeno pour se répandre ensuite dans le monde entier.

En effet, la commande floue est une méthodologie adéquate pour concevoir des contrôleurs non linéaires du système pour les quels le modèle mathématique est imprécis et ne peut pas facilement obtenue, le mécanisme d'interpolation flou aide à rendre les contrôleurs floues robuste face aux incertitudes et aux perturbations introduites par le système et à la variabilité des paramètres. Ces caractéristiques s'adaptent très bien aux besoins de la commande des convertisseurs statiques.



Le travail accompli est présenté en quatre chapitres :

\*Le premier chapitre met en évidence le choix et l'utilité de la modélisation en temps discret et discute le principe de base de cette méthode en utilisant le hacheur « boost » comme un exemple illustratif. Puis un modèle général en temps discret exact va être dérivé en se servant de la représentation d'état.

\* le second chapitre s'occupe de la simplification du modèle discret par le biais de la linéarisation pour établir un modèle linéaire permettant la mise au point d'une commande linéaire appropriée telle que le réglage par retour d'état.

\* le chapitre trois présente la théorie de base de la logique floue et son application.

\* le dernier chapitre traite la commande floue des convertisseurs DC/DC. Cette stratégie est basée sur le réglage par PID floue de la tension de sortie du convertisseur (boost). La validité des résultats de simulation est justifiée par des comparaisons entre les réponses du système en (B.O) et en (B.F).

# CHAPITRE. I

*Modélisation*

*en temps discret*

## I.1 Introduction

Vue la difficulté de mise en oeuvre d'une expérimentation sur site réel et des possibilités qui offrent les systèmes informatiques de plus en plus, la simulation est devenue une pratique de plus en plus courantes dans les laboratoires.

Lorsqu'il s'agit de modéliser des systèmes physiques, il est nécessaire de définir les objectifs de la simulation, les hypothèses et spécifications des modèles ainsi qu'un jeu de référence de comparaison qui nous permet de valider les résultats.

Déférentes techniques d'analyse sont adaptées comme des instruments standard pour l'analyse et la modélisation des convertisseurs DC/DC, notamment comme la méthode de l'espace d'état moyenne et la méthode des variables d'états, mais la linéarisation de ces derniers limites leur validité aux petites variations autour du point de fonctionnement.

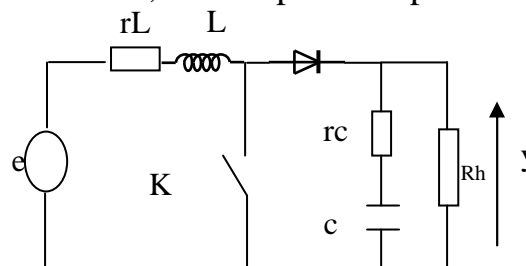
La méthode en temps discret est très rigoureuse par nature et elle est mieux adaptée aux convertisseurs fonctionnant en P.W.M ou à la fréquence variable [5].

## I.2 Les modèles d'état des hacheurs de base

Dans le but d'obtenir un modèle plus précis, nous prenons en compte les résistances parasites des conducteurs et des composants qui influent beaucoup sur le comportement des convertisseurs, celles-ci sont des résistances d'amortissements.

### I.2.1 Hacheur boost

C'était un hacheur survolteur, il est représenté par le circuit suivant:



Figure(I.1) Hacheur boost

❖ **Fonctionnement en mode continu**

L'interrupteur k c'était un transistor de puissance permet de commander l'hacheur périodiquement, il est fermé pendant:  $T_f = dT$

est ouvert pendant:  $T_o = (1 - d)T$

-sur l'intervalle:  $0 \leq t \leq dT$

K et fermé ,la diode est bloquée, deux circuits séparés qui fonctionnent simultanément

$$e = r_L i_L + L \frac{di_L}{dt}$$

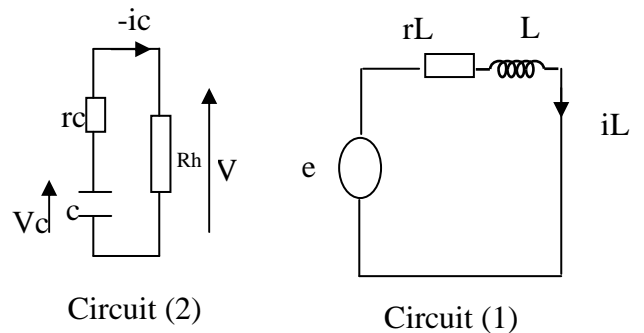
$$e = r_L x_1 + L \dot{x}_1$$

$$\text{D'ou } \dot{x}_1 = -\frac{r_L}{L} x_1 + \frac{e}{L} \quad (\text{I.1})$$

$$v_C = -(R_h + r_C) i_C$$

$$v_C = -(R_h + r_C) c \frac{dv_C}{dt}$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{(R_h + r_C)c} x_2 \quad (\text{I.2})$$



L'équation de sortie est:

$$v = R_h \frac{v}{R_h + r_C} \Rightarrow y = \frac{R_h}{R_h + r_C} x_2 \quad (\text{I.3})$$

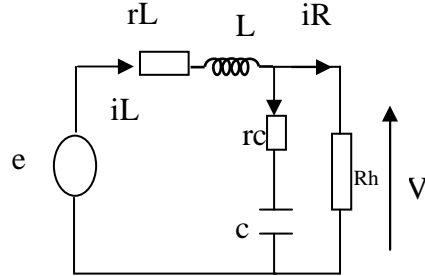
Les équations (1),(2),(3) peuvent écrites sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 e \\ y = C_1 x \end{cases} \quad \text{ou} \quad \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(R_h + r_C)c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} e$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_h}{R_h + r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

-Pour l'intervalle  $dT \leq t \leq T$

L'interrupteur k est ouvert, la diode entre en conduction et le circuit équivalent est :



$$\begin{cases} e = r_L i_L + L \frac{di_L}{dt} + r_c i_C + v_C & , i_R = i_L - i_C \text{ avec: } v_C = R_h (i_L - i_C) - r_c i_C \\ v = R_h i_R = v_C + r_c i_C \end{cases}$$

Donc:

$$i_C = -\frac{v_C}{R_h + r_c} + \frac{R_h i_L}{r_c + R_h}$$

$$e = r_L i_L + L \frac{di_L}{dt} + \frac{r_c R_h}{r_c + R_h} i_L - \frac{v_C r_c}{R_h + r_c} + v_C = (r_L + R_{eq}) i_L + L \frac{di_L}{dt} + \frac{R_h}{R_h + r_c} v_C$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{(r_L + R_{eq})}{L} i_L - \frac{R_h}{L(R_h + r_c)} v_C + \frac{e}{L}$$

Et

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{R_h i_L}{C(r_c + R_h)} - \frac{v_C}{C(R_h + r_c)}$$

Donc:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{(r_L + R_{eq})}{L} x_1 - \frac{R_h}{L(R_h + r_c)} x_2 + \frac{e}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{R_h}{C(r_c + R_h)} x_1 - \frac{1}{C(R_h + r_c)} x_2 \end{cases} \quad (I.4)$$

$$y = R_h i_R = v_C + r_c i_C$$

D'où

$$y = R_{eq} x_1 + \frac{R_h}{R_h + r_c} x_2 \quad (I.5)$$

$$\text{Avec: } R_{eq} = \frac{R_h r_c}{R_h + r_c}$$

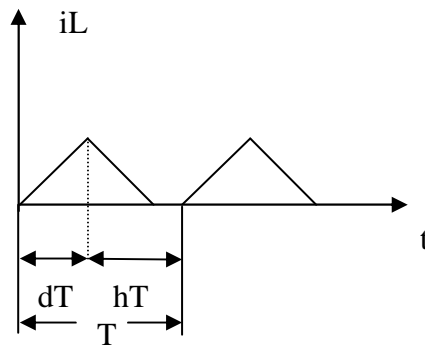
Les équations (4),(5) peuvent être représentées sous la forme matricielle :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 e \\ y = C_2 x \end{cases} \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + R_{eq}}{L} & -\frac{R_h}{R_h + r_C} \\ \frac{R_h}{C(R_h + r_C)} & -\frac{1}{(R_h + r_C)c} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et}$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} R_{eq} & \frac{R_h}{R_h + r_C} \end{bmatrix}$$

❖ **Fonctionnement en mode discontinu**

Dans le mode discontinu si le même convertisseur qui fonctionne en mode continu pour des deux premières phases.



fig(I.2) forme d'onde du courant d'inductance

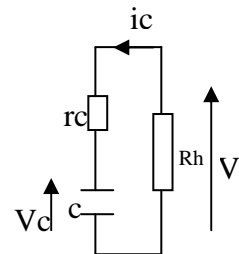
Les matrices de la troisième phase pour  $(d + h) \leq t \leq T$  qui sont :

$$v_C = -(R_h + r_C)i_C = -(R_h + r_C)c \frac{dv_C}{dt} \tag{I.5}$$

Donc

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{C(R_h + r_C)} x_2 \tag{I.6}$$

Et  $v = -R_h i_C = -\frac{R_h}{r_C + R_h} v_C \Rightarrow y = -\frac{R_h}{r_C + R_h} x_2 \tag{I.7}$



Les équations (6) et (7) sont représentées comme suit :

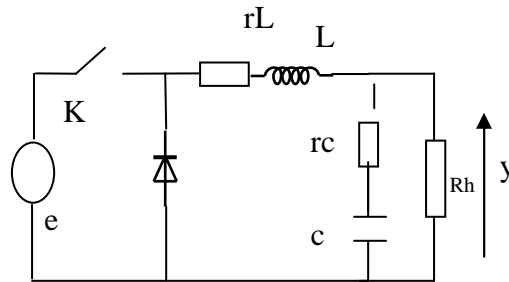
$$\begin{cases} \dot{x} = A_3 x + B_3 e \\ y = C_3 x \end{cases}$$

Ou:

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R_h + r_c)c} \end{bmatrix}, B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_3 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_h}{R_h + r_c} \end{bmatrix}$$

### I.2.2 Hacheur Buck

C'est un hacheur abaisseur de tension (hacheur série), il est représenté par le circuit suivant:



Fig(1.3) Hacheur buck

#### ❖ Fonctionnement en mode continu

- sur l'intervalle:  $0 \leq t \leq dT$

K est fermé et D est bloquée. On obtient :

$$e = r_L i_L + L \frac{di_L}{dt} + r_c i_c + v_c$$

$$v = R_h i_R = v_c + r_c i_c$$

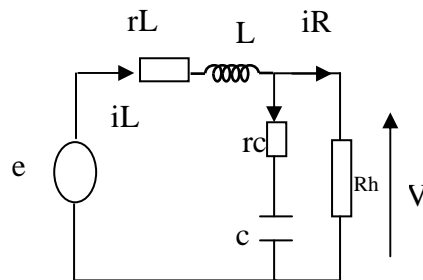
Avec:

$$i_R = i_L - i_c$$

Donc:

$$i_c = -\frac{v_c}{R_h + r_c} + \frac{R_h i_L}{r_c + R_h}$$

$$e = r_L i_L + L \frac{di_L}{dt} + \frac{r_c R_h}{r_c + R_h} i_L - \frac{v_c r_c}{R_h + r_c} + v_c = (r_L + R_{eq}) i_L + L \frac{di_L}{dt} + \frac{R_h}{R_h + r_c} v_c$$



$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{(r_L + R_{eq})}{L} i_L - \frac{R_h}{L(R_h + r_C)} v_C + \frac{e}{L}$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{R_h i_L}{C(r_C + R_h)} - \frac{v_C}{C(R_h + r_C)}$$

Donc:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{(r_L + R_{eq})}{L} x_1 - \frac{R_h}{L(R_h + r_C)} x_2 + \frac{e}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{R_h}{C(r_C + R_h)} x_1 - \frac{1}{C(R_h + r_C)} x_2 \end{cases} \quad (I.8)$$

$$y = R_h i_R = v_C + r_C i_C$$

D'où

$$y = R_{eq} x_1 + \frac{R_h}{R_h + r_C} x_2 \quad (1.9)$$

Avec:  $R_{eq} = \frac{R_h r_C}{R_h + r_C}$

Les équations (8),(9) peuvent être représentées sous la forme matricielle

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 e \\ y = C_1 x \end{cases} \quad \text{et : } A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + R_{eq}}{L} & -\frac{R_h}{R_h + r_C} \\ \frac{R_h}{C(R_h + r_C)} & -\frac{1}{(R_h + r_C)c} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} R_{eq} & \frac{R_h}{R_h + r_C} \end{bmatrix}$$

-Pour l'intervalle  $dt \leq t \leq T$

$$0 = r_L i_L + L \frac{di_L}{dt} + r_C i_C + v_C \quad (I.10)$$

$$R_h i_R = v_C + r_C i_C$$

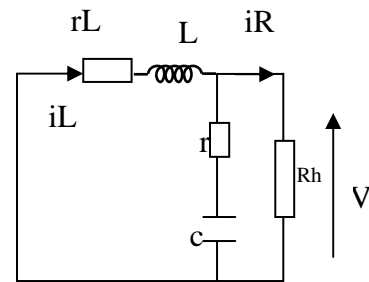
$$(R_h + r_C) i_C = -v_C + R_h i_L \Rightarrow i_C = -\frac{v_C}{R_h + r_C} + \frac{R_h i_L}{r_C + R_h}$$

D'après l'équation (I.10)

$$r_L i_L + L \frac{di_L}{dt} - \frac{r_C v_C}{R_h + r_C} + \frac{r_C R_h i_L}{r_C + R_h} + v_C = 0$$

et

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{r_C}{L(R_h + r_C)} v_C - \frac{R_{eq} + r_L}{L} i_L$$





Les équations précédentes peuvent être écrites sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 e \\ y = C_2 x \end{cases}$$

Avec :

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L + R_{eq}}{L} & -\frac{r_C}{L(R_h + r_C)} \\ \frac{R_h}{C(R_h + r_C)} & -\frac{1}{(R_h + r_C)c} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} R_{eq} & \frac{R_h}{R_h + r_C} \end{bmatrix}$$

### ❖ Fonctionnement en mode discontinu

Le modèle d'état en mode discontinue est le même en continue plus les matrices de la troisième phase  $0 \leq t \leq dT$  qui sont :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_3 x + B_3 e \\ y = C_3 x \end{cases}$$

Ou :

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R_h + r_C)c} \end{bmatrix}, B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_3 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_h}{R_h + r_C} \end{bmatrix}$$

### I.3 L'analyse en temps discret des convertisseurs DC-DC

#### I.3.1 Introduction

L'analyse en temps discret et le choix naturel de la méthode d'investigation les méthodes en temps discret sont précis, exacts, et applicables à l'analyse de grande perturbation, la pénalité est cependant des mathématiques très complexes. Dans ce chapitre, les principes de l'analyse en temps discret sont discutés, l'important ici est d'établir un modèle en temps discret exact pour le convertisseur DC-DC, on utilise la cellule Boost comme un exemple pour illustrer les principes de base, puis un modèle général en temps discret va être dérivé et qui décrit le comportement dynamique du système, ce modèle est exact et d'une utilité théorique importante, et tel qu'il peut être utilisé pour dériver les différents propriétés des convertisseurs DC-DC.

#### I.3.2 Dérivation de l'équation d'état en temps discret

La première étape dans l'analyse d'un circuit multilogiques est d'écrire les équations d'état qui décrivent les différents circuits de commutation pour chaque phase [5]. Pour le fonctionnement en mode continu, deux circuits peuvent être identifiés. L'un correspondant à l'intervalle de l'absorption d'énergie "interrupteur ferme" et l'autre à l'intervalle d'injection d'énergie "interrupteur ouvert".

Dans le cas on le convertisseur Boost fonctionne en mode continu par exemple les équations d'état peuvent être écrites comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 e & \text{Pour l'intervalle d'absorption } t_n \leq t < t'_n \\ \dot{x} = A_2 x + B_2 e & \text{Pour l'intervalle d'injection } t'_n \leq t < t_{n+1} \end{cases}$$

$$\text{D'ou } \begin{cases} t_{n+1} = t_n + T \\ t'_n = t_n + dT \end{cases}$$

Les matrices  $A_1, B_1, A_2, B_2$ , peuvent être déterminées à partir des schémas de la figure (I.3) et la figure (I.4):

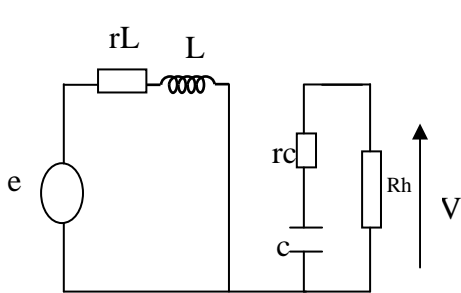


Fig (I.3) interrupter fermé

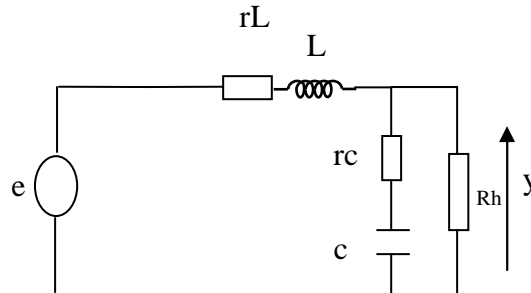


Fig (I.4) interrupter ouvert

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_l}{R_h} w_v & 0 \\ 0 & w_v \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{w_v}{R_h} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Avec:} \quad w_v = \frac{1}{c(R_h + r_c)}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -w_n \left( \frac{r_l}{R_h} + \frac{r_c}{R_h + r_c} \right) & -\frac{w_n}{R_h + r_c} \\ R_h w_v & -w_v \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{w_v}{R_h} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$w_n = \frac{R_h}{L}$$

### I.3.3 Modèle discret en mode continu

Lorsque la cellule de commutation fonctionne en mode continue, sa séquence topologique consiste en deux circuits linéaires décrits par les équations d'état suivantes:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 e \quad \text{Pour} \quad t_n \leq t \leq t'_n \dots\dots(1)$$

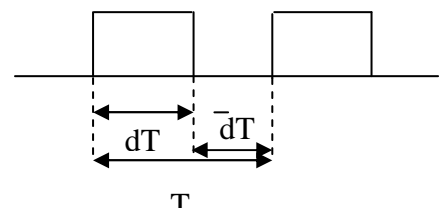
$$\dot{x} = A_2 x + B_2 e \quad t'_n \leq t \leq t_{n+1} \dots\dots(2)$$

$t_n = nt$  Indique la  $n^{i\text{ème}}$  Période de la commutation

$$t'_n = t_n + dT \quad \text{et} \quad t_{n+1} = (n+1)T$$

Rappelons la solution de l'équation d'état :  $\dot{x} = Ax + Be$

$$x(t) = e^{A(t-t_0)} x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} B e(\tau) d\tau$$



Déterminons donc les solutions de (1) et (2) en prenant :

$$x_n = x(t_n) = x(nT)$$

$$x_d = x(t'_n) = x(t_n + dT)$$

$$x_{n+1} = x(t_{n+1}) = x[(n+1)T]$$

$$x(t'_n) = e^{A_1(t'_n - t_n)} x(t_n) + \int_{t_n}^{t'_n} e^{A_1(t'_n - \tau)} B_1 e_n d\tau$$

$$\text{Avec } t'_n - t_n = dT$$

$$\text{Si } e^{A_1 dT} = \phi_1(dT)$$

et à l'aide d'un changement de variables, tel que

$$t'_n - \tau = \xi \quad \text{et} \quad e^{A_1 \xi} = \phi_1(\xi) \quad \text{on aura :}$$

$$x_d = \phi_1(dT)x_n + \int_0^{dT} \phi_1(\xi) B_1 e_n d\xi \quad (\text{I.1})$$

D'où  $\phi_n(n=1,2)$  est la matrice de transition correspondante d'une manière similaire pour le second sous intervalle, l'expression est écrite:

$$x(t_{n+1}) = e^{A_2(t_{n+1} - t'_n)} x(t'_n) + \int_{t'_n}^{t_{n+1}} e^{A_2(t_{n+1} - \tau)} B_2 e_n d\tau \quad (\text{I.2})$$

$$t_{n+1} - t'_n = \bar{d}T \quad \text{Avec}$$

$$\text{et : } e^{A_2 \xi} = \phi_2(\xi), e^{A_2 \bar{d}T} = \phi_2(\bar{d}T)$$

Alors, l'expression précédente peut être s'écrire:

$$x_{n+1} = \phi_2(\bar{d}T)x_d + \int_0^{\bar{d}T} \phi_2(\xi) B_2 e_n d\xi \quad (\text{I.3})$$

L'incrément totale de x acquise le long d'une période de commutation peut être obtenue en substituant (I.1) dans (I.3)

On assurant que la tension d'entrée étant constante, le processus précédent de substitution successive mène à :

$$x_{n+1} = \phi(d)x_n + \psi(d)e_n \quad (\text{I.4})$$

Ou :

$$\phi(d) = \phi_2(\bar{d}T)\phi_1(dT) \quad (\text{I.5})$$

$$\psi(d) = \phi_2(\bar{d}T) \int_0^{dT} \phi_1(\xi) B_1 d\xi + \int_0^{\bar{d}T} \phi_2(\xi) B_2 d\xi \quad (\text{I.6})$$

Si les éléments des matrices sont constants, donc

$$\psi(d) = \phi_2(\bar{d}T)[\phi_1(dT) - I]A_1^{-1}B_1 + \left[ \phi_2(\bar{d}T) - I \right] A_2^{-1}B_2 \quad (\text{I.7})$$

Ou I : la matrice identité (2x2)

L'équation (I.4) représente le modèle discret exact pour la cellule de commutation fonctionnant en mode continu.

Où:  $d$  une entrée de l'équation (I.4).

### I.3.4 Modèle discret en mode discontinu

Lorsque la cellule de commutation fonctionne en mode discontinu, une configuration d'un circuit additionnel existe comme un résultat d'un sous intervalle vide.

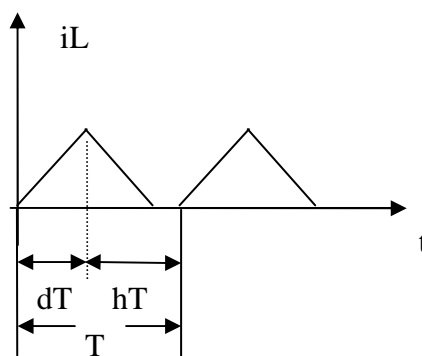


Fig (I.5) forme d'onde du courant d'inductance

Dans ce cas le courant s'annule durant  $(1-d-h)T$  c'est –à-dire pour:

$$t_n + (d+h)T \leq t \leq t_{n+1} \quad \text{Où } h \text{ est une fraction de période.}$$

L'ensemble des équations d'état linéaires pour le cas du mode discontinu deviennent :

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 e \quad \text{Pour} \quad t_n \leq t \leq t_n + dT$$

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 e \quad \text{Pour} \quad t_n + dT \leq t \leq t_n + (d+h)T$$

$$\dot{x} = A_3 x + B_3 e \quad \text{Pour} \quad t_n + (d+h)T \leq t \leq t_{n+1}$$

Où  $hT$  est la durée du second -sous intervalle avec  $h < 1-d$

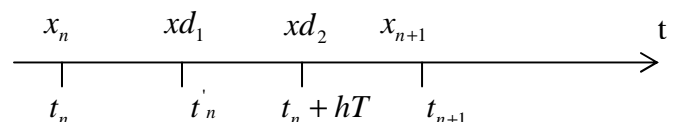
De même manière, on prend comme :

$x_n$  : Vecteur d'état initial au  $n^{\text{ième}}$  instant de commutation.

$xd_1$  : Vecteur de 1<sup>er</sup> état intermédiaire.

$xd_2$  : Vecteur de 2<sup>ème</sup> état intermédiaire.

$x_{n+1}$  : Vecteur d'état final.



La solution de chaque équation d'état est donnée comme suit:

$$xd_1 = \phi_1(dT)x_n + \int_0^{dT} \phi_1(\xi)B_1e_n d\xi \quad \text{Vecteur de 1ere état intermédiaire}$$

$$xd_2 = \phi_2(hT)xd_1 + \int_0^{hT} \phi_2(\xi)B_2e_n d\xi \quad \text{Vecteur de 1ere état intermédiaire}$$

$$x_{n+1} = \phi_3(\bar{h}T)xd_2 + \int_0^{\bar{h}T} \phi_3(\xi)B_3e_n d\xi \quad \text{Vecteur d'état final}$$

Ou :

$$\phi_1(dT) = e^{A_1dT}$$

$$\phi_2(hT) = e^{A_2hT}$$

$$\phi_3(\bar{h}T) = e^{A_3\bar{h}T}$$

$$\text{Avec : } \bar{h} = 1 - d - h$$

Le model discret est similaire au cas de mode continu sauf que les matrices  $\psi$  et  $\phi$  sont maintenant en fonction de d et h [6], est sont données par:

$$\phi(d,h) = \phi_3(\bar{h}T)\phi_2(hT)\phi_1(dT) \quad (\text{I.8})$$

$$\psi(d,h) = \phi_3(\bar{h}T)\phi_2(hT)\int_0^{dT} \phi_1(\xi)B_1d\xi + \phi_3(\bar{h}T)\int_0^{hT} \phi_2(\xi)B_2d\xi + \int_0^{\bar{h}T} \phi_3(\xi)B_3d\xi \quad (\text{I.9})$$

Si les éléments des matrices  $A_i$  et  $B_i$  ( $i=1$  ou  $2$  ou  $3$ )

Sont constants donc:

$$\psi(d,h) = \phi_3(\bar{h}T)\phi_2(hT)[\phi_1(dT) - I]A_1^{-1}B_1 + \phi_3(\bar{h}T)[\phi_2(hT) - I]A_2^{-1}B_2 + [\phi_3(\bar{h}T) - I]A_3^{-1}B_3 \quad (\text{I.10})$$

### 1<sup>er</sup> condition :

Le courant d'inductance est nul pour le sous-intervalle

$$t_n + (d+h)T \leq t \leq t_{n+1} \quad \text{Donc } i(t_n) = 0 \text{ pour tout } n \quad \text{Cela implique que :}$$

Le courant d'inductance ne doit pas agir comme étant une variable d'état, par conséquent l'ordre du système se réduire par une unité et il ne reste que la tension de la capacité  $V_c$  comme étant L'unique variable d'état.

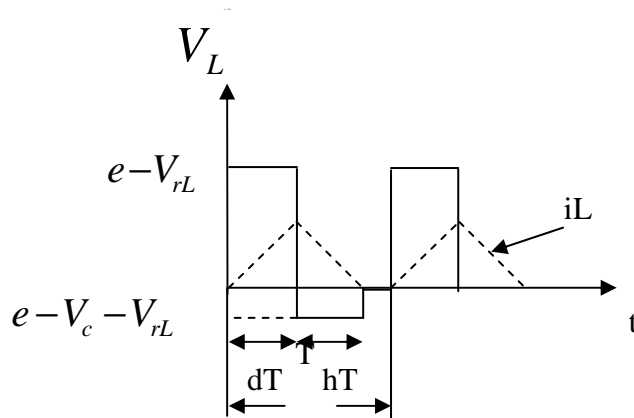
### 2<sup>ème</sup> condition

La continuité du courant de l'inductance  $i_L(t)$  assure que :

$$\lim_{t \rightarrow t_n^+} i_L(t) = \lim_{t \rightarrow t_n^-} i_L(t) = i_{L \max}$$

$$\text{Où } t_n' = t_n + dT$$

Si le courant d'inductance prend une forme d'onde triangulaire fig(I.6) alors l'expression qui relie h et d pour la cellule Boost:



Fig(I.6) forme de  $V_L(t)$  pour Boost

$$V_{Lmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt$$

$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$  est la tension aux bornes de l'inductance, dont sa valeur moyenne est nulle.

$$V_{Lmoy} = \frac{1}{L} \int_{i_L}^{i_L[(d+h)T]} di_L = 0 \quad \text{Puisque} \quad i_L(0) = i_L((d+h)T)$$

$$V_{Lmoy} = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{dT} (e - V_{rL}) dt + \int_{dT}^{(d+h)T} (e - V_c - V_{rL}) dt + \int_{(d+h)T}^T 0 dt \right] = 0$$

$$\text{D'ou} \quad h = \frac{(e - V_{rL})}{(V_c - e - V_{rL})} d \quad (\text{I.11})$$

En général l'équation d'état en temps discret pour une cellule de base fonctionnant en mode discontinu est de la forme:

$$V_c(t_{n+1}) = f(V_c(t_n), d, e) \quad (\text{I.12})$$

### I.4 Evaluation des matrices de transitions

L'équation d'état générale en temps discret, pour les deux modes de fonctionnement comporte les matrices de transition ( $\phi$  et  $\psi$ ) écrites sous la forme de matrices exponentielles celle-ci peuvent être exprimées en termes du rapport cyclique ( $d$ ) et des matrices  $A_k$  et  $B_k$  ( $k=1,2$  ou  $3$ ) en approximant les matrices  $e^{A_k \xi}$

Il existe plusieurs méthodes permettant l'évaluation des matrices, parmi elles nous avons :

- 1) développement en série d'une exponentielle de matrice
- 2) application du théorème de Cayley Hamilton

#### I.4.1 Développement en série finie [12]

Les matrices  $e^{A_k \xi} = \phi_k(\xi)$  sont approximées par une série finie définie comme étant la somme des premiers ( $N+1$ ) termes de la série.

$$e^{A_k \xi} \approx I + \sum_{n=1}^N A_k^n \frac{\xi^n}{n!}$$

On peut montrer que pour  $N > 2$  l'erreur d'approximation est négligeable.

$$\text{Donc : } e^{A_k \xi} = I + A_k \xi + \frac{1}{2!} A_k^2 \xi^2 .$$

#### I.4.2 Application du théorème de Cayley Hamilton [12]

Dans ce cas  $e^{A_k \xi}$  peut être développé en un nombre fini de termes, égal à l'ordre de la matrice  $A_k$ . Cette propriété découle du théorème de Cayley Hamilton qui indique que toute matrice satisfait à son équation caractéristique. Soit une matrice carrée d'ordre  $n$ , possédant  $n$  valeurs propres

distinctes  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ . Il a été montré que:  $e^{A t} = \alpha_0 I + \alpha_1 A + \alpha_2 A^2 + \dots + \alpha_{n-1} A^{n-1}$

(I.13)

Avec:  $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{n-1}$  sont des solutions du système:

$$\begin{cases} \alpha_0 + \alpha_1 \lambda_1 + \alpha_2 \lambda_1^2 + \dots + \alpha_{n-1} \lambda_1^{n-1} = e^{\lambda_1 t} \\ \alpha_0 + \alpha_1 \lambda_2 + \alpha_2 \lambda_2^2 + \dots + \alpha_{n-1} \lambda_2^{n-1} = e^{\lambda_2 t} \\ \vdots \\ \alpha_0 + \alpha_1 \lambda_n + \alpha_2 \lambda_n^2 + \dots + \alpha_{n-1} \lambda_n^{n-1} = e^{\lambda_n t} \end{cases}$$



On remarque que cette méthode nécessite la connaissance des valeurs propres  $\lambda_i$  de la matrice  $A$ . dans notre cas les  $A_K$  sont des matrices carrées d'ordre deux et possédant deux valeurs propres  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  chacune, donc:

$$e^{A_K \xi} = \alpha_0 I + \alpha_1 A_K. \quad (\text{II.14})$$

Ou:  $\alpha_0$  et  $\alpha_1$  sont des solutions du système:

$$\begin{cases} \alpha_0 + \alpha_1 \lambda_1 = e^{\lambda_1 \xi} \\ \alpha_0 + \alpha_1 \lambda_2 = e^{\lambda_2 \xi} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \alpha_0 = \frac{\lambda_1 e^{\lambda_2 \xi} - \lambda_2 e^{\lambda_1 \xi}}{\lambda_1 - \lambda_2} \\ \alpha_1 = \frac{e^{\lambda_1 \xi} - e^{\lambda_2 \xi}}{\lambda_1 - \lambda_2} \end{cases}$$

Par exemple:

$$\phi_1(dT) = e^{A_1 dT} = \alpha_0 I + \alpha_1 A$$

## **I.5 Conclusion**

Ce chapitre est consacré pour représenter le convertisseur DC/DC, par un model récurent sur chaque phase de commutation, cette procédure est représentée pour le model boost d'une manière détaillée.

La modélisation en temps discret consiste à résoudre les équations d'état sur chaque phase de fonctionnement et de raccorder les solutions aux instants de commutation, l'équation d'état résultante conserve tout les propriétés non linéaires du convertisseur.

En fin pour réaliser des commandes rigoureuses et simples, le modèle discret est souvent simplifié au moyen de la linéarisation qui sera traité par la suite.

# CHAPITRE. II

*Commande linéaire  
des convertisseurs*

*DC/DC*

## Modélisation et commande linéaire des convertisseurs DC-DC

### II.1 Introduction

L'analyse et la modélisation des convertisseurs DC-DC pose des problèmes car ils possèdent des structures linéaires par morceaux c'est-à-dire que chaque phase est décrite par un système différentiel linéaire différent, alors que leur comportement global est hautement non linéaire.

Le but de cette commande est l'étude, la modélisation et la synthèse d'une boucle de régulation numérique de la tension de sortie du convertisseur.

Pour cela nous proposons une stratégie de réglage pour la synthèse des correcteurs numériques, cette stratégie est la méthode du retour d'état numérique.

### II.2 Linéarisation

L'application de la technique des substitutions successives conduit à une équation d'état générale du système en temps discret de la forme

$$x_{n+1} = \phi(d)x_n + \psi(d)e_n \quad (\text{II.1})$$

Cette équation a une solution permanente unique donnée par l'équation suivante:

$$x = [I - \phi(D)]^{-1} \psi(D)E$$

On note que (d) est le rapport cyclique global et considéré comme une entrée du système et (e) est la tension d'entrée, elle est considérée comme une Perturbation.

L'absence d'un terme linéaire dans l'entrée "d" de l'équation (II-1) du modèle discret présente quelques difficultés dans le traitement de ce système, une approche conventionnelle à pour dominer ce problème et de linéariser l'équation (II.1) autour d'un point de fonctionnement fixe du convertisseur, en considérant un intervalle très limité de perturbation des différents variables du convertisseur.

Si le convertisseur, fonctionnant en mode continu, est perturbé autour du point de fonctionnement au  $n^{ieme}$  instant de commutation, on a donc:

$$x_n = X + \tilde{x}_n, d_n = D + \tilde{d}_n \text{ et } e_n = E + \tilde{e}_n.$$

Où  $\tilde{x}_n, \tilde{d}_n, \tilde{e}_n$ . Sont les perturbations correspondant respectivement au vecteur d'état, rapport cyclique et la tension d'entrée au  $n^{ieme}$  instant de commutation, on note aussi que X.D.E.sont les valeurs statiques de x, d, et e, respectivement.

$$\text{Alors, } X + \tilde{x}_{n+1} = \phi(D + \tilde{d}_n)(X + \tilde{x}_n) + \psi(D + \tilde{d}_n)(E + \tilde{e}_n)$$

On utilisant le développement limité pour  $\phi$  et  $\psi$ , on obtient

$$\phi(D + \tilde{d}_n) = \phi(D) + \phi'(D)\tilde{d}_n \quad (\text{II.2})$$

$$\psi(D + \tilde{d}_n) = \psi(D) + \psi'(D)\tilde{d}_n \quad (\text{II.3})$$

Après développement:

$$\begin{aligned} X + \tilde{x}_{n+1} = & \phi(D)X + \psi(D)E + && \text{Point de fonctionnement} \\ & \phi(D)\tilde{x}_n + \psi(D)\tilde{e}_n + && \text{perturbation de e, et de d} \\ & [\phi'(D)X + \psi'(D)E]\tilde{d}_n + \\ & [\phi'(D)\tilde{x}_n + \psi'(D)\tilde{e}_n]\tilde{d}_n && \text{Terme non linéaire} \end{aligned}$$

Le premier système fournit l'état statique X:

$$X = \phi(D)X + \psi(D)E$$

Le deuxième terme décrit le comportement dynamique.

$$\tilde{X}_{n+1} = \phi(D)\tilde{x}_n + \psi(D)\tilde{e}_n + \tau(D \cdot X \cdot E)\tilde{d}_n \quad (\text{II.4})$$

$$\tau(D \cdot X \cdot E) = \phi'(D)X + \psi'(D)E$$

L'équation (II.4) représente le modèle discret linéaire en petits signaux des convertisseurs DC/DC.

### II.2.1 Structure du convertisseur en boucle ouverte

En utilisant les transformée en z [15], on peut déduire la structure complète du convertisseur en boucle ouverte.

Donc la transformée en z de l'équation (II.4) donne :

$$z\tilde{x}(z) = \phi(D)\tilde{x}(z) + \psi(D)\tilde{e}(z) + \tau(D \cdot X \cdot E)\tilde{d}(z)$$

$$\Leftrightarrow \tilde{x}(z) = [zI - \phi(D)]^{-1}\psi(D)\tilde{e}(z) + [zI - \phi(D)]^{-1}\tau(D \cdot X \cdot E)\tilde{d}(z). \quad (\text{II.5})$$

Le développement de cette équation permet d'avoir les deux variables  $\tilde{i}_L(z)$  et  $\tilde{V}_C(z)$  du vecteur d'état  $\tilde{x}(z)$  sous forme de fonctions de transfert discrètes. Donc, les deux fonctions de transfert obtenues sont de la forme suivantes :

$$\tilde{i}_L(z) = \frac{a_1 z + a_0}{b_2 z^2 + b_1 z + b_0} \tilde{e}(z) + \frac{e_1 z + e_0}{b_2 z^2 + b_1 z + b_0} \tilde{d}(z)$$

$$\tilde{V}_C(z) = \frac{d_1 z + d_0}{b_2 z^2 + b_1 z + b_0} \tilde{e}(z) + \frac{g_1 z + g_0}{b_2 z^2 + b_1 z + b_0} \tilde{d}(z)$$

### II.3 Commande linéaire par retour d'état

La commande par retour d'état numérique permet un placement de pôles afin d'imposer une bonne stabilité au système et qu'il soit capable d'effacer l'influence des perturbations et agira le plus rapidement possible, ainsi on veut que la tension de sortie du convertisseur rattrape au plus près la consigne  $V_{ref}$  et cela dans les meilleurs délais.

Cette méthode consiste à élaborer un signal de commande à partir des grandeurs d'état, ainsi d'améliorer les performances en régulation du système, par une loi de commande linéaire [7],[8] qui répond à ces exigences de la forme suivant:

$$\tilde{d}_n = K\tilde{x}_n + \mu\tilde{e}_n + \lambda_v \tilde{V}_{ref} \quad (\text{II.6})$$

ou :  $K = [K_1 K_2]$ ; avec  $K_1, K_2, \mu$  et  $\lambda$  des constantes pour un point de fonctionnement d'état statique donné.

En remplaçant (II.6) dans (II.4) on obtient:

$$\tilde{x}_{n+1} = \phi(D)\tilde{x}_n + \psi(D)\tilde{e}_n + \tau(D \cdot X \cdot E)\tilde{d}_n$$

$$\tilde{x}_{n+1} = \phi(D)\tilde{x}_n + \psi(D)\tilde{e}_n + \tau(D \cdot X \cdot E)(K\tilde{x}_n + \mu\tilde{e}_n + \lambda_v \tilde{V}_{ref}) \quad \text{D'ou:}$$

$$\tilde{x}_{n+1} = (\phi(D) + k\tau(D \cdot X \cdot E))\tilde{x}_n + (\psi(D) + \tau(D \cdot X \cdot E)\mu)\tilde{e}_n + \lambda_v \tilde{V}_{ref} \tau(D \cdot X \cdot E) \quad (\text{II.7})$$

La synthèse du correcteur d'état consiste à déterminer les coefficients  $K_1, K_2, \mu$  et  $\lambda$  afin que les pôles de la fonction de transfert du système bouclé soient convenablement placés dans le plan complexe garantissant un amortissement et une rapidité, ainsi une précision de réponse correcte [12] [14] [15].

### a) Détermination de la constante $\mu$

Pour minimiser l'effet de la perturbation d'entrée  $\tilde{e}_n$  la constante  $\mu$  est choisi de telle sorte que le terme  $[\psi(D) + \mu\tau(D \cdot X \cdot E)]$  soit très minimisé, donc :  $\psi(D) + \mu\tau(D \cdot X \cdot E) \approx 0$

La meilleure solution est d'utiliser la méthode des moindres carrés

L'expression finale de la constante est de la forme suivante :

$$\mu = -\frac{\gamma_1\psi_1 + \gamma_2\psi_2}{\gamma_1^2 + \gamma_2^2} \quad (\text{II.8})$$

$$\text{ou: } \tau = \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{bmatrix} \quad \text{et } \psi = \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \end{bmatrix}$$

### b) Détermination des facteurs: $K = [K_1 \quad K_2]$

Pour réduire au maximum l'effet de perturbation et de placer les valeurs propres à des emplacements désirés, on aura donc :

$$\tilde{x}_{n+1} = [\phi(D) + \tau(D \cdot X \cdot E)K] \tilde{x}_n \quad (\text{II.9})$$

La transformée en  $z$  donne:  $z\tilde{x}(z) = [\phi(D) + \tau(D \cdot X \cdot E)K] \tilde{x}(z)$

$$\Leftrightarrow [zI - \phi(D) - \tau(D \cdot X \cdot E)K] \tilde{x}(z) = 0$$

Donc l'équation caractéristique du système représentée par (II.9) est :

$$\text{Det. } [zI - \phi(D) - \tau(D \cdot X \cdot E)K] = 0$$

$$\phi = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} \\ \phi_{21} & \phi_{22} \end{bmatrix}, \quad \tau = \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{bmatrix} \quad \text{et } K = [K_1 \quad K_2]$$

Ce qui permet d'avoir l'équation suivante :

$$z^2 - (\phi_{11} + \phi_{22} + \gamma_1 K_1 + \gamma_2 K_2)z + (\phi_{11} + \gamma_1 K_1)(\phi_{22} + \gamma_2 K_2) - (\phi_{21} + \gamma_2 K_1)(\phi_{12} + \gamma_1 K_2) = 0 \quad (\text{II.10})$$

On suppose encore qu'une paire de valeurs propres désirée à été spécifiée

$z_1$  et  $z_2$ , L'équation (II.10) donc équivalent à :

$$z^2 - (z_1 + z_2)z + z_1 z_2 = 0 \quad (\text{II.11})$$

Puisque notre système est de second ordre, alors, il doit avoir les pôles du second ordre canonique dont la fonction de transfert en "p" est:

$$F(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\delta}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2}$$

La transformée en z de cette équation permet de déterminer les pôles désirés du système. Selon l'amortissement  $\delta$  et la pulsation propre non amortie

$$\omega_n \text{ désirées aussi: } F(z) = \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\delta^2}} \frac{ze^{-\delta\omega_n T_e} \sin(\omega_n T_e \sqrt{1-\delta^2})}{z^2 + 2ze^{-\delta\omega_n T_e} \cos(\omega_n T_e \sqrt{1-\delta^2}) + e^{-2\delta\omega_n T_e}}$$

$T_e$  : période d'échantillonnage.

Les pôles désirés sont les racines du dénominateur de F(Z):

$$z_1 = e^{-\delta\omega_n T_e} e^{j\omega_n T_e \sqrt{1-\delta^2}}$$

$$z_2 = e^{-\delta\omega_n T_e} e^{-j\omega_n T_e \sqrt{1-\delta^2}}$$

On peut constater que:

$$z_1 + z_2 = 2e^{-\delta\omega_n T_e} \cos(\omega_n T_e \sqrt{1-\delta^2})$$

$$z_1 z_2 = e^{-2\delta\omega_n T_e}$$

Par identification nous obtiendrons un système de deux équation à deux inconnus:  $K_1, K_2$ .

$$\begin{cases} z_1 + z_2 - (\phi_{11} + \phi_{22}) = \gamma_1 K_1 + \gamma_2 K_2 \\ z_1 z_2 - (\phi_{11}\phi_{22} - \phi_{12}\phi_{21}) = (\phi_{22}\gamma_1 - \phi_{12}\gamma_2)K_1 + (\phi_{11}\gamma_2 - \phi_{21}\gamma_1)K_2 \end{cases}$$

$$\text{D'ou: } K_1 = \frac{(z_1 + z_2 + \phi_{11} - \phi_{22})(\gamma_2\phi_{11} - \gamma_1\phi_{21}) - \gamma_2(z_1 z_2 + \phi_{12}\phi_{21} - \phi_{11}\phi_{22})}{\gamma_1\gamma_2(\phi_{11} - \phi_{22}) - \gamma_1^2\phi_{21} + \gamma_2^2\phi_{12}} \quad (\text{II.12})$$

$$K_2 = \frac{-(z_1 + z_2 - \phi_{11} - \phi_{22})(\gamma_1\phi_{22} - \gamma_2\phi_{12}) + \gamma_1(z_1 z_2 + \phi_{12}\phi_{21} - \phi_{11}\phi_{22})}{\gamma_1\gamma_2(\phi_{11} - \phi_{12}) - \gamma_1^2\phi_{21} + \gamma_2^2\phi_{12}} \quad (\text{II.13})$$

La détermination de  $K_1$  et  $K_2$  est possible si leurs dénominateur est différent de zéro:

$$\gamma_1\gamma_2(\phi_{11} - \phi_{22}) - \gamma_1^2\phi_{21} + \gamma_2^2\phi_{12} \neq 0$$

Donc à partir d'un choix convenable de coefficient d'amortissement ( $\delta$ ) et la pulsation propre non amortie du système ( $\omega_n$ ), on peut déterminer les deux facteurs pour un point de fonctionnement d'état statique donné.



**C) détermination du facteur de pondération de la référence:  $\lambda_v$** 

On veut que notre système bouclé réponde rapidement à la variation de sa consigne. Pour cela, on tient pas en compte de l'effet des perturbations, la transformée en  $z$  de l'équation (II.6) est donnée:

$$z\tilde{x}(z) = [\phi(D) + \tau(D \cdot X \cdot E)K]\tilde{x}(z) + [\psi(D) + \mu\tau(D \cdot X \cdot E)]\tilde{e}(z) + \lambda_v\tau(D \cdot X \cdot E)\tilde{V}_{ref}(z)$$

En ne tenant pas compte de l'effet de la perturbation  $\tilde{e}_n$ , on peut écrire l'expression suivante:  $\tilde{x}(z) = [zI - \phi(D) + \tau(D \cdot X \cdot E)K]^{-1} \lambda_v\tau(D \cdot X \cdot E)\tilde{V}_{ref}(z)$

Le développement de cette équation permet d'avoir les deux variables  $\tilde{i}_L(z)$  et  $\tilde{V}_c(z)$  du vecteur d'état  $\tilde{x}(z)$ .

Vue que la tension de sortie du convertisseur est presque égale à la tension de sortie aux bornes de la capacité, on s'intéresse à l'équation que relie entre

$$\tilde{V}_c(z) \text{ et } \tilde{V}_{ref}(z), \tilde{V}_c(z) = \frac{a_1z + a_0}{b_2z^2 + b_1z + b_0} \lambda_v \tilde{V}_{ref}(z)$$

$$\begin{aligned} \text{D'ou: } a_1 &= \gamma_2, a_0 = \gamma_1(\phi_{21} + \gamma_2k_1) - \gamma_2(\phi_{11} + \gamma_1k_1) \\ b_2 &= 1, b_1 = -(\phi_{11} + \phi_{22} + \gamma_1k_1 + \gamma_2k_2) \\ b_0 &= (\phi_{11} + \gamma_1k_1)(\phi_{22} + \gamma_2k_2) - (\phi_{12} + \gamma_1k_2)(\phi_{21} + \gamma_2k_1) \end{aligned}$$

Pour obtenir une erreur statique nulle, il faut que le gain statique de la fonction de transfert entre  $\tilde{V}_c(z)$  et  $\tilde{V}_{ref}(z)$  soit égale à l'unité:

$$G_s = \frac{\tilde{V}_c(z)}{\tilde{V}_{ref}(z)} = 1$$

Tenant compte de cette relation qui assure une bonne performance en régulation on peut déduire l'expression de la constante  $\lambda_v$

$\lambda_v = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{b_2z^2 + b_1z + b_0}{a_1z + a_0}$ . Donc l'expression de cette constante peut s'écrire:

$$\lambda_v = \frac{(1 - \phi_{11} + \phi_{12} + \gamma_1k_1 + \gamma_2k_2) + (\phi_{11} + \gamma_1k_1)(\phi_{22} + \gamma_2k_2) - (\phi_{21} + \gamma_2k_1)}{\gamma_2 + \gamma_1(\phi_{21} + \gamma_2k_1) - \gamma_2(\phi_{11} + \gamma_1k_1)}$$

On remarque que la constante  $\lambda_v$  dépend des facteurs de retour  $k_1$  et  $k_2$ , les facteurs de retour  $k_1, k_2$ , la constante de pondération  $\lambda_v$ , la constante de tendance  $\mu$ , sont obtenus pour n'importe quel point de fonctionnement d'état statique donné.

Etant donné que les variables d'état sont mesurables, la structure de commande linéaire par retour d'état est donnée par la figure (II.1).

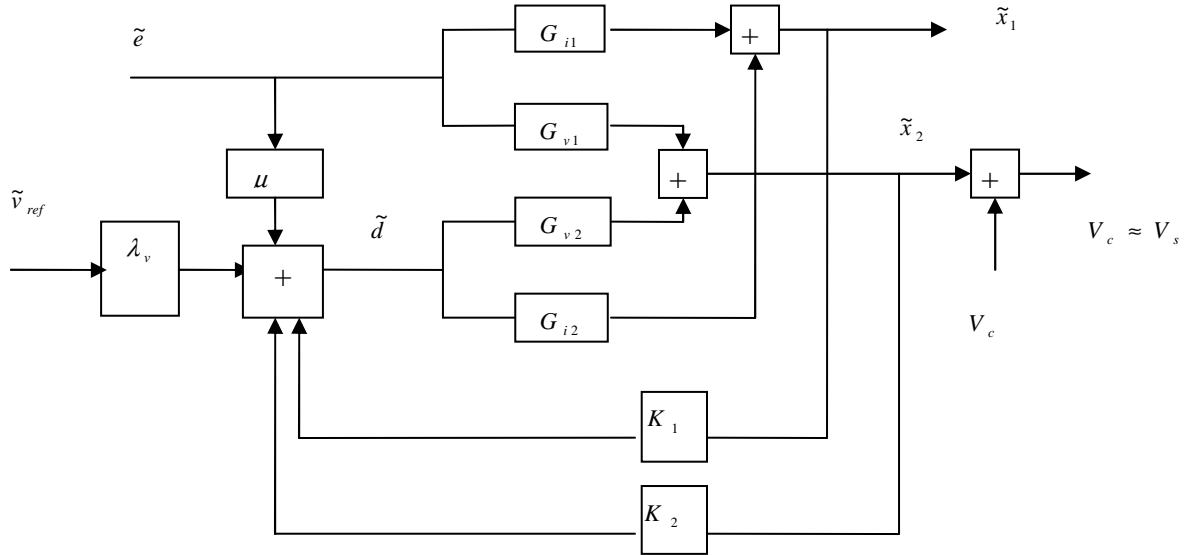


Fig.(II.1) Structure de commande linéaire par retour d'état

Avec :  $\tilde{i}_L(z) = \tilde{x}_1(z) = G_{i_1}(z)\tilde{e}(z) + G_{i_2}(z)\tilde{d}(z)$

$$\tilde{V}_C(z) = \tilde{x}_2(z) = G_{v_1}(z)\tilde{e}(z) + G_{v_2}(z)\tilde{d}(z)$$

Ou  $G_{v_1}, G_{v_2}$  et  $G_{i_1}, G_{i_2}$  ont été déterminés précédemment.

**II.4 Conclusion :**

La commande par retour d'état numérique permet un placement pôles à fin d'imposé le régime dynamique du système pour lui confier une dynamique meilleur une bon stabilité.

Vue que notre système est soumis à des perturbations, ce sont elles qui fond varier la tension de sortie du convertisseur. On veut que le système soit capable d'effacer l'influence des perturbations et agira le plus rapidement possible, ainsi on veut que la tension du sortie des convertisseur rattrape au plus prés la consigne et cela dans les meilleurs délais, cette méthode consiste à élaborer un signal de commande par une loi de commande linéaire.

# CHAPITRE

## III

### *La logique floue*

### III.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va présenter le principe général et la théorie de base de la logique floue. Cela englobe des aspects de la théorie des possibilités qui fait intervenir des ensembles d'appartenance appelés ensembles flous caractérisant les différentes grandeurs du système à commander, et le raisonnement flou qui emploie un ensemble de règles floues établies par le savoir faire humain et dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de la décision.

Ensuite, on va décrire les notions générales et l'architecture algorithmique et structurelle d'une commande floue, ou nous mettons le point sur :

- la fuzzification.
- les inférences floues.
- et la défuzzification.

### III.2 Principe et historique de la logique floue

La logique floue est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs «vrai» ou «faux», les valeurs intermédiaires «vrai» ou «faux» avec un certain degré . Ce qui caractérise le raisonnement humain qui est basé sur des données imprécises ou incomplètes. En effet, déterminer si une personne est de petite ou de grande taille est aisé pour n'importe lequel d'entre nous, et cela sans nécessairement connaître sa taille. Supposons que la limite soit de 1.65m, et je mesure 1.63m. Suis-je vraiment petit ?

Bien que dans l'esprit de tout le monde le mot «flou» soit de connotation négative, il n'en est rien en réalité. Venant à l'origine du mot «duvet» (en anglais «fuzzy», c'est-à-dire le duvet qui couvre le corps des poussins), le terme «fuzzy» signifie (indistinct, brouillé, mal défini ou mal focalisé), qui se traduit par «flou» en français.

Dans le monde universitaire et technologique, le mot «flou» est un terme technique représentant l'ambiguïté ou le caractère vague des intuitions humaines plutôt que la probabilité. Voici un bref historique de la logique floue [13] :

En 1965, le concept flou apparut grâce au professeur Loft Zadeh

(Université de Berkley en Californie). Il déclara qu'un contrôleur électromécanique doté d'un raisonnement humain serait plus performant qu'un contrôleur classique», et il introduit la théorie des «sous-ensembles flous».

- En 1973, le professeur Zadeh publie un article (dans l'IEEE Transactions on System, Man and Cybernetics), il y mentionne pour la première fois le terme de variables linguistiques (dont la valeur est un mot et non un nombre).
- En 1974, Mamdani (Université de Londres) réalise un contrôleur flou expérimental pour commander un moteur à vapeur.
- En 1980, Smidth et Co.A/S (au Danemark), mettent en application la théorie de la logique floue dans le contrôle de fours à ciment. C'est la première mise en oeuvre pratique de cette nouvelle théorie.
- Dans les années 80, plusieurs applications commencent à immerger (notamment au Japon).
- En 1987, 'explosion du flou' au Japon (avec le contrôle du métro de Sendai) et qui atteint son apogée en 1990.
- Aujourd'hui, une vaste gamme de nouveaux produits ont une étiquette «produit flou» (Fuzzy).

### III.3 Application de la logique floue

Tandis que son application au niveau des systèmes de réglage et de commande est relativement récente, depuis quelques années la commande par la logique floue a connu, essentiellement au Japon à partir de 1985 un essor appréciable. En effet, elle a été appliquée dans des problèmes industriels pour résoudre des problèmes de régulation aussi divers, liés à l'énergie, le transport, les machines outils, et la robotique, etc...[2] [3].

### III.4 Généralité sur la logique floue

On a mentionné que le principe général et la théorie de base de la logique floue englobent des aspects de la théorie des possibilités qui fait intervenir des ensembles d'appartenances appelés ensembles flous caractérisant les différentes grandeurs du système à commander et le raisonnement flou qui emploie un ensemble de règles floues établies par le savoir faire humain et dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de la décision.

Ainsi, les éléments constituant la théorie de base de la logique floue sont :

- Les variables linguistiques et les ensembles flous.
- Les fonctions d'appartenance.
- et les inférences à plusieurs règles floues.

#### III.4.1 Variables linguistiques et ensembles flous

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir; {grand, petit, positif, négatif, etc. ...}. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques.

Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [2] [3].

### III.4.2 Différentes formes des fonctions d'appartenance

Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaires. Ils s'agissent des formes les plus simples, composées par morceaux de droites. L'allure est complètement définie par

3 points A, B et C pour la forme triangulaire (voir figure III.1), voire 4 points A, B, C et D pour la forme trapézoïdale (voir figure III.2). La forme rectangulaire est utilisée pour représenter la logique classique. Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous.

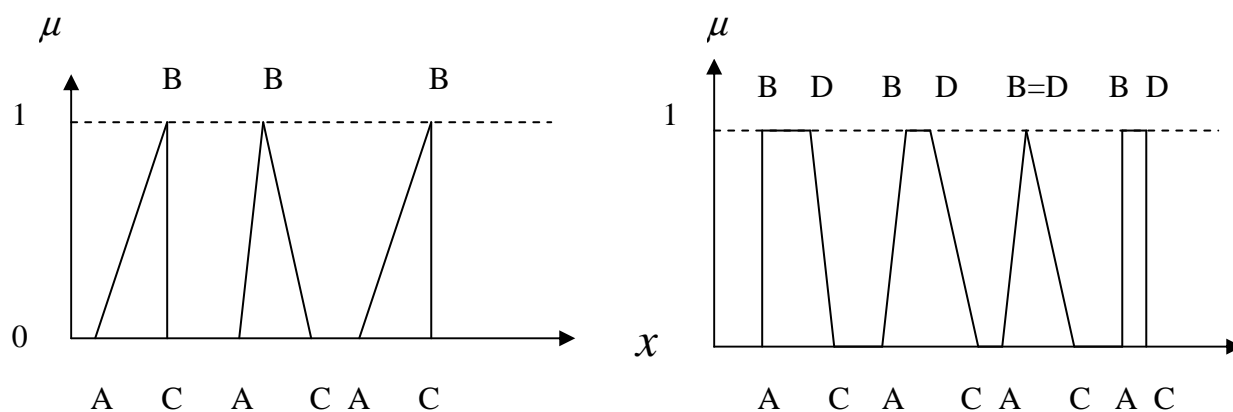


Fig. (III.1) Formes usuelles des fonctions d'appartenance



Les courbes d'appartenance prennent différentes formes en fonction de la nature de la grandeur à modéliser (voir figure III.2).

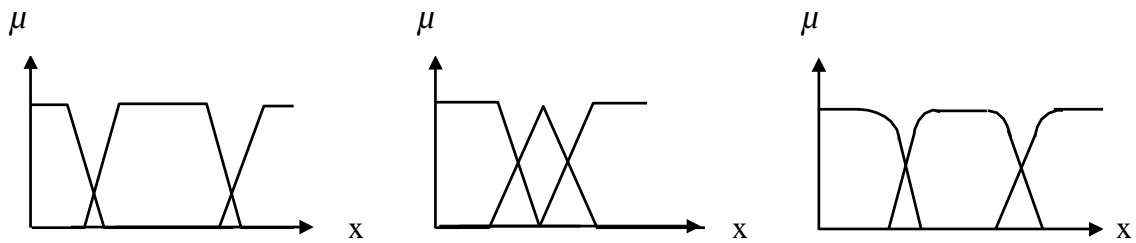


Fig. III.2 Différentes formes des fonctions d'appartenance

Pour éclaircir la situation, on peut prendre un exemple qui considère la taille d'un homme comme variable linguistique. On peut, à coup sûr, classer les hommes suivant leur taille en Petit, Moyen et Grand, mais comment déterminer les limites entre chaque catégorie autrement qu'avec le secours de la logique Floue?

Essayons de définir la catégorie petite (voir figure III.3) : Un homme est vraiment petit au dessous de 1.60m, à 1.65m, il n'est "qu'à moitié" petit. Il ne l'est plus du tout au-delà de 1.70m

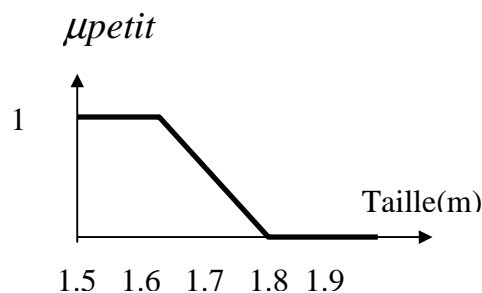


Fig. III.3 Fonction d'appartenance de la variable taille à l'ensemble flou Petit

Définissons aussi la fonction d'appartenance à l'état grand : Un homme est vraiment grand au dessus de 1.80m, à 1.75m il n'est "qu'à moitié" grand. Il ne l'est plus du tout en deçà de 1.70m

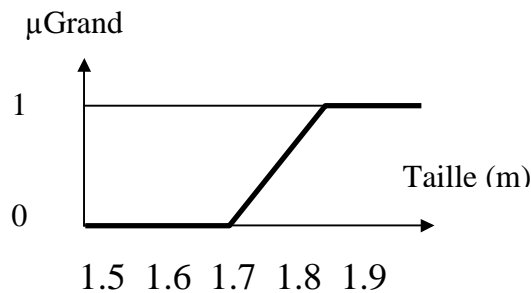


Fig. III.4 Fonction d'appartenance de la variable taille à l'ensemble flou grand

D'autre part la fonction d'appartenance à l'état moyen, peut être représentée ainsi : Un homme est tout à fait  $\mu_{\text{petit}}$  70m. En dessous de 1.60m, il n'est pas assez grand pour être moyen. Au delà de 1.80m, il ne l'est plus non plus.

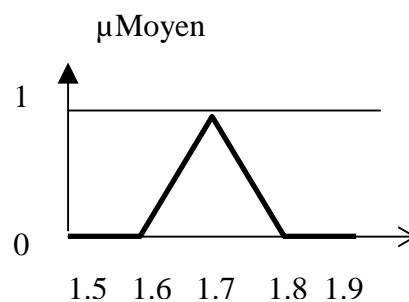
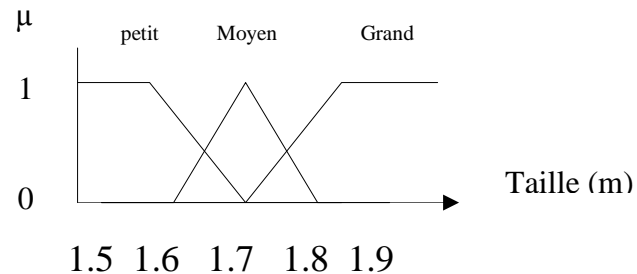


Fig. III.5 Fonction d'appartenance de la variable taille à l'ensemble flou moyen

Si l'on superpose les 3 graphiques précédents, on note que les trois fonctions d'appartenance se chevauchent (voir figure III.6). Ce chevauchement est tout à fait logique, il montre que lorsque notre taille grandit nous ne passons pas brutalement d'une catégorie à une autre, mais progressivement. A l'âge de l'adolescence, notre degré d'appartenance aux groupes des petits décroît au profit de notre degré d'appartenance au groupe des moyens, et bientôt à celui des grands.

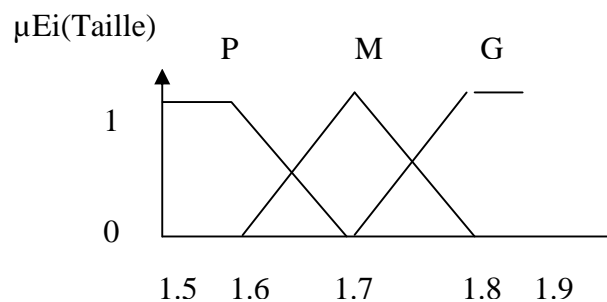
Ce chevauchement sera en outre une garantie de stabilité des asservissements basés sur la logique floue [2].



*Fig. IV.6 Fonction d'appartenance de la variable Linguistique taille*

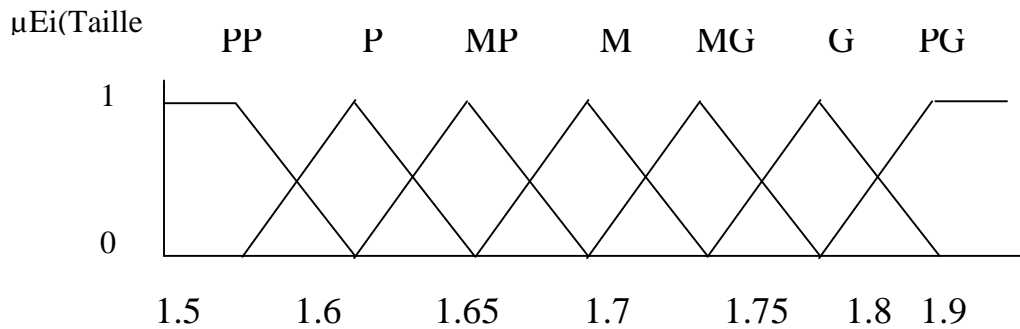
On définit ainsi une variable linguistique ( $x = \text{Taille}$ ), et on prend la division  $E_i$  ( $i=1,3$ ), des ensembles flous tels que  $E_1 = \text{Petit (P)}$ ,  $E_2 = \text{Moyen (M)}$ ,  $E_3 = \text{Grand (G)}$

La transcription des ensembles flous en des fonctions d'appartenance,  $\mu_{E_i} \{x = \text{Taille}\}$ , ( $i=1,3$ ) est montrée sur la figure (III.7)



*Fig. III.7 Fonctions d'appartenance avec trois ensembles flous pour la variable linguistique (Taille)*

Pour une subdivision plus fine composée de sept ensembles flous (PP, P, MP, M, MG, G, PG), les fonctions d'appartenance  $\mu_{E_i}$  (Taille) pour ( $i=1,7$ ) sont illustrées par la figure (III.8), la taille étant normalisée.



*Fig. III.8 Fonction d'appartenance avec sept ensembles flous pour la variable linguistique (Taille)*

Pour obtenir le degré d'appartenance d'une valeur donnée de la variable linguistique, relatif à un sous-ensemble flou, il suffit de projeter verticalement cette valeur sur la fonction d'appartenance correspondant à ce sous-ensemble flou.

### III.4.3 Inférence à plusieurs règles floues

En général, la prise de la décision dans une situation floue définissant une loi de commande est le résultat d'une ou plusieurs règles floues appelées aussi inférences, liées entre elles par des opérateurs flous ET, OU, ALORS,... etc. [2] [3].

En automatique, les variables d'état représentant les entrées du système de contrôle sont mesurées ou estimées. En associant des variables linguistiques comprenant des subdivisions d'ensembles flous, et en interprétant mathématiquement des règles mentales ou floues en terme de ces variables d'état de la forme :

Si condition une ET/OU si condition deux ALORS décision ou action, la logique floue fonctionne suivant le principe suivant : Plus la condition sur les entrées est vraie, plus l'action préconisée pour les sorties doit être respectée.

Après avoir fuzzifier (c'est à dire transformer en variables linguistiques) les variables d'entrée et de sortie, il faut établir les règles liant les entrées aux sorties. En effet, il ne faut pas perdre le but final qui consiste à chaque instant, à analyser l'état ou la valeur des entrées du système pour déterminer l'état ou la valeur de toutes les sorties.

On peut générer une action ou prendre une décision en affectant une valeur floue à la variable linguistique de la variable de sortie, qui est transformée en une valeur numérique précise dans la phase finale.

Généralement, les algorithmes de commande comprennent plusieurs règles floues et la décision ou l'action est formulée ainsi :

$$\text{Action ou opération} = \{ \text{Si condition 1 ET condition 1' ALORS opération 1 OU;} \\ \text{Si condition 2 ET condition 2' ALORS opération 2 OU;} \\ \dots \\ \text{Si condition } m \text{ ET condition } m' \text{ ALORS opération } m \}$$

### III.5 Description et structure d'une commande par la logique floue

Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par la logique floue n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées ou précises. Mais, il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS, ...etc, appliquées à des variables linguistiques.

On peut distinguer trois parties principales constituant la structure d'un régulateur floue (voir figure III.9) [2] :

- une interface de fuzzification,
- un mécanisme d'inférence,
- et une interface de Defuzzification

La figure (III.9) représente, à titre d'illustration la structure d'un régulateur flou à deux entrées et une sortie : ou  $x_1$  et  $x_2$  représentent les variables d'entrée, et  $x_r$  celle de sortie ou la commande.

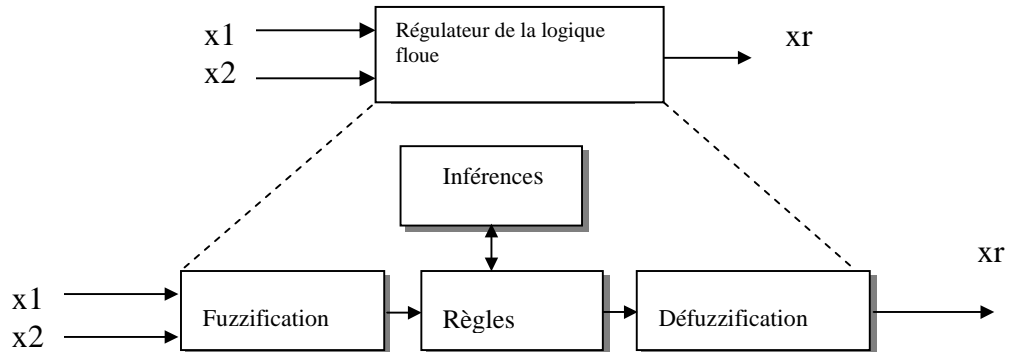


Fig.( III.9) Structure interne d'un Régulateur de la logique floue

### III.5.1 Interface de fuzzification

C'est une opération qui consiste à transformer les données numériques d'un phénomène à des valeurs linguistiques sur un domaine normalisé qui facilite le calcul. A partir de ces domaines numériques appelés univers de discours et pour chaque grandeur d'entrée ou de sortie, on peut calculer les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la variable linguistique correspondant [2].

Considérons un contrôleur flou de la tension de sortie moyenne d'un hacheur, qui possède deux entrées : l'erreur de la tension de sortie du convertisseur par rapport à une consigne  $x_1 = e = v_{ref} - v_s$  et la variation de cette erreur  $x_2 = \Delta e$ . La figure (IV.10) présente les fonctions d'appartenance de ces deux variables linguistiques normalisées, constituées de trois sous-ensembles flous {Négatif Grand (NG), Egal à Zéro (EZ), Positif Grand (PG)}.

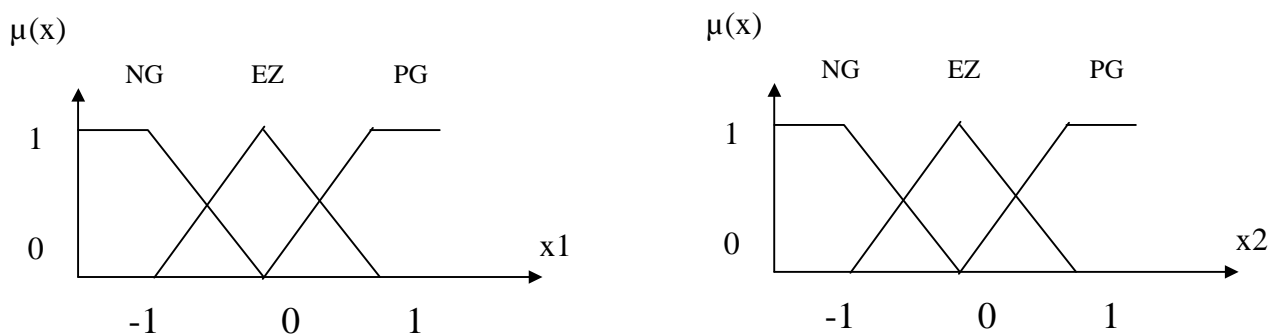


Fig. (III.10) Fonctions d'appartenance des deux variables linguistiques d'entrée Normalisées  $x_1$  et  $x_2$

La sortie du régulateur flou doit générer la variation du rapport cyclique du convertisseur qui est une troisième variable linguistique du régulateur ( $x_r = \delta d$ ), et qui est aussi normalisée. A titre d'exemple ses fonctions d'appartenance sont illustrées par la figure (III.11).

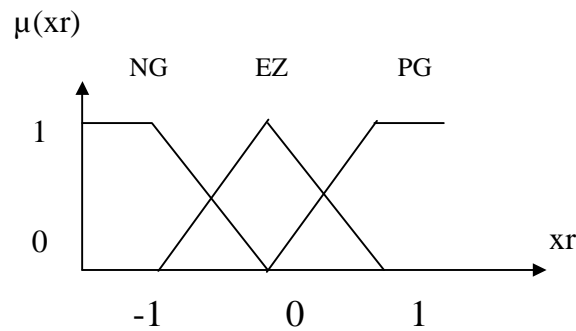


Fig. (III.11) Fonctions d'appartenance de la variable linguistique de sortie normalisée  $x_r$

### III.5.2 Mécanisme d'inférence floue

Cette étape consiste à relier les variables physiques d'entrée du régulateur (grandeurs mesurées ou estimées), qui sont transformées en variables linguistiques pendant l'étape de fuzzification, la variable de sortie du contrôleur sous sa forme linguistique, par des règles mentales traduisant une action ou une décision linguistique sur la commande à la sortie du régulateur, face à toute situation se présentant à l'entrée de ce régulateur [2] [3].

Ces inférences sont basées sur plusieurs règles établies par l'expertise et le savoir-faire humain concernant le système à régler. Elles sont structurées sous forme compacte dans une matrice multidimensionnelle dite matrice d'inférence.

On exprime les inférences généralement par une description linguistique et symbolique à base de règles pré définies dans la matrice d'inférence. Chaque règle est composée d'une condition précédée du symbole 'SI' appelée prémisse, et d'une conclusion

(action, décision, opération ou commande) précédée du symbole 'ALORS'.



Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement [4] :

- la méthode d'inférence max-min,
- la méthode d'inférence max-prod,
- et la méthode d'inférence somme-prod.

Chacune de ces trois méthodes utilise un traitement numérique propre des opérateurs de la logique floue [3].

- Pour la méthode d'inférence max-min, l'opérateur ET est réalisé par la formation du minimum, l'opérateur OU est réalisé par la formation du maximum, et ALORS (l'implication) est réalisée par la formation du minimum.

- Pour la méthode d'inférence max-produit, l'opérateur ET est réalisé par la formation du produit, l'opérateur OU est réalisé par la formation du maximum, et ALORS (l'implication) est réalisée par la formation du produit

- Pour la méthode d'inférence somme-produit, on réalise au niveau de la condition, l'opérateur OU par la formation de la somme (valeur moyenne), et l'opérateur ET par la formation du produit. Pour la conclusion, l'opérateur ALORS est réalisé par un produit.

Dans le cas de la méthode somme-produit, l'action des différentes règles sont liées entre elles par l'opérateur OU qui est réalisé par la formation de la moyenne arithmétique (somme moyenne). Alors, pour chaque règle on obtient la fonction d'appartenance de  $x_r$  en formant le produit de  $\mu(x_1)$ ,  $\mu(x_2)$  et  $\mu_{0i}(x_r)$  exigé par la règle :

$$\begin{aligned} \mu_{Ri}(x_r) &= \mu(x_1) \mu(x_2) \mu_{0i}(x_r) \\ &= \mu_{Ci} \mu_{0i}(x_r) \end{aligned} \tag{III.1}$$

Où  $\mu_{Ci}$  est le degré de vérification de la  $i$  ème règle ou condition.

$\mu(x_1)$  et  $\mu(x_2)$  sont les facteurs d'appartenance des deux variables linguistiques aux deux ensembles flous de la  $i$ ème règle, pour deux valeurs données de  $x_1$  et  $x_2$ . Et  $\mu_{0i}(x_r)$  est la fonction d'appartenance de la variable de sortie correspondant à la  $i$ ème règle ( $R_i$ ).

Alors, la fonction d'appartenance résultante est exprimée par [1]:

$$\mu_{res}(x_r) = \frac{\mu_{R1}(x_r) + \mu_{R2}(x_r) + \dots + \mu_{Rm}(x_r)}{m} \quad (\text{III.2})$$

Où  $m$  est le nombre des règles de la matrice d'inférence.

### III.5.3 Interface de défuzzification

La défuzzification consiste à déduire une valeur numérique précise de la sortie du régulateur ( $x_r$ ) à partir de la conclusion résultante floue  $\mu_{Res}(x_r)$  issue de l'opération d'inférence. Les méthodes couramment utilisées sont :

- La méthode de centre de gravité.
- La méthode du maximum.
- La méthode des surfaces.
- La méthode des hauteurs.

On présente dans ce qui suit l'une des méthodes les plus utilisées, qui est la méthode du centre de gravité. Elle consiste à prendre comme décision ou sortie en la détermination de l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{Res}(x_r)$ . Cette abscisse  $x_{Gr}$  du centre de gravité de  $\mu_{Res}(x_r)$  est déterminée par la relation suivante :

$$x_{Gr} = \frac{\int_{-1}^1 x_r \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int_{-1}^1 \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (\text{III.3})$$

Dans le cas de la méthode d'inférence somme-produit, on peut simplifier l'expression (III.3) de  $\mu_{Res}(x_r)$ . En effet, selon la relation (III.2) on a :

$$u_{res}(x_r) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m u_{Ci} u_{oi}(x_r)$$

D'autre part, l'intégrale du dénominateur de (III.3) peut être simplifiée ainsi :

$$u_{Res}(x_r) dx_r = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m u_{ci} \int_{-1}^1 u_{oi}(x_r) dx_r = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m u_{Ci} S_i$$

Où  $S_i$  est la surface de la fonction d'appartenance du sous-ensemble floue de  $x_r$  correspondant à la  $i$ ème règle.

Pour ce qui est de l'intégrale du numérateur de (III.3), on peut la simplifier de la manière suivante :

$$\int_{-1}^1 x_r u_{Res}(x_r) dx_r = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m u_{ci} \int_{-1}^1 x_r u_{oi}(x_r) dx_r = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m u_{Ci} x_{Gi} S_i \quad (\text{III.4})$$

Où  $x_{Gi}$  est l'abscisse du centre de gravité de la surface ( $S_i$ ).

On obtient finalement l'abscisse du centre de gravité de  $\mu_{Res}(x_r)$  qui définit la commande ou l'action normalisée :

$$x_{Gr} = \frac{\sum_{i=1}^m u_{Ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^m u_{Ci} S_i} \quad (\text{III.5})$$

**III.6 Conclusion**

Les commandes à base de logique floue apportent une amélioration significative des performances par rapport à des commandes linéaires plus classiques. Cependant, les paramètres de ce type de commande sont nombreux et délicats à régler. Le fil conducteur de ces travaux Consiste alors à proposer des méthodologies de réglage simples pour des commandes.

# CHAPITRE

## IV

### Commande floue des convertisseurs DC/DC

## **IV.1 Introduction**

La commande floue a montré de plusieurs années sa fiabilité et sa capacité d'adaptation aux problèmes industriels concrets. Les exemples d'utilisation concluante de la logique floue sont très nombreux au Japon, le premier pays à avoir utilisé la logique floue en masse dès les années 88-89.

La logique floue est extrêmement utile dans les applications à procédé complexe, qu'il est impossible de modéliser mathématiquement en raison de ses non-linéarités ou de réponses variables dans le temps. Souvent, les méthodes de commande classiques, comme la régulation PID, ne peuvent pas fournir une commande adéquate pour ces types d'applications. Cependant, il est, en principe, encore possible de commander ces procédés grâce à l'expertise des opérateurs qui ont appris comment le procédé répond aux diverses conditions d'entrée.

Dans cette partie, nous rappellerons rapidement le principe et la structure des correcteurs flous que nous utiliserons plus tard dans la commande du convertisseur (boost).

## IV.2 Principe d'une commande floue

### IV.2.1 Moteur flou

La présente section a pour but de présenter plus en détails la structure retenue pour les correcteurs flous de type PI et PID utilisés dans nos travaux. Ces deux correcteurs utilisent le même moteur flou dont la structure de type PD [9] est représentée figure(IV.1)

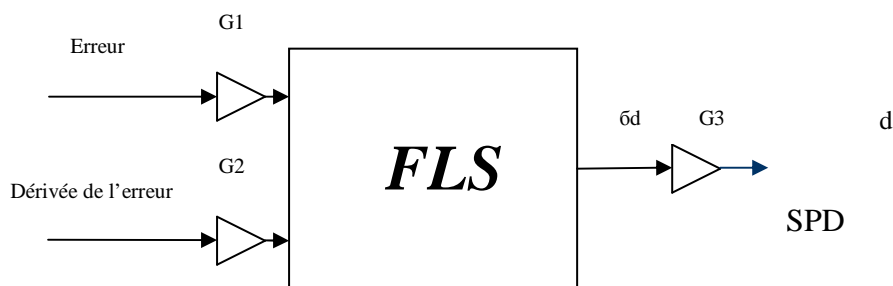


Fig.IV.1 – Structure du correcteur flou de type PD

Deux entrées sont traitées, l'erreur ( $e$ ) et la dérivée de l'erreur ( $de$ ) pour une unique commande SPD. Les deux entrées sont normalisées au moyen de gains de normalisation,  $G1$  pour l'erreur et  $G2$  pour la dérivée de l'erreur. Un gain de dé-normalisation,  $G3$  est affecté sur la sortie. L'univers du discours pour le moteur flou est ainsi ramené sur l'intervalle  $[-1, +1]$ . Les facteurs de normalisation permettent ainsi de définir le domaine de variation normalisé des entrées et le gain de dé-normalisation définit le gain en sortie du correcteur flou de type PD. Ces éléments permettent d'agir de façon globale sur la surface de commande en élargissant ou réduisant l'univers du discours des grandeurs de commande.

En ce qui concerne le module de fuzzification, il existe de nombreux types de fonctions d'appartenance comme par exemple des fonctions de type triangle, trapèze, gaussienne pour n'en citer que quelques unes. Celles-ci vont être définies sur l'univers du discours normalisé afin de donner les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous en entrée.

L'influence des positions des fonctions d'appartenance va également être traduite par une action globale sur la surface de commande. Souvent, dans le domaine de la commande, elles seront positionnées de façon à obtenir une action réactive lorsque la valeur de la grandeur régulée est éloignée de la référence mais un gain moindre autour de celle-ci. Pour le deuxième module, la base de règles floues va caractériser les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes. Ainsi, pour chaque combinaison des sous-ensembles flous activée en entrée, la base de règles associe un sous-ensemble flou de sortie. La base de règles possède alors une influence locale sur la surface de commande. La modification d'une règle permet d'adapter précisément la commande par rapport à une contrainte particulière.

Enfin, plusieurs méthodes permettent de réaliser l'étape de defuzzification. Méthode du centre de gravité est l'un des moyens les plus simples et les plus utilisés. Elle consiste à rechercher le centre de gravité d'un système de sous-ensembles flous dont les poids sont leurs coefficients d'appartenance. La sélection des sous-ensembles flous de commandes activés au moyen de degrés d'appartenance conduit alors par cette méthode à la définition d'une grandeur de commande réelle.

Il est important de remarquer qu'il existe une certaine dualité entre une action sur les fonctions d'appartenance et les gains de normalisation et de dé-normalisation, chacun de ces éléments agissant globalement sur la surface de commande. En effet, en fonction de la valeur attribuée au coefficient de normalisation, une même position d'une fonction d'appartenance activera un même sous-ensemble flou pour un état différent du système. Cette propriété sera largement utilisée dans le cadre de la définition de réglages "simples" de correcteurs flous, les positions des fonctions d'appartenance restant fixes et les gains de normalisation étant calculés en fonction du système commandé.

#### **IV.2.2 Choix des éléments du moteur d'inférences floues**

La nécessité de simplifier le réglage des commandes floues utilisées conduit à réaliser certains choix pour la structure du correcteur. La présente section a pour but de présenter ceux-ci. Le premier élément est le choix de la nature des fonctions d'appartenance en entrée.

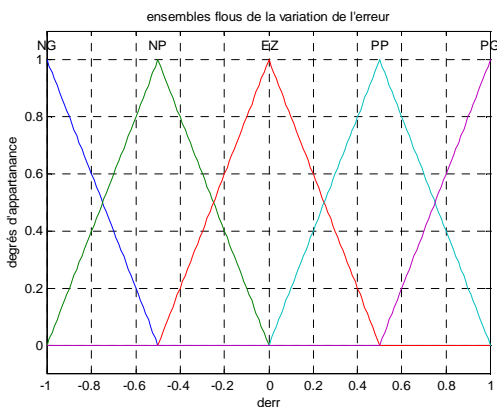


Afin de faciliter les réglages du contrôleur flou, nous utiliserons des formes triangulaires, ce qui permet de traiter très simplement des fonctions linéaires par morceaux en entrée.

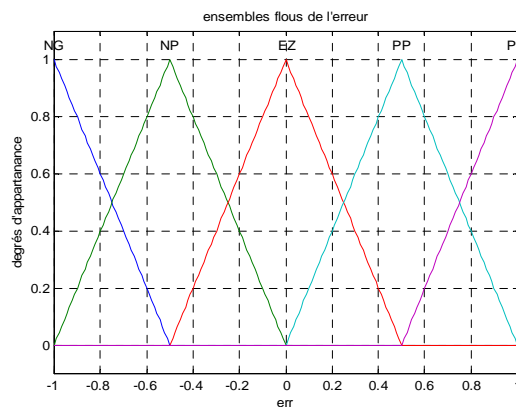
Les fonctions d'appartenance sont placées de telle manière qu'à tout moment il n'y ait que deux fonctions d'appartenances activées pour chaque entrée. Ce choix apporte plusieurs avantages. Tout d'abord, en limitant les interactions entre les paramètres, la commande est ainsi considérablement simplifiée. De plus, une action très localisée sur la surface de commande est ainsi rendue possible. Enfin, limitant le nombre de fonctions actives simultanément, le temps de calcul nécessaire au traitement flou sur le calculateur est également réduit, en vue de rendre possible une implantation sur microcontrôleur.

Ayant choisi le type de fonction d'appartenance en entrée, il faut maintenant déterminer leur nombre, c'est-à-dire la couverture de l'univers du discours. Plus ce nombre sera important, plus le nombre de sous-ensembles flous sera conséquent, et plus la sensibilité de la commande floue augmentera. Cependant, une telle augmentation se traduit aussi par un nombre de paramètres à régler de plus en plus important, ce qui peut s'avérer problématique en terme de temps et difficulté de réglage. Nous fixons alors à sept le nombre de fonctions d'appartenance, afin d'obtenir un bon compromis entre la sensibilité de la commande et la difficulté de réglage [9]. Celles-ci sont représentées

Figure (IV.2)



Fig(IV.2.a)



Fig(IV.2.b)

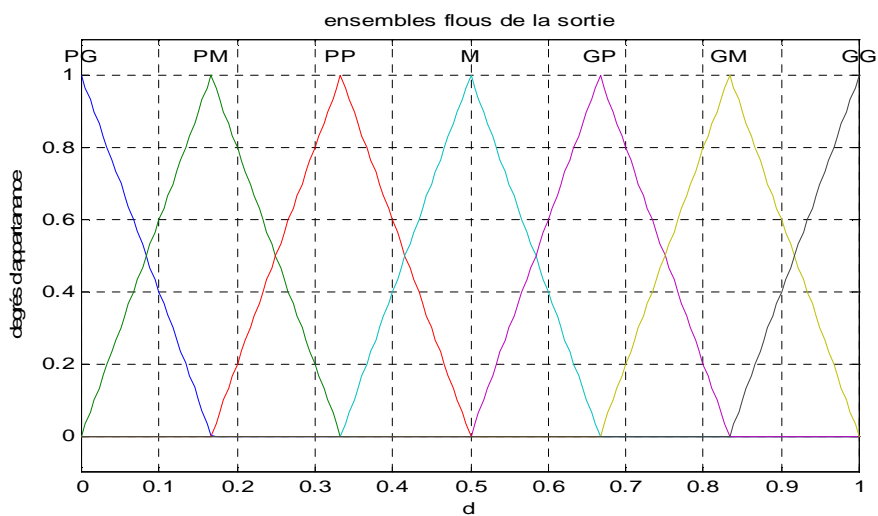
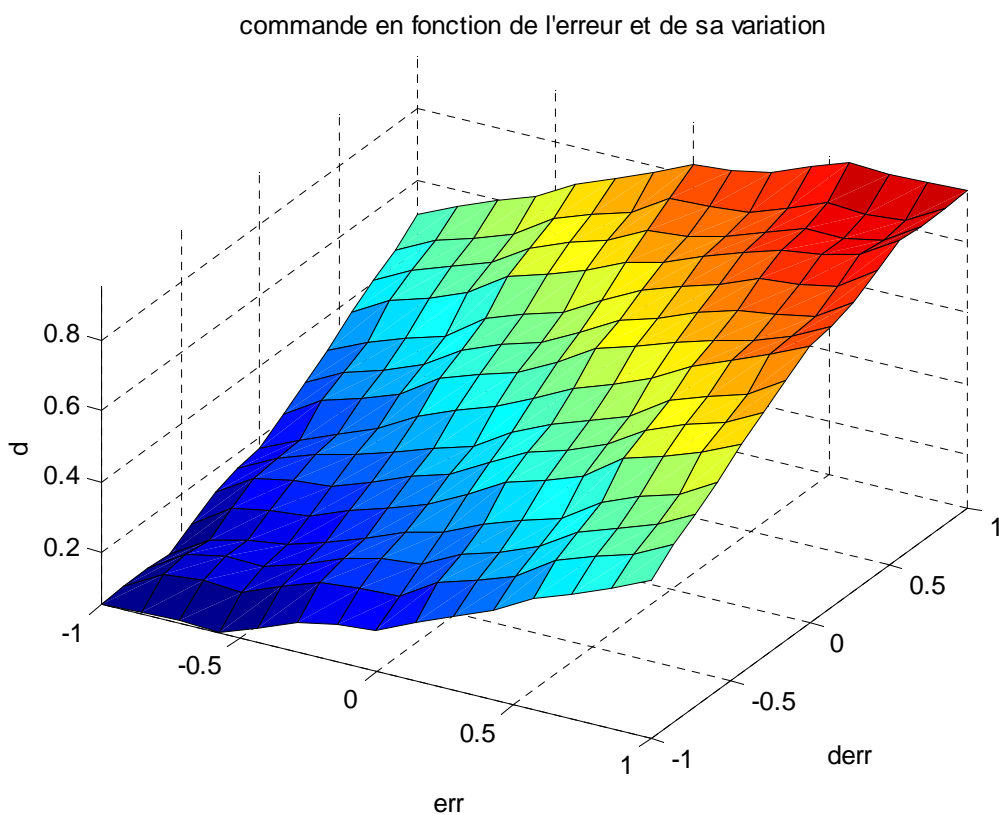


Fig.(IV.2.c)

- a- ensembles flous de la variation de l'erreur
- b- ensembles flous de l'erreur
- c- ensembles flous de la sortie



Fig(IV.3) surface de commande

Dans l’optique du réglage simple d’une commande floue, il est préférable de fixer les règles de la table de règle car régler séparément chacune des règles augmenterait de façon considérable le nombre de paramètre a régler. De plus leur influence sur la surface de commande étant locale, un tel choix ne pénalise pas fortement le comportement global.

Pour ce faire une table antidiagonale classique va être utilisée.

Par ailleurs la matrice d'inférence adaptée est constituée de 25 règles récapitulées dans le tableau suivant:

$\Delta e$ \ e	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	<b>PG</b>	<b>PG</b>	<b>PM</b>	<b>GM</b>	<b>M</b>
NP	<b>PG</b>	<b>PM</b>	<b>PP</b>	<b>M</b>	<b>GP</b>
EZ	<b>PM</b>	<b>PP</b>	<b>M</b>	<b>GP</b>	<b>GM</b>
PP	<b>PP</b>	<b>M</b>	<b>GP</b>	<b>GM</b>	<b>GG</b>
PG	<b>M</b>	<b>GP</b>	<b>GM</b>	<b>GG</b>	<b>GG</b>

*Matrice inférence floue*

Explicitons maintenant les notations des sous-ensembles flous utilisés pour fuzzifier les trois variables précédentes:

- |                   |                   |                   |
|-------------------|-------------------|-------------------|
| PP: Positif Petit | EZ: Egal a zéro   | NG: Négatif Grand |
| PM: Positif Moyen | NP: Négatif Petit | GP grand positif  |
| PG: Positif Grand | NM: Négatif Moyen | M : Moyen         |
| GM : grand Moyen  | GG : Grand Grand  |                   |

Par ailleurs La matrice d'inférence est établie par une logique qui tient compte de la physique du système.

Donc une parfaite connaissance du comportement du système à régler nous permet d'établir un ensemble des règles floues, contrairement aux méthodes classique ou il nous faut un modèle mathématique.

L'action ou la commande floue de la sortie peut être exprimée ainsi :

$$\delta d = \{ \begin{array}{l} \text{si } e_n \text{ est (NG) et } \Delta e_n \text{ est (NG) Alors } \delta d \text{ est (NG) ou,} \\ \text{si } (e_n \text{ est (NP) et } \Delta e_n \text{ (NG) Alors } \delta d \text{ est (NG) ou; ..... } \end{array} \}$$

Pour la défuzzification, on utilise la méthode de centre de gravité

**IV.2.3 Correcteurs flous de type P I et P I D**

La première étape consiste à définir la base de chacun de ces correcteurs, c'est-à-dire le moteur flou. La sortie de celui-ci, notée SP D , peut être définie à partir des fonctions kp et kd , qui sont respectivement les gains de l'action proportionnelle et dérivée du moteur flou, variant selon le point de fonctionnement [9].

$$s_{pd} = Kp(e, de)e + kd(e, de)de \quad (IV.1)$$

Cette équation (IV.1) peut être réécrite en définissant des fonctions k1 et k2 de l'erreur e et la variation de l'erreur de [9]:

$$s_{pd} = G(\frac{1}{G_1} + e(t)K_1(e, de) + \frac{1}{G_2} \frac{de(t)}{dt} K_2(e, de)) \quad (IV.2)$$

A partir de cette description du moteur flou, il devient aisé de construire les autres correcteurs.

**- Correcteurs flous de type P I**

Pour réaliser un correcteur de type PI, il suffit d'intégrer la sortie du moteur flou comme indiqué figure (IV.3)

En notant SP I la sortie du contrôleur flou de type PI, il vient [9]:

$$s_{PI} = \int s_{PD} dt \quad (IV.3)$$

En utilisant l'équation (IV.1) donc :

$$s_{PI} = \frac{G}{G_1} \int K_1(e, de)e(t)dt + \frac{G}{G_2} \int K_2(e, de) \frac{de(t)}{dt} dt \quad (IV.4)$$

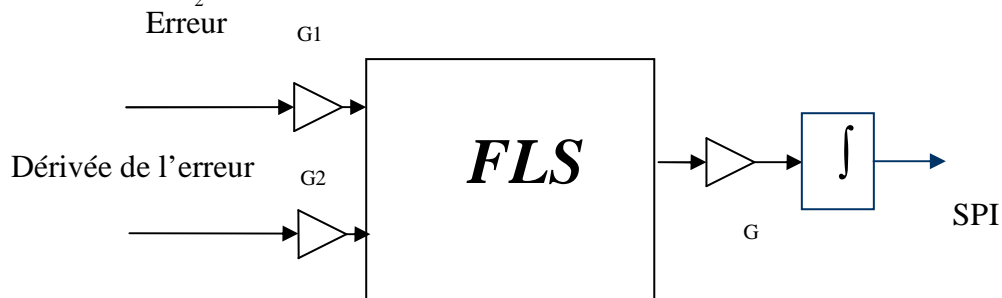
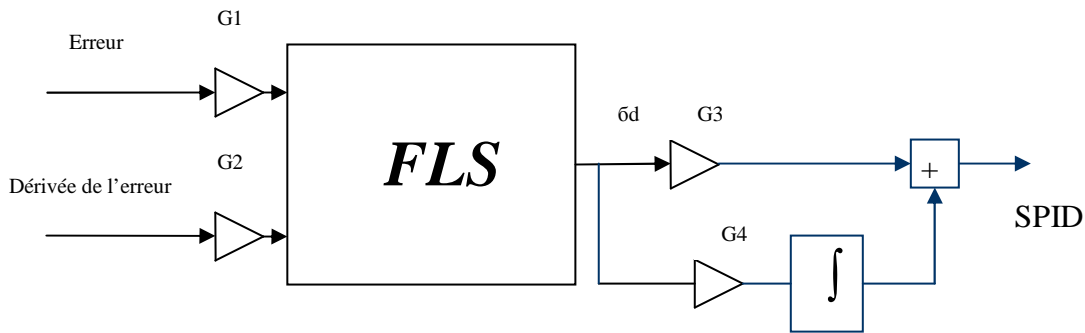


Fig. (IV.3) – Correcteur flou de type PI

### -Correcteurs flous de type P I D

Pour réaliser un correcteur de type P I D, une partie intégrale va être ajoutée en parallèle au moteur flou [9], représentée figure (IV.4). Ce type de structure, basée sur le moteur flou proportionnel dérivée. En notant SP I D la sortie du contrôleur flou de type P I D, donc :

$$S_{PID} = G_4 \int S_{PD} dt + S_{PD} \quad (IV.4)$$



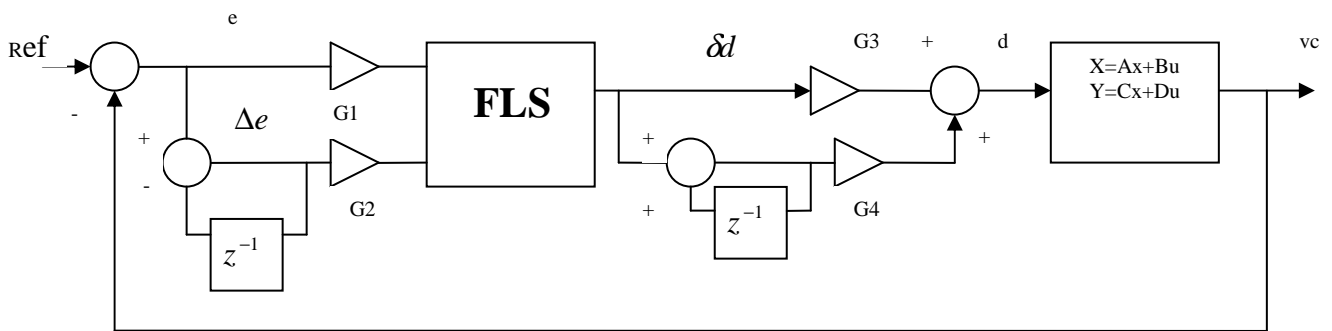
Fig(IV.4) structure d'un contrôleur flou de type PID

**IV.3 principe et structure de la commande**

le contrôleur flou utilisé pour régler la tension de sortie du convertisseur est de type Mamdani il reçoit comme entrée l'erreur (e) et la variation de l'erreur (de), a la sortie il délivre la variation normalisée de commande (variation du rapport cyclique normalisée) [11], calculée suivant les trois étapes du réglage flou.

La commande générée par le régulateur est utilisé pour commander les interrupteurs du convertisseur de telle sorte à régler le niveau de la tension de sortie.

Le schéma bloc de la structure de commande par régulateur floue d'un convertisseur statique (boost) est illustré par la figure (IV.5)



*Fig(IV.5) structure de commande par un contrôleur flou de type PID  
D'un convertisseur Boost*

### IV.3.1 Description du régulateur flou

Les deux entrées du régulateur flou sont l'erreur de la tension  $V_c$  aux bornes de la charge :  $e(k) = V_{ref} - V_c$ , et la variation de l'erreur à l'instant  $kT$ :  $\Delta e = (e(k) - e(k-1))$

La sortie est la variation du rapport cyclique normalisé  $\delta d_n$  calculé par la méthode de centre de gravité.

Les trois variables linguistiques  $e, \Delta e, \delta d$  sont normalisées et adaptées comme suit [11]:

$$\delta d_n = \frac{\delta d}{G_3}, \quad \Delta e_n = \frac{\Delta e}{G_2}, \quad e_n = \frac{e}{G_1}$$

Où  $G_1, G_2, G_3$  : sont des gain associés à  $e, \Delta e, \delta d$  .

La commande (d) est formée de deux parties [11] :

$$d = G_3 \delta d(n) + G_4 \sum_{k=0}^n \delta d(k)$$

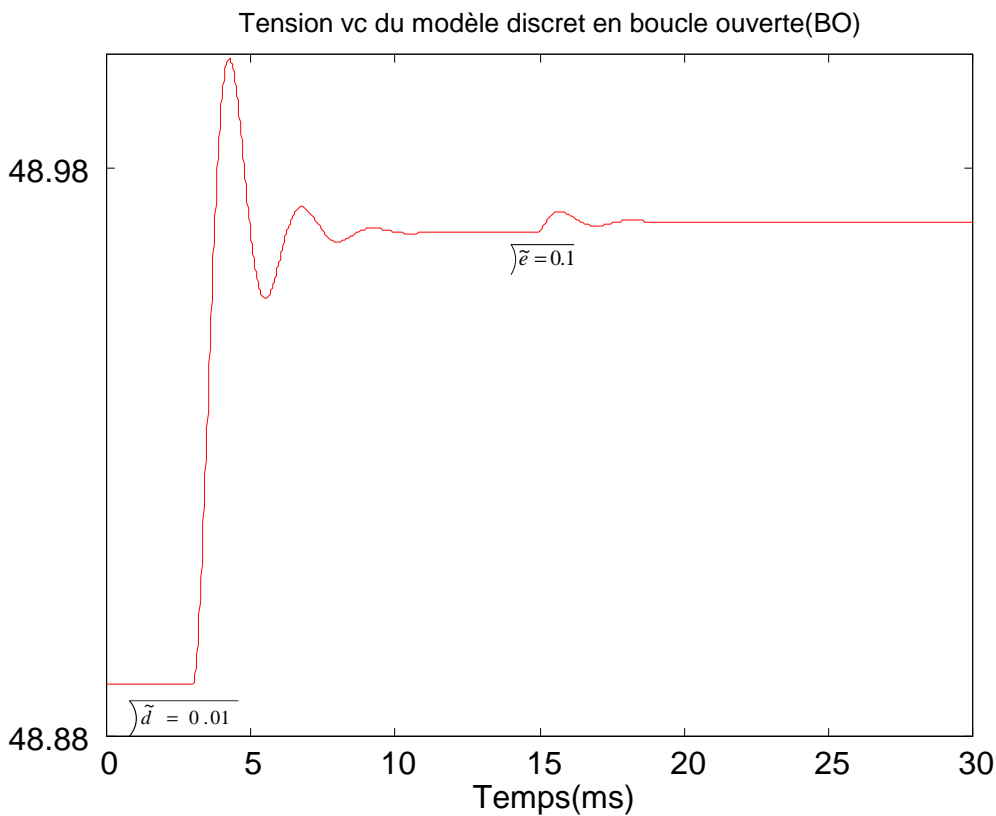
La première " $G_1 * d(n)$ " est la sortie d'un système flou qui se comporte comme un PD classique permet d'accélérer la réponse du système. Néanmoins, comme dans le cas classique ce type de commande (PD) ne permet pas l'élimination de l'erreur statique. C'est pour cela on ajoute l'élément Intégrale "Somme" et la deuxième partie de la commande (somme  $G_2 * d(k)$ ) est équivalent à un PI classique et c'est ainsi on aura la commande formée d'un PD et d'un PI flous=PID flou.

En jouant sur les gains on assure la stabilité et on établit les performances dynamiques et statiques désirées.

#### IV.4 Résultats de simulation

##### ❖ Réponse du système en boucle ouverte

Les résultats de simulation par le programme matlab sont données pour un hacheur boost réel fonctionnant en mode continu ayant un point statique  $X=[IL \ Vc ]$ .avec la sortie du système est initialisé a partir de l'état statique X,

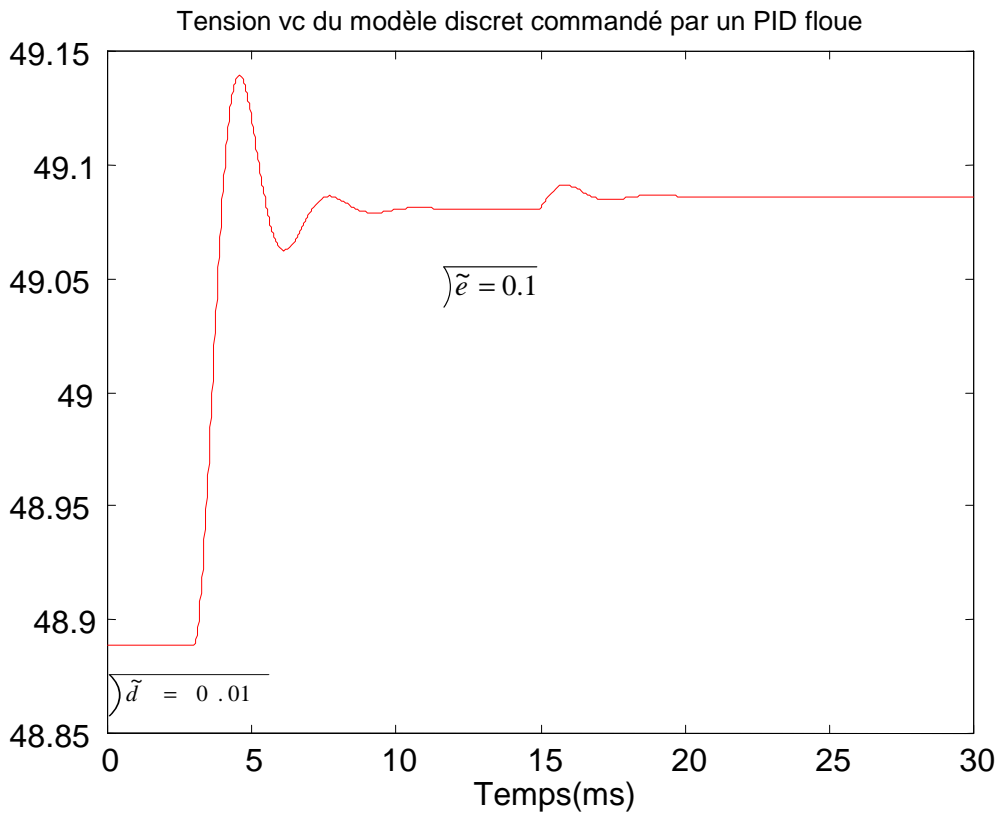


**fig(IV.1) Réponse en boucle ouverte**

D'après la figure, on constate que notre système est trop peu amorti avant de stabiliser sur la valeur finale, ainsi au cours du régime transitoire la valeur de dépassement est élevée.

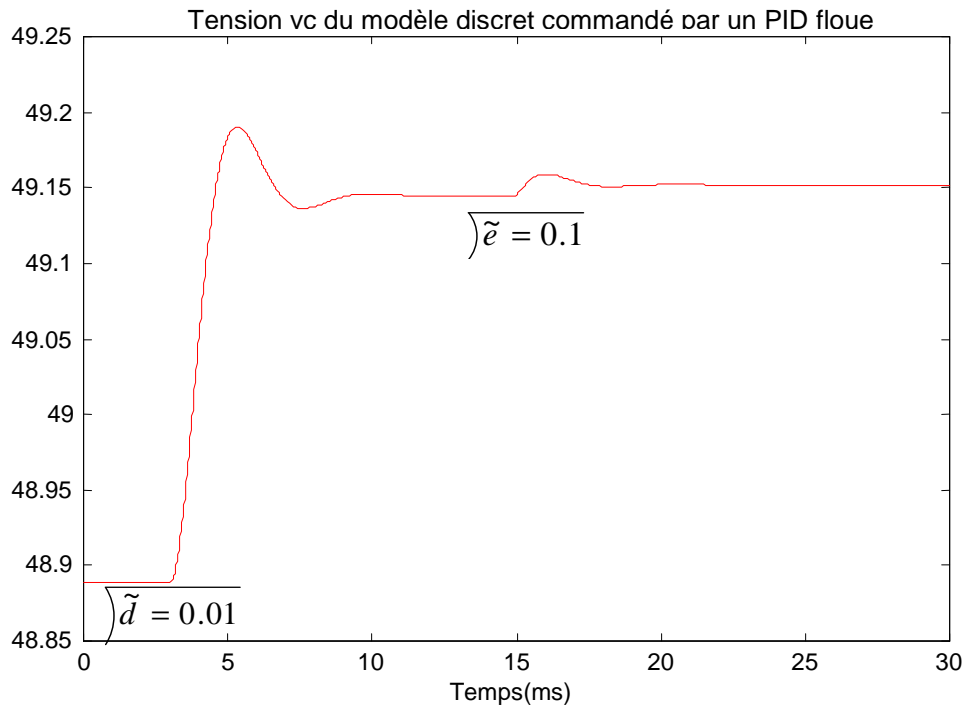


Les résultats de la simulation par le programme établi en matlab sont donnés pour un hacheur boost réel (voir ces paramètres dans l'annexe), les gains de normalisation de (e) et (de) sont fixer a  $G1=G2=0.8$ . Avec  $X=[1.24 \ 48.89]$  et  $D=0.4$



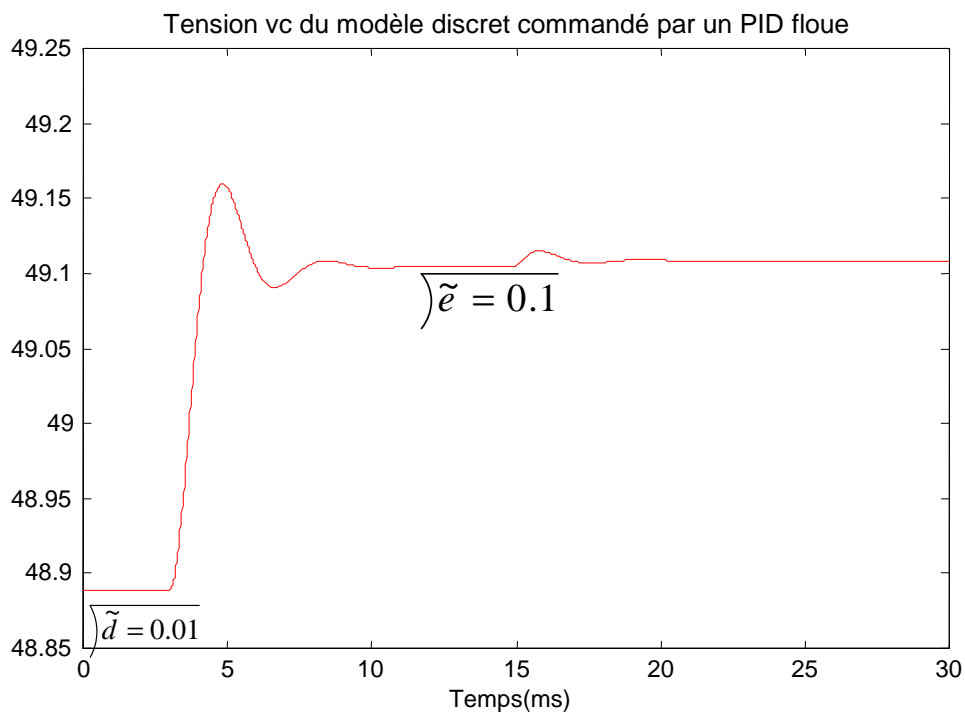
**Fig(IV.2) Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou**

**Avec :G3= 0.1, G4= 0.7**



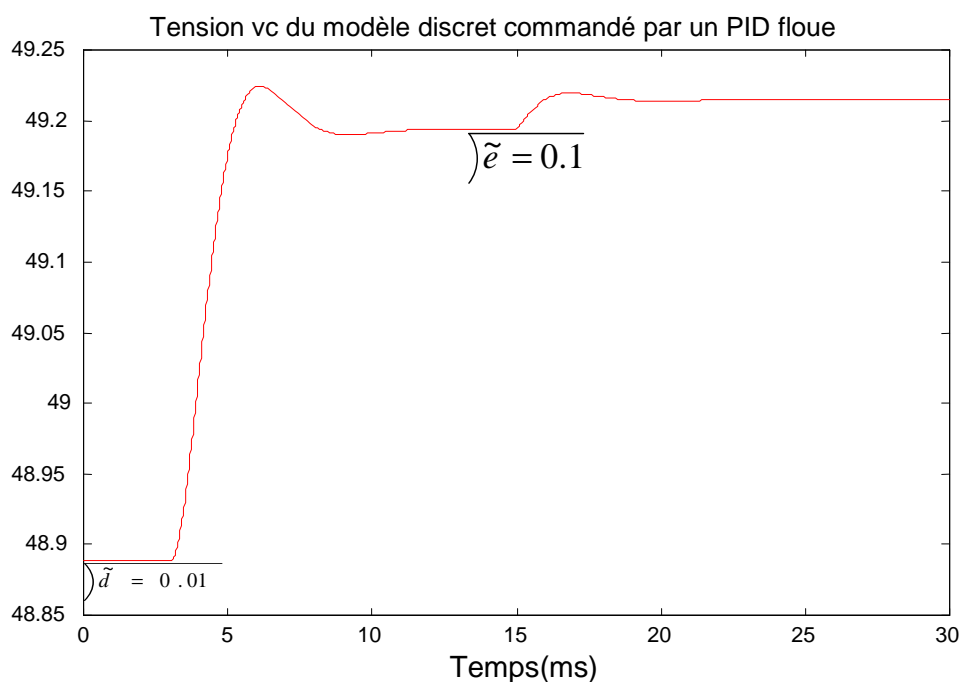
**Fig(IV. 3) Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou**

**Avec :G3= 0.1, G4= 0.8**



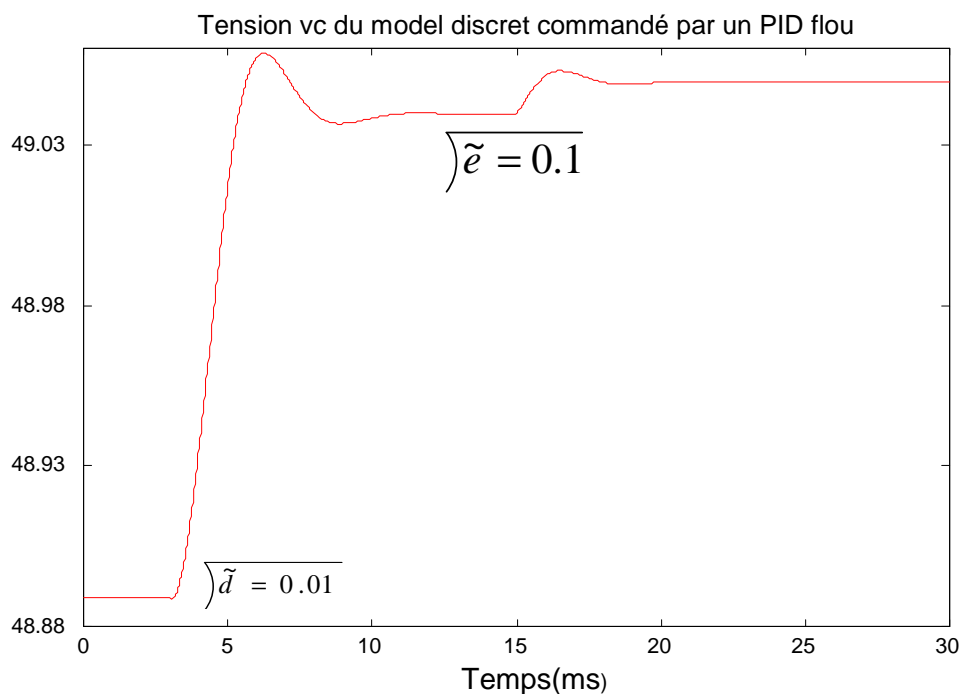
**Fig(IV. 4) Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou**

**Avec :G3= 0.1, G4= 0.9**



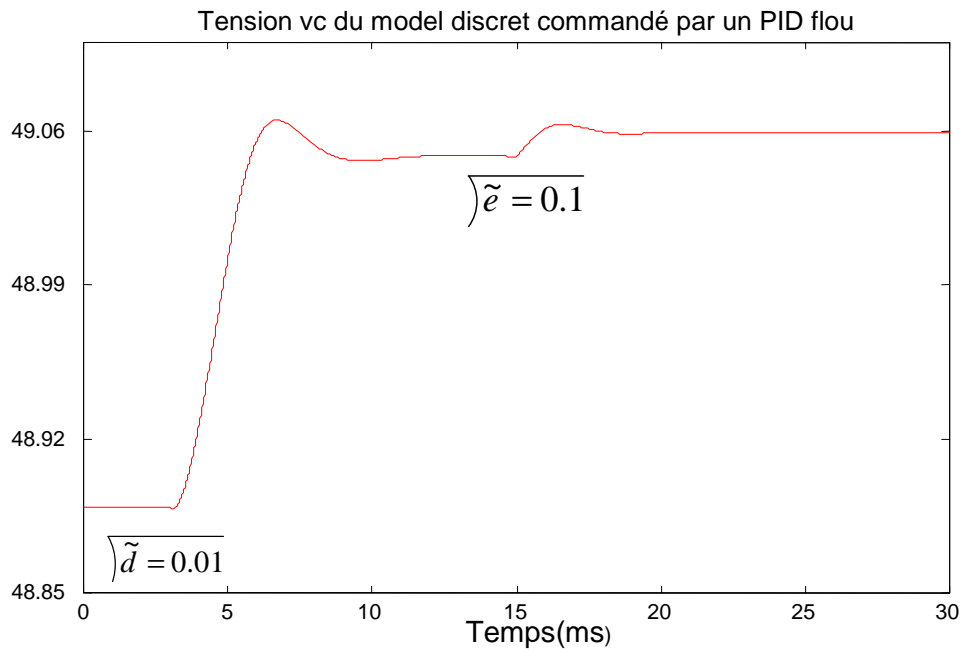
**Fig(IV.5) Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou**

**Avec :G3= 0.2, G4= 1.1**



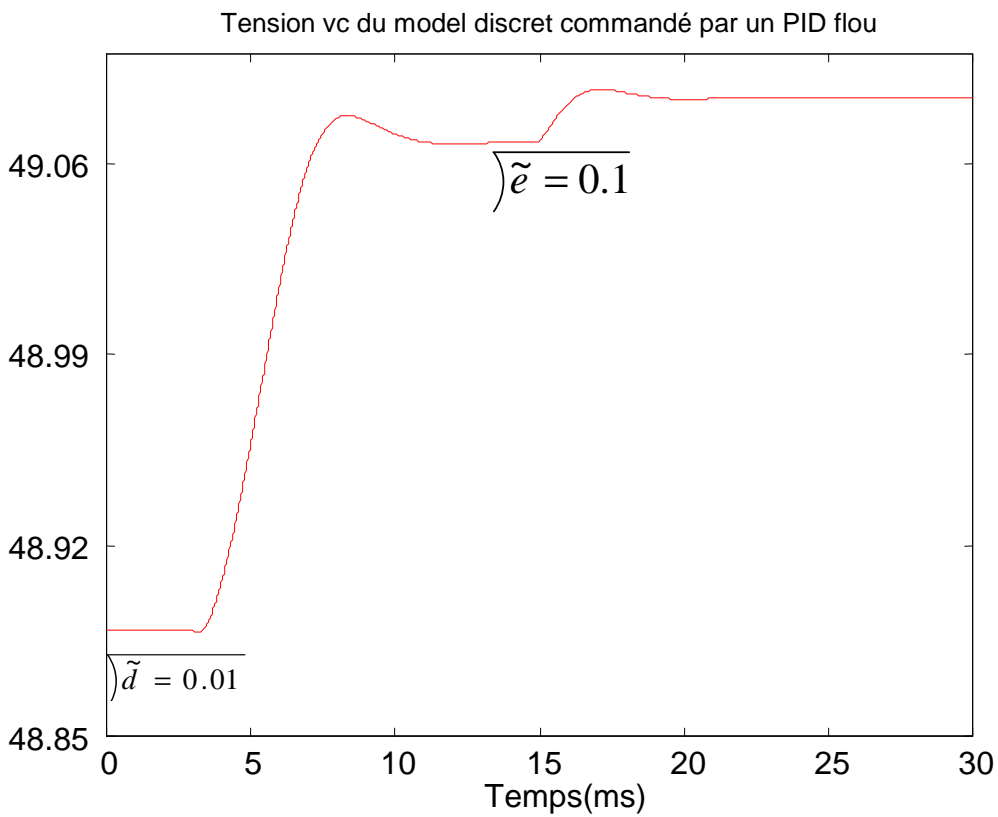
**Fig(IV.6) Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou**

**Avec :G3= 0.2, G4= 1.2**



**Fig(IV.7) Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou**

**Avec :G3= 0.1, G4= 1.4**



**Fig(IV.8) Réponse du système en boucle fermée commandé par un PID flou**

**Avec :G3= 0.4, G4= 1**

### IV.5 Interprétation des courbes

En examinant ces courbes nous remarquons que l'effet de la perturbation est minimisé, ainsi que le comportement dynamique du système devient plus stable. En jouant sur les gains, les performances transitoires du système s'améliore, le dépassement devient plus petit ainsi que le système devient plus rapide.

On note que la tension  $V_c$  s'établit très rapidement à sa référence ( $V_{ref}=49v$ ), avec une erreur statique presque nulle et avec une petite déviation aux premières instants grâce a l'introduction du régulateur flou.

## **IV.5 Conclusion**

Parmi les modèles existants du convertisseur DC/DC le modèle de type petits signaux permet de donner une description du comportement linéaire du système au tour d'un point de fonctionnement en utilisant la théorie classique de commande [17],[18]. De nombreuses approches sont développées [19],[20],[21]. Ces commandes sont largement utilisées en raison de leur faible coût et de la simplicité de mise en œuvre, toutefois le principal inconvénient de ces commandes est la non linéarité des phénomènes qui peuvent apparaître et qui rend le système d'analyse difficile.

La commande par la logique floue peut être utilisée pour garantir une meilleure performance. Cette stratégie de commande nous permet de contrôler notre système à savoir la variable d'état que l'on veut commander et d'imposer un dépassement très petit, et par conséquent un régime dynamique très amorti.

On conclut qu'on a obtenu des meilleures performances avec cette technique de commande.

CONCLUSION  
GENERALE

## **Conclusion générale**

L'étude présentée dans ce mémoire a été consacrée à la modélisation et la commande en temps discret, ainsi que la commande par la logique floue des convertisseurs DC/DC. La première étude est basée sur la discrétisation du modèle d'état du convertisseur, ce qui a permis d'établir le modèle discret exact. Ce modèle en boucle ouverte est à la fois non linéaire vis-à-vis de la commande et de l'état. Ceci pose des problèmes pour l'application des lois d'automatique linéaires.

Afin de réaliser des commandes (linéaire) rigoureuses et simples, le modèle discret est simplifié au moyen de la linéarisation.

Le modèle discret a été linéarisé en considérant des petites perturbations au tour d'un point de fonctionnement fixe, donc il n'est valable qu'aux sens des petits signaux. Le modèle discret linéaire obtenu a permis d'étudier le régime transitoire du convertisseur en boucle ouverte et de concevoir des régulations bien adaptées pour imposer un comportement dynamique optimal. Dans ce sens une stratégie de commande a été proposée et qui représente une commande de réglage numérique vu que le modèle de convertisseur est discret.

Cette stratégie concerne le placement de pôle par la méthode du retour d'état numérique qui nécessite aussi, d'une part, un choix convenable des pôles du système en boucle fermée afin de déterminer les facteurs de retour, et d'autre part un choix adéquat du facteur de tendance  $\mu$  permettant de minimiser l'effet de la perturbation sur la tension d'entrée du convertisseur. Une méthode mathématique a été introduite pour la détermination avec précision de ce facteur.

Dans le but d'assurer une bonne régulation et d'avoir une erreur statique nulle un facteur de pondération  $\lambda_v$  est introduit dans la commande afin d'imposer la réponse désirée au régime permanent.

Cette stratégie de commande n'est valable que pour des petites perturbations autour d'un point de fonctionnement fixe.



Les résultats montrent l'avantage d'appliquer la commande à base de la logique floue pour les convertisseurs DC/DC comme une alternative intéressante aux techniques classiques. Ces résultats nous conduisent à conclure que l'intégration de la méthode de la logique floue proposée dans ce travail compense toutes les perturbations.

Cette technique opère pour être un élément valide dans l'industrie, et à la suite de l'augmentation de la gamme d'utilisation des convertisseurs, nous avons conçu un contrôleur de type PID floue qui s'adapte avec tous les points de fonctionnement possible du convertisseur (boost) et qui pourrait être développé pour autre topologie de convertisseur comme (buck, buck-boost)

Nous avons révélés que la régulation de tension perturbée en commande et en entrée à base de la logique floue donne des bons résultats face aux perturbations. Pour conclure ce travail, on a constaté que les principaux objectifs fixés et prévus on été atteints.

De ce fait, cette présente étude pourrait en effet servir de base pour des éventuelles études plus exhaustives tel que l'application de cette commande en temps réel en utilisant un DSP fonctionnant dans l'environnement MATLAB/SIMULINK.

# ANNEXIE

## Annexe

### **a) les valeurs des éléments du convertisseur (Boost)**

***Les éléments constituant le convertisseur boost utilisées pour toutes les simulations réalisées, sont :***

Inductance :  $L=0.38\text{mH}$ .

la capacité :  $C=220\mu\text{F}$ .

Résistance parasite de la bobine L :  $r_L=0.4\Omega$ .

Résistance parasite en série avec la capacité C :  $r_c=0.05\Omega$ .

La résistance de charge :  $R_h=50\Omega$ .

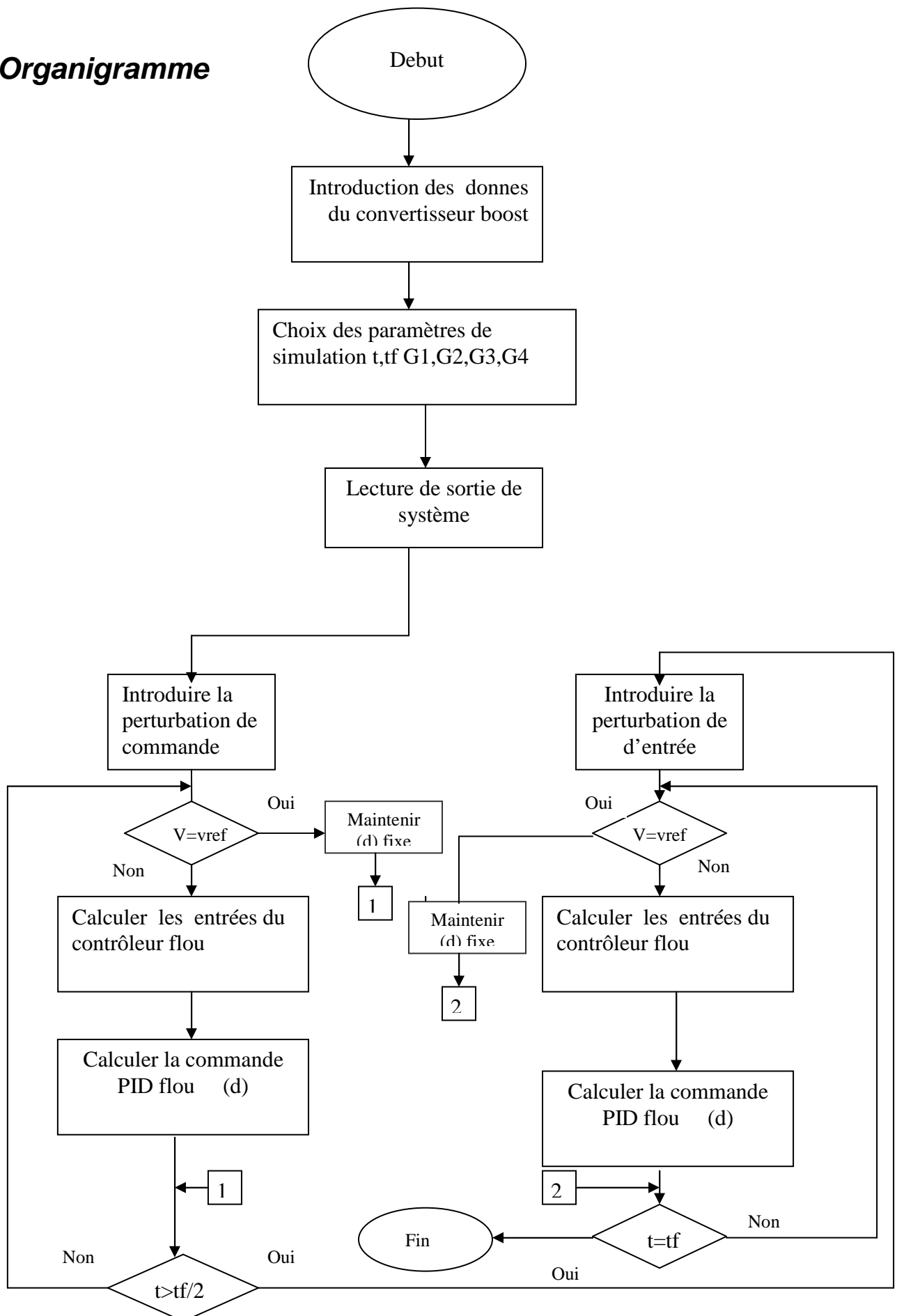
### **b) Paramètres de fonctionnement :**

Tension d'entrée :  $E=30\text{v}$ .

Tension de sortie :  $U=50\text{v}$ .

Période de fonctionnement :  $T=1/40000\text{s}$ .

## C) Organigramme



# BIBLIOGRAPHIE

**Bibliographie**

- [1] Asservissement d'une grandeur physique –Université Pierre et Marie curie ENS Cachan,disponible à :  
<http://www.phyten.ens-cachan.fr/>
- [2] A.Dell.Aquila.M.Liserre.V.G.Monopoli,M.Capurso  
“Aninty power Factor Front End Rectifier For DC Power Systems”,In  
proceedings of the IEEE Transactions on power Tech Conference.  
Vol.2,PP6 Bologna,23-26june2003.
- [3] R.M.Schup bach, j.c. Balda,“Comparing DC/DC converters  
for power management in hybrid electric vehicles” In  
proceedings of the IEEE Transactions on electric Machines  
and drives Conference IEMDCO3,. Vol.3,PP1369-1374  
4june2003.
- [4] Z-Zhougfu,L.yanzhen,P.j.unsworth,“Design of DC link current  
observer for A3phase Active rectifier with feed forward control” In  
proceedings of the IEEE 35<sup>th</sup> annual.Meeting onindustry  
Applications, IAS, Vol.1,PP 468-474, 3-7 october 2004.
- [5] K.H.Liu and f.c.lee,“Topological constraints an Basic P.W.M  
converter ”In proceedings of the IEEE Transactions on power  
electronics specialists Conference,PP164-172,1988.

- [6] Chik.Tse et Ketth M.Adams.Quasi-linear modeling and control of DC/DC converters.IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, Vol.7,N°2,pp315-321.
- [7] Bround Robert Contribution à l'étude d'un convertisseur FORWARD RESONNANT  
Université de Reims Champagne-Ardene. janvier 1993
- [8] Michael chikong Tse. Nonlinear Analysis and control DC/DC converters.  
University of Melbourne. Australia, Mars 1991.
- [9] J'erome FAUCHER DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE "Les plans d'expériences pour le réglage de commandes a base de logique floue " soutenue le 26 septembre 2006.
- [10] Birame M'hamed " Commande floue d'un convertisseur AC/DC a UPF en cascade avec convertisseur DC/DC double étage alimentant un système de biberonnage par un supercapacités d'un véhicule électrique.  
soutenue 2003.

- [11] K. Guesmi, M. Essonbouli and A. Hamzaoui,  
“DC/DC power converter”, Modeling et control 4<sup>th</sup> international  
conference on electrical Engenering 07-08 November 2006
- [12] Maurice Rivoire et Jean-Louis Ferrier  
Cours d'automatique tome 3 : commande par calculateur-  
Identification.  
Edition Chihab-Eyrolles.1994.
- [13] R. Baussiere .F. la brique, G. Segurier  
« les convertisseurs de l'électronique de puissance : commande et  
comportement dynamique » volume 5, Lavoisier TEC-DOC  
2<sup>e</sup> édition, France juillet 1997.
- [14] Y. Sevely Système et asservissement linéaires et échantillonnés.  
Dunod université, 1996.
- [15] Hansruedi Buhler. Réglage échantillonné. Vol 1 : Traitement par  
la transformée z  
Presses polytechniques romandes, 1983.
- [16] *Hansruedi* Buhler. Réglage échantillonné. Vol 2 : Traitement dans  
l'espace d'état.  
Presses polytechniques romandes, 1983.



- [17] S. K Mazumder , A.H Nayfeh and D Boroyevich  
“theoretical and experimental investigation of the fast –and slow –  
scale instabilities of a DC/DC converter,” IEEE Trans. On Power  
Elect., pp.201-216, 2001.
- [18] Y.V.Kolokolov, S.L. Koschinsky and A. Hamzaoui  
“Comparative study of the dynamics and overall performance of  
boost converter with conventional and fuzzy control in application  
to PFC,” Power Elect.Spec Conf, pp.2165-2171, 2004.
- [19] S.Banerjee and K. Chakrabarty  
“Nonlinear modelling and bifurcations in the boost converter,”  
IEEE Trans. On Power Elect., pp.252-260, 1998.
- [20] G.Poddar, and K. Chakrabarty, and S.Banerjee  
“control of chaos in DC/DC converters,” IEEE Trans. On Circuit  
and systems. vol 45, pp.672-676, 1998.
- [21] K. Chakrabarty, and S.Banerjee  
“control of chaos in piecewise linear systems with switching  
nonlinearity,” physics letters A, pp.115-120, 1995.