

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche
scientifique
المركز الجامعي لعين تموشنت
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent
Institut de Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master II en :
Domaine : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
Filière : GENIE ELECTRIQUE
Spécialité : COMMANDE ELECTRIQUE
Thème

Application de la logique floue au contrôle de tension du
convertisseur élévateur (Boost)

Présenté Par :

- 1) BENAMARA Wafaâ.
- 2) CHERGUI Ahmed.

Devant les jurys composés de :

Pr. YOUNES Mohammed	Professeur	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
Mr. AYACHE Zouaoui	M .A.A	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant
Dr. ZEGGAY Amine	M.C.A	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur

Année universitaire : 2019/2020

REMERCIEMENTS

En premier, nous remercions Allah de nous avoir donné la volonté et la force de finaliser ce travail de recherche.

C'est avec un grand soulagement, que, à l'achèvement de nos années de master, nous exprimons nos sincères remerciements aux enseignants qui nous ont inculqué le savoir et le savoir-faire tout au long de notre cursus.

Nous aimerons remercier profondément notre encadreur

«Mr ayache Zouaoui» pour le temps qu'il nous a consacré et de nous avoir accordé la confiance pour mener à terme le sujet qui nous a été proposé malgré son emploi du temps très chargé, également pour sa présence durant la réalisation de ce travail et son engagement dans toutes les étapes de notre encadrement et sa patience. Qu'il trouve ici l'assurance de notre profonde gratitude et immense respect.

Nos plus sincères et profonds remerciements au Pr « YOUNES

Mohammed», nous sommes honorés que vous ayez accepté de présider ce jury malgré vos multiples occupations. Votre abord facile a été possible grâce à votre simplicité. Homme de qualité scientifique, homme de principe, votre souci constant du travail bien fait et votre sens social élevé méritent un grand respect.

On remercie très sincèrement, Dr « ZEGGAY Amine » d'avoir accepté de faire partie de la commission d'examineur et de juger ce travail.

Nous remercions tout le staff d'enseignants qui a participé à notre formation tout au long de notre cursus.

Dédicace

Toutes les lettres ne sauraient trouver les mots qu'il faut....

Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, l'amour, Le respect, la reconnaissance...

Aussi, c'est tout simplement que ...

A nos très chers parents ;

Nous ne saurions jamais vous exprimer notre amour et notre gratitude. Vos soins, vos sacrifices et votre soutien permanent nous ont permis d'avancer et d'en arriver là.

Merci d'avoir été les meilleurs parents du monde.

Que ce travail, puisse couronner toutes cette période de labeur et de persévérance au cours desquelles vous étiez présents jour après jour, prêts à nous épauler et de nous pousser vers l'avant.

Nous espérons avoir exaucé vos rêves de nous trouver à la hauteur de vos attentes.

Nous remercions tendrement nos familles à qui nous tenons énormément et qui nous ont encouragés pendant toutes ces années d'études ; nos frères, nos sœurs, nos tantes, nos neveux et nièces, nos cousins et cousines... nous vous dédions ce travail.

À tous ceux ou celles qui nous sont chers et que nous avons omis involontairement de citer....

Ahmed et wafaà

Sommaire

Introduction Générale	1
Chapitre I:Contrôle de tension des convertisseurs Continu / Continu (DC/DC)	3
I.1 Introduction :	3
I.2 Principe de contrôle de tension des hacheurs	3
I.3 Les hacheurs :	4
I.3.1 Différents types des hacheurs :	4
I.3.2 Hacheur abaisseur (Buck) :	5
I.3.3 Hacheur Boost.....	10
I.3.4 Hacheur abaisseur-élevateur :	15
I.4 Conception de la boucle de contrôle de tension	16
I.4.1 Influence de la boucle de contrôle sur les perturbations charge	19
I.4.2 Influence de la boucle de contrôle sur les perturbations tension d'entrée.....	20
I.5 Conception du régulateur de tension	21
I.5.1 Contrôleur PI.....	21
I.5.2 Formule de réglage Ziegler-Nichols	21
I.6 Conclusion :	23
Chapitre II : Logique Floue	24
II.1 Introduction :	24
II.2 Historique:	24
II.2.1 Apparition de la logique Floue :	24
II.2.2 Premières applications :	24
II.2.3 Essor :	25
II.3 Les ensembles flous	25
II.4 Principes fondamentaux de la logique floue :	27
II.4.1 Prétraitement des données.....	27
II.4.2 Fuzzification.....	27
II.4.3 Base de connaissance :	32
II.4.4 Mécanisme d'inférence :	33
II.4.5 Defuzification :	36
II.4.6 Post-traitement :	38
II.5 Principe d'une commande floue :	38

Sommaire

II.5.1	Création d'une base de règles :	39
II.5.2	Types de contrôleur flou :	40
II.5.2.4	FLC de type PID.....	44
II.6	Conclusion :.....	45
Chapitre III : Application du contrôle au convertisseur Boost.....		47
III.1	Introduction	47
III.2	Choix des éléments du convertisseur Boost.....	47
III.2.1	Calcul de la Résistance de charge R.....	48
III.2.2	Calcul de l'inductance L	48
III.2.3	Calcul de la capacité C.....	48
III.3	Convertisseur Boost avec régulateur PI.....	50
III.4	Convertisseur Boost avec contrôleur flou	52
III.4.1	Le contrôleur flou	53
III.4.2	Résultats du contrôleur flou	57
III.5	Comparaison entre les résultats des deux contrôleurs:	60
III.6	Conclusion.....	62
Conclusion Générale		63
Bibliographie.....		64

Liste des figures

Figure I-1 : Principe de contrôle de tension des hacheurs.	3
Figure I-2 : Principe de base d'un hacheur.	4
Figure I-3 : Schéma d'un hacheur série.	5
Figure I-4: schéma équivalent pendant ($0 \leq t \leq \alpha T$).	6
Figure I-5: schéma équivalent pendant ($\alpha T \leq t \leq T$).	7
Figure I-6 : fonctionnement pendant ($0 \leq t \leq \alpha T$).	8
Figure I-7: forme du courant en mode critique $i_{L(t)}$	9
Figure I-8: Formes d'ondes de la conduction continue et discontinue pour hacheur Buck.	10
Figure I-9: Schéma d'un hacheur élévateur (Boost).	11
Figure I-10 : Schéma équivalent du hacheur Boost durant la phase active.	11
Figure I-11 : Schéma équivalent du hacheur Boost durant la phase de roue libre.	12
Figure I-12 Formes d'ondes de la conduction continue et discontinue pour un hacheur parallèle.	14
Figure I-13: Hacheur abaisseur-élévateur.	15
Figure I-14: Les deux configurations d'un convertisseur Buck-Boost	15
Figure I-15: Diagramme fonctionnel	16
Figure I-16 : Commande d'hacheur avec signal de contrôle fixe.	16
Figure I-17 : Boucle de contrôle de tension.	17
Figure I-18 : Schéma fonctionnel complet de la boucle de régulation tension.	19
Figure I-19 : Esquisses des réponses d'un modèle.	21
Figure II-1 : Logique floue et logique des ensembles.	26
Figure II-2: Schéma d'un contrôle de la logique floue.	27
Figure II-3 : Exemple de variation d'une variable linguistique.	28
Figure II-4: Les types des Fonction d'appartenance.	29
Figure II-5: Union des ensembles flous.	30
Figure II-6: Intersection des ensembles flous.	31
Figure II-7: complément des ensembles flous.	32
Figure II-8 : Modèle flou de type Mamdani.	34
Figure II-9 : Modèle flou de type Sugeno	35
Figure II-10 : Modèle flou de type Tsukamoto	35
Figure II-11 : modèle de règle de Larsen sur les produits.	36

Liste des figures

Figure II-12: Méthode du centre de gravité.	37
Figure II-13: Méthode de la moyenne pondérée.	38
Figure II-14: Partitionnement de l'espace d'entrée flou.	40
Figure II-15: Schéma fonctionnel d'un FLC de type P avec erreur.	41
Figure II-16 : : Fonction de la sortie de commande pour les systèmes SISO.	42
Figure II-17 : : Schéma fonctionnel d'un FLC de type PD.	42
Figure II-18 : : Surface de contrôle d'un système à sortie unique à deux entrées.	43
Figure II-19 : Schéma fonctionnel d'un FLC de type PI.	44
Figure II-20 : Schéma fonctionnel de FLC de type PID.	45
Figure III-1 : Diagramme de Nyquist.	49
Figure III-2: Repense à un échelon unitaire de la fonction de transfert.	50
Figure III-3: Modèle du convertisseur Boost avec régulateur PI.	50
Figure III-4: Contrôle de tension avec régulateur PI.	51
Figure III-5 :L'erreur de tension avec régulateur PI.	51
Figure III-6 : Contrôle de courant avec régulateur PI.	52
Figure III-7: Modèle du convertisseur Boost avec régulateur flou.	52
Figure III-8 : caractéristique du contrôleur flou.	53
Figure III-9 : Le système de contrôleur flou.	53
Figure III-10: Fonction d'appartenance pour l'entrée 'e'.	54
Figure III-11: Fonction d'appartenance pour l'entrée 'sum_e'.	54
Figure III-12:Fonction d'appartenance pour la sortie 'd'.	55
Figure III-13: Editeur de règles d'inférence Matlab.	56
Figure III-14: Observateur de règles.	56
Figure III-15: La surface des règles.	57
Figure III-16 : Contrôle de tension de sortie avec régulateur flou.	58
Figure III-17 :L'erreur avec régulateur flou.	58
Figure III-18 : Contrôle de courant de sortie avec régulateur flou.	59
Figure III-19 : Test de variation de la charge.	60
Figure III-20: Comparaison de la tension de sortie des deux contrôleurs.	61
Figure III-21 : Comparaison de courant de la sortie des deux contrôleurs.	61

Liste des Tableaux

Tableau I-1 : Paramètres des fonctions de transfert des principaux hacheurs.	18
Tableau I-2 : Paramètres du contrôleur PID.....	22
Tableau II-1: Tableau des opérateurs les plus utilisés	32
Tableau III-1: Les paramètres du convertisseur Boost.	47
Tableau III-2 : Paramètres de la fonction de transfert tension/ contrôle du Boost.....	49
Tableau III-3 : Règles d'inférences.	55

NOTATIONS ET SYMBOLES

V_i, V_e, E : les tensions d'entrées.

$V_o ; V_s$: les tensions de sorties.

L : inductance.

R : résistance.

C : capacité.

I_{min} : le courant minimal.

I_{max} : le courant maximal.

F : la fréquence.

MF : membership fonction (fonction d'appartenance)

RLF : régulateur logique floue

TSK : Takagi, Sugeno et Kang

P : proportionnel

PD : proportionnel dérivée

PI : Proportionnel Intégral

PID : proportionnelle intégrale dérivée

e : Erreur, notée

Δe : Changement d'erreur, notée

Σe : Somme d'erreur, notée

CLF : contrôleur logique floue

$SISO$: single input single output

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

PWM : Pulse Width Modulation.

RLf : Régulateur par logique floue.

FIS : Système à Inférence Flou.

K_i, K_p : Actions proportionnelle et intégrale

FIS : Fuzzy Inferences System.



Introduction Générale

Introduction Générale

Les convertisseurs DC-DC sont utilisés dans l'environnement industriel et domestique. Grâce à leur rendement de plus en plus élevé, leur encombrement, leur poids et leur coût réduits, ils ont occupés une place importante dans les sources d'alimentation des ordinateurs portables, les téléphones mobiles, les appareils électroménagers ...etc.

Un convertisseur de puissance peut être caractérisé comme un système périodique, non-linéaire et variant au cours du temps en raison du changement de la topologie de leur circuit selon les états passants et bloqués des interrupteurs. Ces circuits sont typiquement contrôlés par la modulation de largeur d'impulsions (MLI) (Pulse Width Modulation) ou autres techniques semblables pour régler la tension ou le courant fourni aux charges.

Les convertisseurs DC-DC les plus répandus sont de plusieurs types, parmi lesquels le Buck, Boost ou Buck-Boost. Le Buck diminue et le Boost augmente la tension de sortie par rapport à une tension d'entrée. Le convertisseur Buck-Boost peut fonctionner comme un convertisseur Buck ou comme un convertisseur Boost selon le rapport cyclique d'un ou plusieurs commutateurs dans le convertisseur.

Récemment l'approche de modélisation floue a reflété beaucoup d'intérêt pour les convertisseurs DC-DC, car elle permet de représenter tout système non linéaire, quelle que soit sa complexité, par une structure simple en s'appuyant sur des modèles linéaires interpolés par des fonctions non linéaires positives ou nulles et bornées. Les modèles flous permettent de représenter de manière précise les systèmes non linéaires. Ils ont une structure simple présentant des propriétés intéressantes les rendant facilement exploitables du point de vue mathématique et permettant l'extension de certains résultats du domaine linéaire aux systèmes non linéaires.

Ce mémoire est divisé en trois chapitres, organisés comme suit:

Dans le premier chapitre : nous exposons des généralités sur les convertisseurs DC-DC (Boost, Buck et Buck-Boost), en donnant la définition de chaque type de convertisseur, son fonctionnement et discuter en détails la conception d'un convertisseur survolteur (Boost) en particulier.

Le deuxième chapitre : est consacré sur base générale sur laquelle nous avons placé le contexte théorique de la logique floue.

Introduction Générale

Le troisième chapitre : nous comparons deux méthodes différentes de la commande convertisseur Boost, une méthode classique présentée par un régulateur PI, et l'autre c'est une méthode intelligente ou bien avancée présentée par un contrôleur flou, ou les résultats de simulation obtenus sur l'outil Matlab/Simulink.

Enfin, on terminera notre mémoire avec une conclusion générale qui résumera l'intérêt de notre étude.

Chapitre I:

Contrôle de tension des convertisseurs Continu / Continu (DC/DC)

Contrôle de tension des convertisseurs Continu / Continu (DC/DC)

I.1 Introduction :

Entre l'électronique et l'électrotechnique s'est développée, au cours de la deuxième moitié du 20ème siècle, une nouvelle technique, l'électronique de puissance, parfois appelée à ses débuts l'électronique des courants forts.

Les convertisseurs de type DC-DC convertissent un niveau de tension électrique à un autre niveau par action de commutation. Ils sont populaires en raison de leurs petites tailles et l'efficacité par rapport aux régulateurs linéaires. Les convertisseurs DC-DC ont un très grand domaine d'application. Ceux-ci sont largement utilisés dans les ordinateurs personnels, des périphériques informatiques et adaptateurs d'appareils électroniques pour fournir des tensions continues. La grande variété de topologie de circuit de convertisseurs varie entre une configuration à un transistor unique ; abaisseur (Buck), élévateur (Boost) et abaisseur-élévateur (Buck-Boost) et des configurations complexes comportant deux ou quatre interrupteurs et qui emploient une commutation douce ou des techniques de résonance pour contrôler les pertes de commutation.

I.2 Principe de contrôle de tension des hacheurs

Comme le montre la Figure I-1, presque tous les convertisseurs DC-DC fonctionnent avec leur tension de sortie réglementée de manière à ce qu'elles soient égales à leur valeur de référence dans une marge de tolérance donnée (par exemple, 1 % autour de sa valeur nominale) en réponse à des perturbations de la tension d'entrée et de la charge de sortie. Cette régulation est obtenue par une modulation en largeur d'impulsions du rapport cyclique $d(t)$.

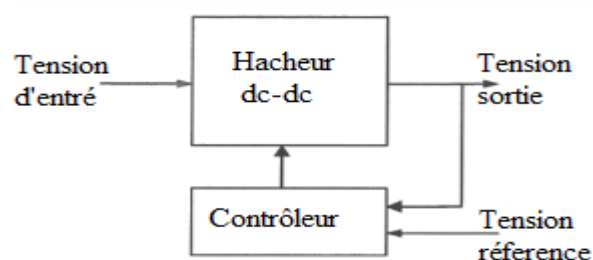


Figure I-1 : Principe de contrôle de tension des hacheurs.

La boucle de contrôleur pour réguler la tension de sortie doit être conçue avec les objectifs suivants : zéro erreur en régime permanent, réponse rapide aux changements de la tension d'entrée et de la charge de sortie, faible dépassement et faible sensibilité au bruit.

I.3 Les hacheurs :

Les hacheurs **Figure I-2** opèrent une conversion continue-continue. Placés entre un générateur et un récepteur, tous deux à courant-continu, ils permettent de régler la tension appliquée au récepteur ou le courant qui y circule. Ils peuvent être directs ou indirects [1].

- ❖ Les hacheurs directs relient un générateur et récepteur qui se comportent l'un comme une source de tension, l'autre comme une source de courant. Ils ne comportent que des interrupteurs qui permettent d'agir sur les connexions entre générateur et récepteur.
- ❖ Les hacheurs indirects relient un générateur et récepteur de même nature. Ils comportent des interrupteurs et un élément de stockage d'énergie qui joue le rôle de source intermédiaire de courant ou de tension suivant que générateur et récepteur, sont des sources de tension ou de courant. L'élément de stockage reçoit de l'énergie du générateur puis la transmet au récepteur en fonction des connexions établies par les interrupteurs.

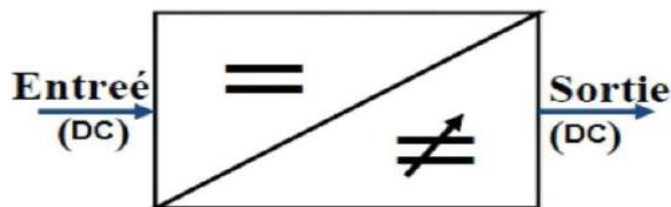


Figure I-2 : Principe de base d'un hacheur.

I.3.1 Différents types des hacheurs :

L'étude des convertisseurs DC-DC les plus simples qui puissent être. Les différences structures de hacheurs dépendent du cahier de charges imposé au système pour choisir le type de hacheur il faut prendre en compte la nature des réseaux d'entrée et de sortie, différents types de convertisseurs de tension peuvent être:

- ❖ Hacheur abaisseur (Buck).
- ❖ Hacheur élévateur (Boost).

- ❖ Hacheur abaisseur-élévateur (Buck-Boost),

I.3.2 Hacheur abaisseur (Buck) :

Un convertisseur abaisseur (Buck), ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur. L'interrupteur " K " Peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage). C'est un convertisseur qui donne en sortie une tension plus petite que celle de l'entrée Figure I-3.

La charge est constituée par la résistance R. Les éléments C et L forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultant du découpage sur la tension et le courant de sortie. Si ces éléments sont correctement calculés, on peut supposer que (i_s) et (v_s) sont continus (on néglige l'ondulation résiduelle). L'ensemble (filtre + charge) peut être composé différemment, mais nous raisonnerons sur cet exemple par la suite[2].

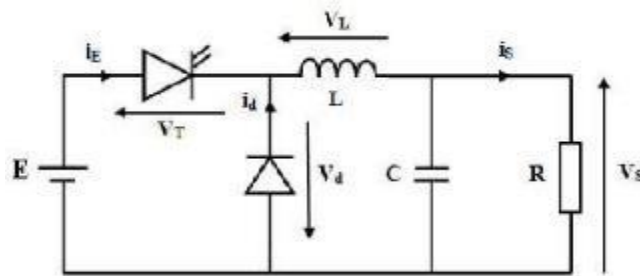


Figure I-3 : Schéma d'un hacheur série.

I.3.2.1 Application d'un hacheur Buck :

Ce type de convertisseur est utilisé pour des applications que l'on peut classer en deux catégories [3] :

- ❖ Les applications visant à obtenir une tension continue fixe (et parfois réglée) à partir d'un générateur de tension continue supérieure.
 - Conversion des 12-24V fournis par une batterie d'ordinateur portable vers les quelques Volts nécessaires au processeur.
 - Conversion de la tension du secteur redressée en continu fixe.
- ❖ Les applications permettant d'obtenir une tension réglable mais toujours inférieure à celle présente à l'entrée.
 - Variateur de tension continue.

I.3.2.2 Principe :

Le circuit est construit d'un interrupteur " K " à amorçage et blocage commandés (Thyristor avec circuit d'extinction, transistor bipolaire, transistors MOS ou IGBT...) et un interrupteur à blocage et amorçage spontanés (diode D). La charge est par exemple une résistance R. Le cycle de fonctionnement, de période de hachage $T(T=1/f)$:

*De 0 à αT , "K" est passant et la diode est polarisée en inverse donc bloquée, alors :

$$V_d(t) = E \quad (I-1)$$

*De " αT " à " T ", "K" est ouvert. On alors : $I=0$ et le courant I circule à travers la diode D donc :

$$V_d(t) = 0 \quad (I-2)$$

A l'ouverture de " K ", il n'y aura pas d'étincelle puisque le courant imposé par la bobine pourra passer par la diode de roue libre (D), car elle est active lorsque la charge n'est pas alimentée. Elle est nécessaire pour un bon fonctionnement du montage [4].

I.3.2.3 Mode de fonctionnement :

On distingue trois modes de conduction [5] :

1) Mode de conduction continue :

Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée partiellement à la charge. Le courant dans l'inductance ne s'annule jamais sur une période de commutation et est donc continu.

❖ Equation de fonctionnement:

Première séquence de conduction ($0 \leq t \leq \alpha t$)

Dans ce mode de fonctionnement, le courant dans l'inductance ne s'annule jamais.

A $t=0$ on ferme l'interrupteur K, la diode D est bloquée Figure I-4.

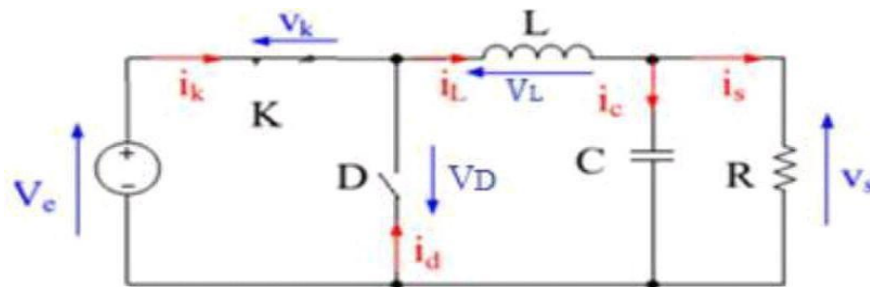


Figure I-4: schéma équivalent pendant ($0 \leq t \leq \alpha t$). [5]

Dans cette phase la variation du courant dans l'inductance est donnée par l'équation suivant :

$$V_e(t) = V_L(t) + V_K(t) + V_K(t) \quad (I-3)$$

Dans le cas d'un interrupteur idéal on a :

$$V_K(t) = 0 \rightarrow V_e(t) = V_L(t) + V_S(t) \rightarrow V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (I-4)$$

Donc :

$$i_L(t) = \frac{V_e - V_S}{L} t + I_{Lmin} \quad (I-5)$$

pour $t=0$: i_{Lmin}

pour $t=\alpha T$: $i_L(\alpha T) = \frac{V_e - V_S}{L} \alpha T + I_{Lmin} = I_{Lmax}$

L'ondulation de courante crête à crête ΔI_L peut être déterminée par l'expression suivante

$$\Delta i_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{V_e - V_S}{L} (\alpha T) \quad (I-6)$$

*Deuxième séquence de conduction ($\alpha T \leq t \leq T$)

A l'instant $t = \alpha T$ on ouvre l'interrupteur K et la diode devient conductrice le schéma équivalent du circuit est présenté à la Figure I-5.

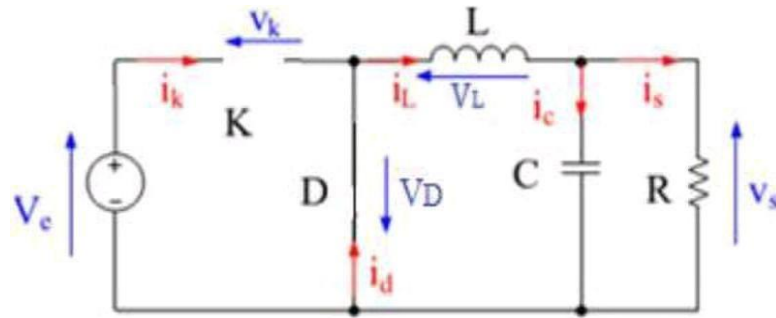


Figure I-5: schéma équivalent pendant ($\alpha T \leq t \leq T$).[5]

$$i_L(t) = \frac{-V_S}{L} (t - \alpha T) + A \quad (I-7)$$

Pour $t = \alpha T$: $i_L(\alpha T) = I_{Lmax} = A \rightarrow i_L(t) = \frac{-V_S}{L} (t - \alpha T) + I_{Lmax}$

Pour $t = T$: $i_L(T) = \frac{-V_S}{L} (T - \alpha T) + I_{Lmax} = I_{Lmin}$

L'ondulation de courante crête à crête ΔI_L peut être déterminée à partir de l'expression suivante:

$$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{V_S}{L} (1 - \alpha) T \quad (I-8)$$

2) Mode de conduction discontinu :

Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée totalement à la charge. Le courant dans l'inductance s'annule avant la fin d'une période de commutation. Le courant dans l'inductance est discontinu [5].

❖ Equation de fonctionnement:

- Première séquence de conduction ($0 \leq t \leq \alpha T$)

A $t=0$ on ferme l'interrupteur K, la diode D est bloquée Figure I-6.

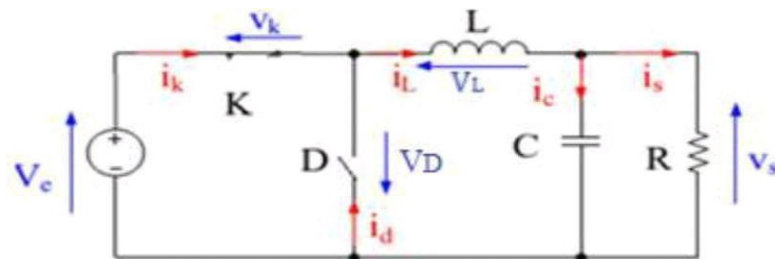


Figure I-6 : fonctionnement pendant ($0 \leq t \leq \alpha T$). [5]

Dans cette phase la variation du courant dans l'inductance est donnée par l'équation :

$$V_e(t) = V_L(t) + V_s(t) + V_K(t) \quad (I-9)$$

Alors

$$V_K(t) = 0 \rightarrow V_L(t) = V_e(t) - V_s(t) \rightarrow V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (I-10)$$

Donc :

$$i_L(t) = \frac{V_e \cdot V_s}{L} t + i_L(0) : \text{et } i_L(0)=0 \quad (I-11)$$

pour $t=\alpha T$:

$$i_L(\alpha T) = \frac{V_e - v_s}{L} (\alpha T) = I_{Lmax} \quad (I-12)$$

*Deuxième séquence de conduction ($\alpha T \leq t \leq \alpha' T$) :

$\alpha' T$: est le temps de décroissance de $i_L(t)$, (Origine en αT)

$$i_L(t) = \frac{-v_s}{L} t + I_{Lmax} \quad (I-13)$$

$$i_L(\alpha' T) = 0 \rightarrow I_{Lmax} = \frac{V_s}{L} (\alpha' T) \quad (I-14)$$

3) Mode de conduction critique :

C'est un fonctionnement qui définit la limite entre les deux premiers modes de fonctionnement. Lorsque le courant à travers l'inductance s'annule juste au moment de la

commutation, le courant moyen dans la charge est égal à la moitié de l'ondulation ΔI_L . On se trouve alors à la limite entre la conduction continue et la conduction discontinue [5] Figure I-7.

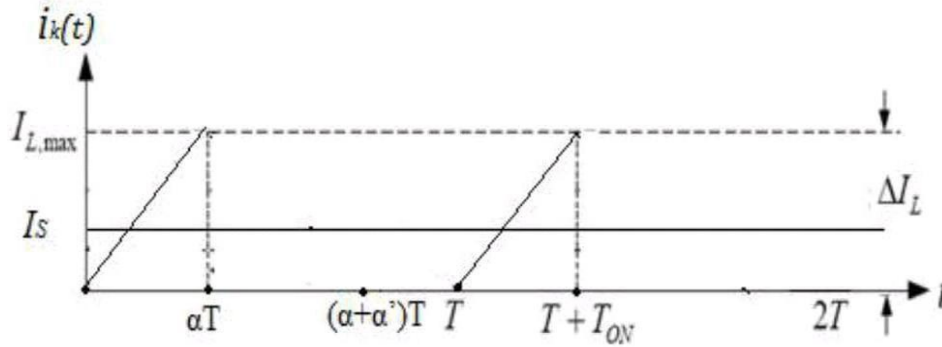


Figure I-7: forme du courant en mode critique $i_{L(t)}$.[5]

$$I_S = I_{L\text{moy}} = \frac{I_{L\text{max}}}{2} = \frac{V_S}{2LF} (\alpha - 1) \quad (\text{I-15})$$

Si la fréquence de commutation F et la résistance de la charge R désirées sont établies, alors il existe une valeur minimale $I_{L\text{min}}$ pour l'inductance qui assure le mode de conduction continue.

$$I_{L\text{min}} = \frac{(1 - \alpha)}{2F} R \quad (\text{I-16})$$

Si la valeur de l'inductance L et la résistance de la charge R désirées sont établies, alors il existe une valeur minimale pour la fréquence de commutation F qui assure le mode de conduction continue.

$$F_{\text{min}} = \frac{1 - \alpha}{2L} R \quad (\text{I-17})$$

Si la fréquence de commutation F et la valeur de l'inductance L désirées sont établies, alors il existe une valeur minimale pour la résistance de la charge R qui assure le mode de conduction continue.

$$R_{\text{min}} = \frac{2LF}{(1 - \alpha)} \quad (\text{I-18})$$

I.3.2.4 Forme d'ondes :

La conduction continue et la conduction discontinue [6]. Dans le premier, le courant de sortie est suffisamment fort et le courant dans l'inductance ne s'annule jamais, même avec l'ondulation due au découpage.

Dans le second, le courant de sortie moyen est bien entendu positif, mais, en raison de sa faible valeur moyenne, l'ondulation du courant dans l'inductance peut amener ce dernier à

s'annuler. Or, les interrupteurs étant unidirectionnels, le courant ne peut changer de signe et reste à 0.

Les formes d'ondes données maintenant supposent que les composants sont tous parfaits et que tension et courant de sortie, v_s et i_s , peuvent être assimilés à leur valeur moyenne (ondulation de sortie négligée) Figure I-8.

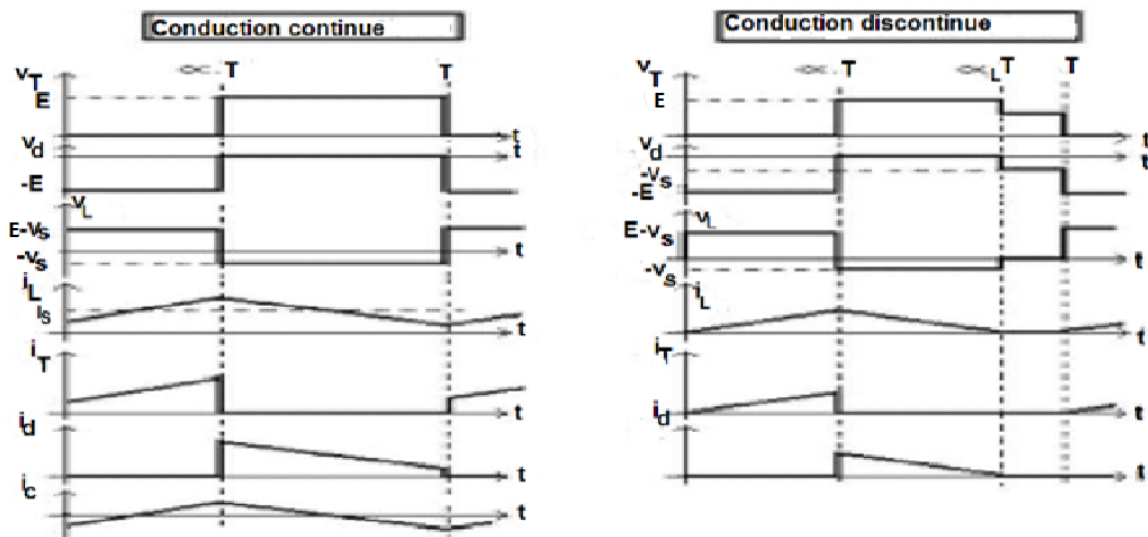


Figure I-8: Formes d'ondes de la conduction continue et discontinue pour hacheur Buck.[6]

I.3.3 Hacheur Boost

C'est un convertisseur direct DC-DC. La source d'entrée est de type courant continu (inductance en série avec une source de tension) et la charge de sortie est de type tension continue (condensateur en parallèle avec la charge résistive) Figure I-9.

L'interrupteur T peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage) [7].

Dans cet hacheur, la tension moyenne de sortie est supérieure à la tension d'entrée, d'où son nom. Cette structure demande un interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage (bipolaire, MOS, IGBT...) et une diode (amorçage et blocage spontanés).

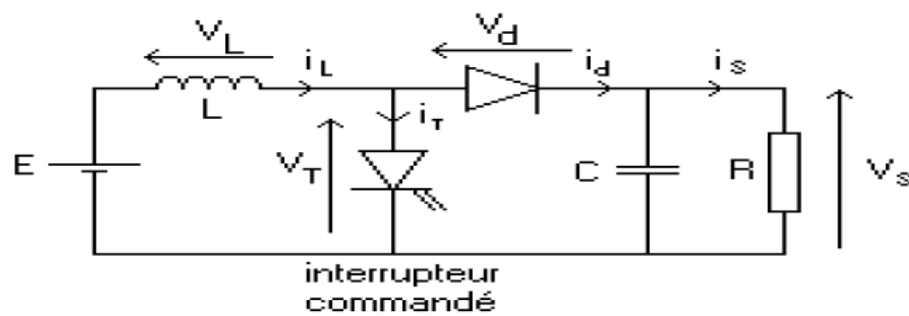


Figure I-9: Schéma d'un hacheur élévateur (Boost).

I.3.3.1 Fonctionnement du hacheur Boost :

On peut distinguer deux régimes de conduction [8]:

- ❖ La conduction continue qui correspond au cas où le courant " i_L " traversant l'inductance ne s'annule jamais.
- ❖ La conduction discontinue qui correspond au cas où le courant " i_L " traversant l'inductance s'annule avant la prochaine phase active.
- ❖ Conduction critique.

Dans la suite on explique le comportement de la structure en fonction de ces deux régimes de conduction. L'objectif principal est de déterminer les relations reliant les grandeurs électriques d'entrée et de sortie du convertisseur ainsi que les formules permettant de dimensionner les différents composants.

1) Conduction continue:

- **Séquence 01** : Phase active $0 < t < \alpha T$

À l'instant $t=0$; on ferme l'interrupteur T_r pendant une durée αT . La tension aux bornes de la diode " D " est égale $V_D = V_{T_r} - V_s$. Comme l'interrupteur T_r est fermé, on a $V_{T_r} = 0$ ce qui implique $V_D = -V_s$. La diode est donc bloquée puisque $V_s > 0$ Figure I-10[8].

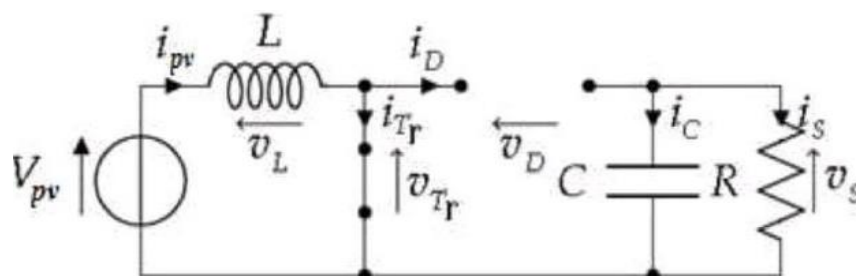


Figure I-10 : Schéma équivalent du hacheur Boost durant la phase active.[8]

La tension aux bornes de l'inductance est alors :

$$V_L = V_{PV} = L \frac{di}{dt} > 0 \quad (\text{I-19})$$

En résolvant cette équation différentielle, on obtient l'expression suivante qui exprime l'évolution du courant traversant l'inductance :

$$I_L = \frac{V_{PV}}{L} t + I_{\min} \quad (\text{I-20})$$

I_{\min} : la valeur minimale du courant dans l'inductance

À l'instant $t = \alpha T$, le courant dans l'inductance atteint sa valeur maximale [9]:

$$I_{\max} = \frac{V_{PV}}{L} \cdot \alpha T + I_{\min} \quad (\text{I-21})$$

Le condensateur donne de l'énergie à la charge, on peut écrire :

$$C \cdot \frac{d}{dt} V_S = -i_S \quad (\text{I-22})$$

Alors l'ondulation de la tension de sortie peut être exprimée par:

$$\Delta V_S = \frac{\alpha i_S}{C \cdot f} - \frac{\alpha \cdot V_{PV}}{(1 - \alpha) \cdot R \cdot C \cdot f} \quad (\text{I-23})$$

- **Séquence 02** : Phase de roue libre : $\alpha T < t < T$

À l'instant $t = \alpha T$, on ouvre l'interrupteur T_r pendant une durée $(1 - \alpha)T$. Pour assurer la continuité du courant, la diode D entre en conduction Figure I-11.

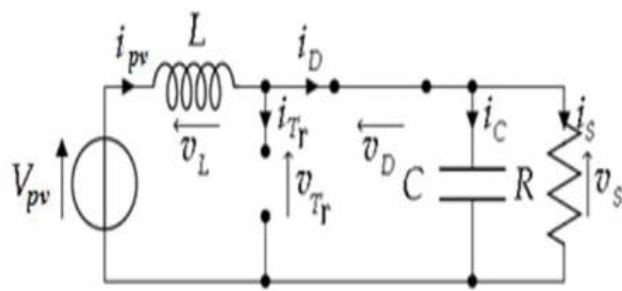


Figure I-11 : Schéma équivalent du hacheur Boost durant la phase de roue libre. [8]

La tension aux bornes de l'inductance est alors :

$$V_L = V_{PV} - V_S = L \frac{di}{dt} < 0 \quad (\text{I-24})$$

En résolvant cette équation différentielle, on obtient la formule suivante qui exprime

l'évolution du courant traversant l'inductance :

$$i_L = \frac{V_{PV} - V_S}{L} (t - \alpha T) + I_{\max} \quad (I-25)$$

A l'instant $t = T$, le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale I_{\min} [9] :

$$I_{\min} = I_{\max} + \frac{V_{PV} - V_S}{L} \cdot (1 - \alpha) \cdot T \quad (I-26)$$

La Valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge :

$V_S = \frac{1}{(1-\alpha)} \cdot V_{pv}$, Comme $\alpha < V_S$ on retrouve que $V_S > V_{pv}$ le hacheur est bien charge et du rapport survolteur.

La valeur moyenne du courant dans l'inductance en fonction du courant moyen dans la charge et du rapport cyclique :

$$i_L = \frac{1}{(1-\alpha)} \cdot i_s \quad (I-27)$$

L'expression de l'ondulation de courant dans l'inductance [9]:

$$\Delta i_L = i_{\max} - i_{\min} = \frac{\alpha \cdot V_{PV}}{(1-\alpha)} \cdot T = \frac{\alpha \cdot V_{PV}}{L \cdot f} \quad (I-28)$$

Avec f : la fréquence de découpage.

le chronogramme des formes de l'onde des courants et des tensions de ce mode de fonctionnement est présenté à la Figure I-12.

2) Conduction discontinue:

En conduction discontinue [8], on rajoute une phase pendant laquelle la diode D ne conduit pas ($i_L = 0$).

A partir de l'allure de i_L on peut déduire Δt la durée d'annulation du ce courant:

$$\begin{aligned} \Delta t = \beta T - \alpha T; \forall \alpha T \leq t \leq \beta T \rightarrow i_L(t) &= \frac{V_{PV} - V_S}{L} (t - \alpha T) + I_L \alpha T \\ \rightarrow i_L(\beta T) &= 0 \end{aligned} \quad (I-29)$$

Et avec :

$$i_L(\alpha T) = \frac{V_{PV}}{L} = \alpha T \quad \text{on a}$$

$$\Delta T = \frac{V_{PV}}{V_S - V_{PV}} \alpha T \quad (I-30)$$

Le courant moyen de sortie à :

$$i_s = \langle i_s \rangle = \langle i_D \rangle = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^{\beta T} i_L(t) dt \rightarrow i_s = \frac{1}{2} i_L(\alpha T) \left(\frac{\beta T - \alpha T}{L \cdot T} \right) \quad (I-31)$$

Ce conduit à :

$$i_s = \frac{1}{2} \frac{\alpha^2 V_{PV}^2 T}{2L(V_S - V_{PV})} \quad (I-32)$$

Ou bien :

$$V_S = V_{PV} \left(1 + x \alpha^2 \frac{V_{PV}}{2L f_i} \right) \quad (I-33)$$

Le chronogramme des formes de l'onde des courants et des tensions de ce mode de fonctionnement est présenté à la Figure I-12

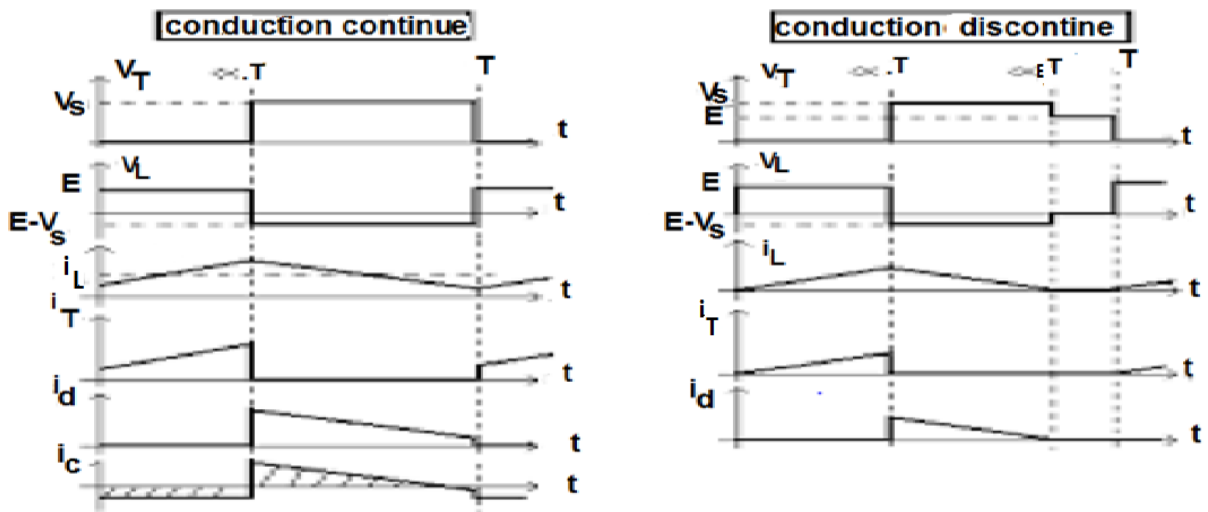


Figure I-12 Formes d'ondes de la conduction continue et discontinue pour un hacheur parallèle.

3) Conduction critique

Cette phase définit la limite entre les régimes continu et discontinu. Pour α limite on a :

$$\Delta t = \beta T - \alpha T = (1 - \alpha)T \text{ c'est dire } \beta T \cong T \quad (I-34)$$

$$\Delta t = \frac{V_{pv}}{V_S - V_{pv}} \alpha_{limite} T = (1 - \alpha_{limite}) T \quad (I-35)$$

Ce qui nous donne finalement :

$$\alpha_{limite} = \frac{V_S - V_{pv}}{V_S} \quad (I-36)$$

I.3.4 Hacheur abaisseur-élevateur :

Le hacheur abaisseur-élevateur, ou bien dévolteur-survolteur (Buck-Boost) est un convertisseur indirect DC-DC à stockage inductif Figure I-13.

La source d'entrée est de type tension continue (filtrage capacitif en parallèle avec une source de tension) et la charge de sortie continue de type source de tension (condensateur en parallèle avec la charge résistive). Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des deux convertisseurs précédents [10].

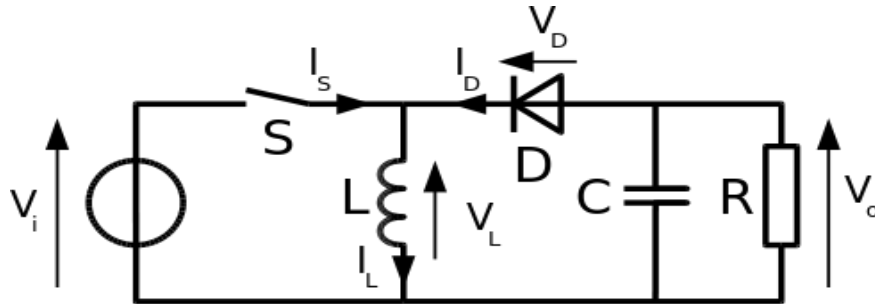


Figure I-13: Hacheur abaisseur-élevateur.

I.3.4.1 Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck-Boost peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur " S " Figure I-13 [10] :

- ❖ Dans l'état passant, l'interrupteur " S " (est fermé, conduisant ainsi à une augmentation de l'énergie stockée dans l'inductance.
- ❖ Dans l'état bloqué, l'interrupteur " S " est ouvert L'inductance est reliée à la charge et à la capacité. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité et la charge.

Comparé aux convertisseurs Buck et Boost, les principales différences sont :

- ❖ La tension de sortie est de polarité inverse de celle d'entrée.
- ❖ La tension de sortie peut varier de 0 à $-\infty$ (pour un convertisseur idéal).

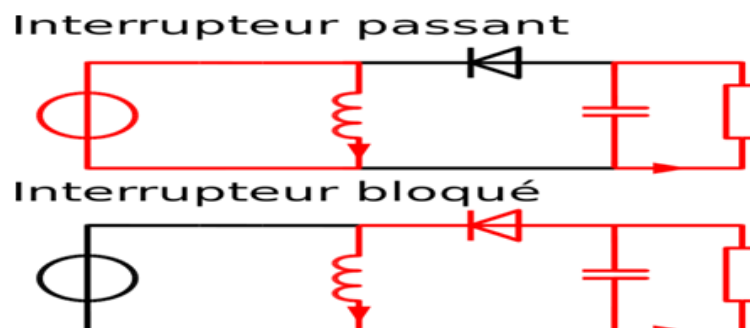


Figure I-14: Les deux configurations d'un convertisseur Buck-Boost suivant l'état de l'interrupteur.[10]

I.4 Conception de la boucle de contrôle de tension

Dans tous les convertisseurs hacheurs, la tension de sortie $V(t)$ est une fonction de la tension d'entrée $V_e(t)$, rapport cycle $d(t)$, et le courant de charge $i(t)$ ainsi que les valeurs des éléments du circuit hacheur. Dans un convertisseur dc-dc, on souhaite obtenir une tension de sortie constante $V(t)$, malgré les variations de $V_e(t)$ et $i(t)$, et malgré les variations des valeurs des éléments du circuit hacheur Figure I-15.

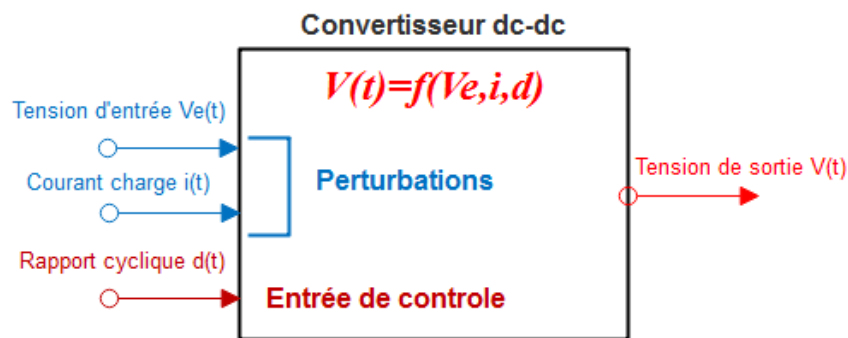


Figure I-15: Diagramme fonctionnel illustrant la dépendance de V à l'égard des grandeurs indépendantes V_e , i , et d .

Nous ne pouvons donc pas nous contenter de fixer le rapport cyclique du convertisseur à une valeur unique et d'obtenir une tension de sortie constante donnée dans toutes les conditions Figure I-16.

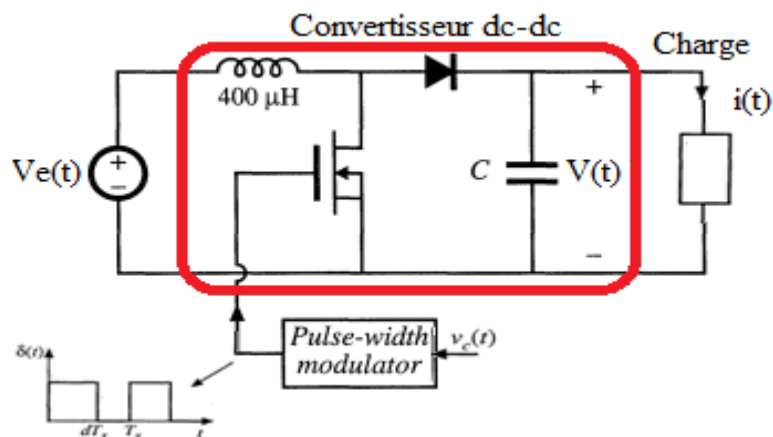


Figure I-16 : Commande d'hacheur avec signale de contrôle fixe.

L'idée derrière l'utilisation de la boucle contrôle est de construire un circuit qui ajuste automatiquement le rapport cyclique si nécessaire, pour obtenir la tension de sortie souhaitée

avec une grande précision, indépendamment des perturbations $V_e(t)$ et $i(t)$ ou des variations des valeurs des composants [11]Figure I-17 .

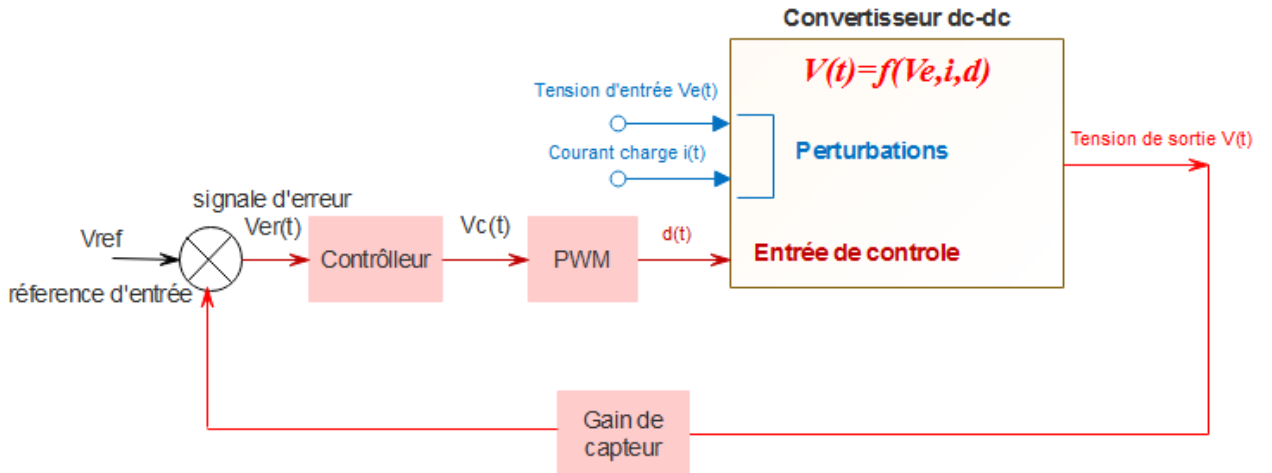


Figure I-17 : Boucle de contrôle de tension.

La tension de sortie $V(t)$ peut être écrite en combinaison des trois entrées indépendantes dans le domaine de Laplace (s), comme suit :

$$\hat{V}(s) = G_{vd}(s)\hat{d}(s) + G_v(s)\hat{V}_e(s) - Z_s(s)\hat{i}(s) \quad (\text{I-37})$$

La fonction de transfert tension de sortie-contrôle $G_{vd}(s)$ est donnée comme suite

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{V}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\substack{\hat{V}_e(s)=0 \\ \hat{i}(s)=0}} \quad (\text{I-38})$$

La forme générale de la fonction de transfert $G_{vd}(s)$ en boucle ouverte est exprimée par :

$$G_{vd}(s) = G_{do} \frac{\left(1 - \frac{s}{w_z}\right)}{1 + \frac{s}{Qw_o} + \left(\frac{s}{w_o}\right)^2} \quad (\text{I-39})$$

La fonction de transfert tension sortie-entrée $G_v(s)$ est donnée comme suite

$$G_v(s) = \left. \frac{\hat{V}(s)}{\hat{V}_e(s)} \right|_{\substack{\hat{d}(s)=0 \\ \hat{i}(s)=0}} \quad (\text{I-40})$$

La forme générale de la fonction de transfert $G_v(s)$ en boucle ouverte est exprimée par :

$$G_v(s) = G_{vo} \frac{1}{1 + \frac{s}{Qw_o} + \left(\frac{s}{w_o}\right)^2} \quad (\text{I-41})$$

La fonction de transfert tension sortie-courant sortie $Z_s(s)$ est donnée comme suite

$$Z_s(s) = \left. \frac{\hat{V}(s)}{\hat{i}(s)} \right|_{\substack{\hat{d}(s)=0 \\ \hat{V}_e(s)=0}} \quad (\text{I-42})$$

Le Tableau I-1 regroupe tous les paramètres des fonctions de transfert des principaux hacheurs.

Convertisseur	G_{vo}	G_{do}	w_o	Q	w_z
Buck	d	$\frac{V}{d}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$R \sqrt{\frac{C}{L}}$	∞
Boost	$\frac{1}{1-d}$	$\frac{V}{1-d}$	$\frac{1-d}{\sqrt{LC}}$	$(1-d)R \sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{(1-d)^2 R}{L}$
Buck-Boost	$\frac{d}{1-d}$	$\frac{V}{d(1-d)}$	$\frac{1-d}{\sqrt{LC}}$	$(1-d)R \sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{(1-d)^2 R}{dL}$

Tableau I-1 : paramètres des fonctions de transfert des principaux hacheurs.[12]

Le schéma-bloc réduit de la Figure I-18 est équivalent au schéma-bloc Figure I-17, dans lequel le modèle du convertisseur a été remplacé par des blocs représentant l'équation (I-37).

L'expression de la variation de la tension de sortie $V(s)$ à partir de la Figure I-18 donne

$$\hat{V}(s) = V_{ref} \frac{G_c G_{vd}/V_M}{1 + H G_c G_{vd}/V_M} + \hat{V}_e \frac{G_v}{1 + H G_c G_{vd}/V_M} - \hat{i}(s) \frac{Z_s}{1 + H G_c G_{vd}/V_M} \quad (\text{I-43})$$

qui peuvent être rédigés sous la forme

$$\hat{V}(s) = V_{ref} \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} + \hat{V}_e \frac{G_v}{1+T} - \hat{i}(s) \frac{Z_s}{1+T} \quad (\text{I-44})$$

avec T le gain de la boucle

$$T = H G_c G_{vd}/V_M \quad (\text{I-45})$$

L'équation (I.44) est le résultat général. Le gain de la boucle $T(s)$ est défini en général comme le produit des gains autour de la chaîne d'aller et de retour de la boucle. Cette équation montre comment ajouter une boucle de rétroaction modifie les fonctions de transfert et les performances du système.

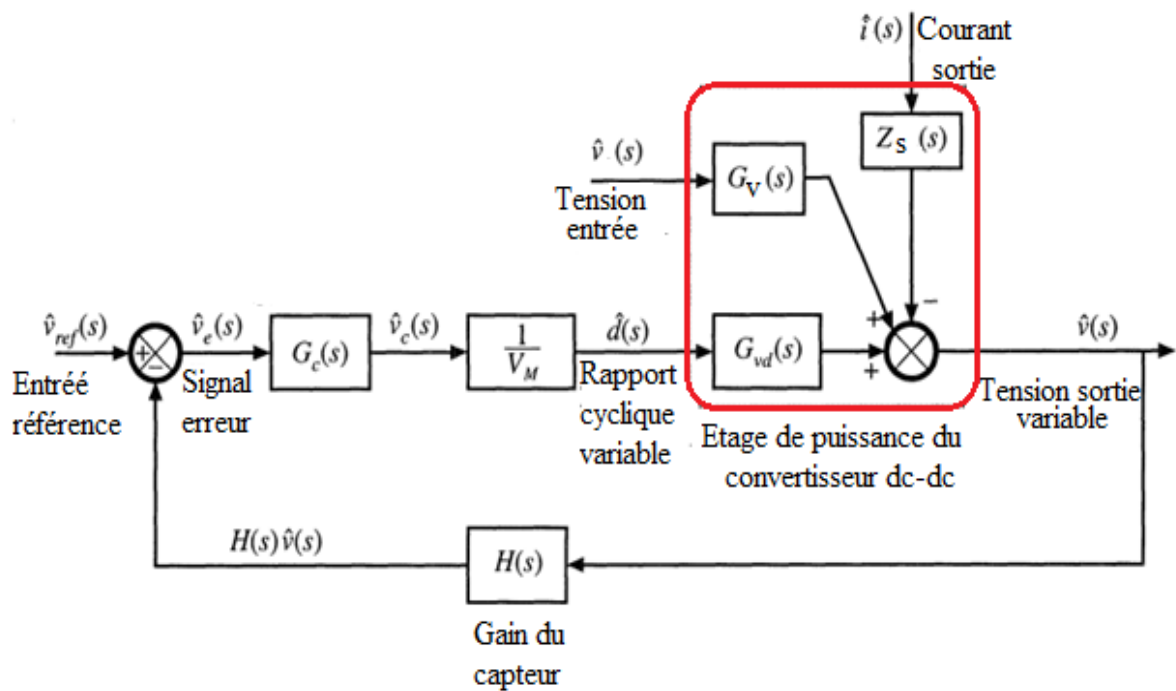


Figure I-18 : Schéma fonctionnel complet de la boucle de régulation tension.

I.4.1 Influence de la boucle de contrôle sur les perturbations charge

Lorsque l'on ajoute la boucle de contrôle à la fonction de transfert du convertisseur boucle ouverte $G_v(s) = V/V_e$ Figure I-18, l'équation devient l'équation (I-46)

$$\left. \frac{\hat{V}(s)}{\hat{V}_e(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_{ref}(s)=0 \\ \hat{i}(s)=0}} = \frac{G_v(s)}{1 + T(s)} \quad (I-46)$$

Cette fonction de transfert est donc réduite par rétroaction, le facteur de réduction taux $\frac{1}{1+T(s)}$.

Si le gain de boucle $T(s)$ est important, alors la réduction peut être importante. Par conséquent, la variation de tension de sortie v résultant d'une variation tension d'entrée V_e est atténuée par la boucle de rétroaction.

L'équation (I.36) prédit également que l'impédance de sortie du convertisseur est réduite $Z_s(s)$

$$\left. \frac{\hat{V}(s)}{\hat{i}(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_{ref}(s)=0 \\ \hat{V}_e(s)=0}} = \frac{Z_s(s)}{1 + T(s)} \quad (I-47)$$

Ainsi, la boucle de rétroaction réduit également l'impédance de sortie du convertisseur d'un facteur de $\frac{1}{1+T(s)}$, et l'influence des variations du courant de charge sur la tension de sortie est réduite.

I.4.2 Influence de la boucle de contrôle sur les perturbations tension d'entrée

Selon l'équation (I-37), la fonction de transfert en boucle fermée de V_{ref} à V est

$$\left. \frac{\hat{V}(s)}{\hat{V}_{ref}(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_e(s)=0 \\ i(s)=0}} = \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} \quad (I-48)$$

Si le gain de la boucle est important, c'est-à-dire $|T| \gg 1$, alors $(1+T) \approx T$ et $\frac{T}{(1+T)} \approx \frac{T}{T} = 1$.

La fonction de transfert devient alors équation (I-48) devient :

$$\frac{\hat{V}(s)}{\hat{V}_{ref}(s)} \approx \frac{1}{H} \quad (I-49)$$

qui est indépendant de $G_c(s)$, V_M et $G_{vd}(s)$. Ainsi, à condition que le gain de la boucle soit important, les variations de $G_c(s)$, V_M et $G_{vd}(s)$ ont un effet négligeable sur la tension de sortie. Bien sûr, dans l'application du régulateur, v_{ref} est constant et $\hat{V}_{ref} = 0$, mais l'équation (I.48) s'applique tout aussi bien aux valeurs dc. Par exemple, si le système est linéaire, alors nous écrivons :

$$\frac{\hat{V}(s)}{\hat{V}_{ref}(s)} = \frac{1}{H(0)} \frac{T(0)}{1+T(0)} \approx \frac{1}{H(0)} \quad (I-50)$$

Ainsi, pour que la tension de sortie V suive exactement la tension de référence V_{ref} , il suffit de s'assurer que le gain du capteur $H(0)$ et la tension de référence V_{ref} sont bien connus et précis, et que $T(0)$ est élevé. La sensibilité de la tension de sortie aux gains dans la chaîne d'allée est réduite, tandis que la sensibilité de V au gain de chaîne de retour, H et à l'entrée de référence V_{ref} est augmentée.

I.5 Conception du régulateur de tension

Le point de départ est de supposé que la fonction de transfert du convertisseur ($G_{vd}(s)$) soit disponible et la structure du contrôleur soit connue ($G_c(s)$). Une fois la fonction de transfert du convertisseur et la structure du contrôleur sélectionné, le polynôme en boucle fermée est paramétré à l'aide des paramètres inconnus du contrôleur, qui est ensuite égal à un polynôme en boucle fermée souhaité du même ordre, ce qui conduit aux solutions uniques des [13] paramètres du régulateur.

I.5.1 Contrôleur PI

Le contrôleur PI est représenté par l'équation suivante :

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (\text{I-51})$$

où K_p est le gain proportionnel et T_i est la constante de temps intégrale. La détermination des paramètres K_p et T_i se fera à l'aide de la méthode de Ziegler-Nichols [13-14].

I.5.2 Formule de réglage Ziegler-Nichols

Une formule d'accord empirique très utile a été proposée par Ziegler et Nichols au début de 1942 [14]. La formule de réglage est obtenue lorsque le modèle de plante est donné par un modèle du premier ordre plus temps mort exprimé par

$$G_c(s) = \frac{k}{1 + sT} e^{-sL} \quad (\text{I-52})$$

Dans les systèmes de contrôle de processus en temps réel, une grande variété de plantes peut être approximativement modélisée par l'équation (I-52). Si le modèle du système ne peut pas être physiquement dérivé, des expériences peuvent être réalisées pour extraire les paramètres du modèle approximatif de l'équation (I-52). Par exemple, si la réponse par échelon du modèle de plante peut être mesurée par une expérience, le signal de sortie peut être enregistré comme indiqué sur la Figure I-19(a), à partir de laquelle les paramètres de k , L et T (ou a , où $a = kL/T$) peuvent être extraits par l'approche simple indiquée. [13]

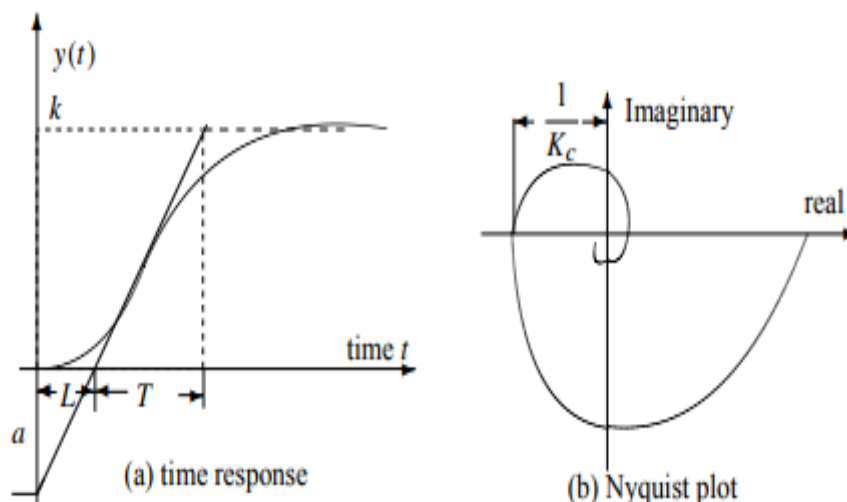


Figure I-19 : Esquisses des réponses d'un modèle.

Des approches plus sophistiquées d'ajustement des courbes peuvent également être utilisées.

Avec L et a , la formule de Ziegler-Nichols du Tableau I-2 peut être utilisée pour obtenir les paramètres du régulateur. Si une expérience de réponse en fréquence peut être réalisée, la fréquence de croisement ω_c et le gain final K_c peuvent être obtenus à partir du diagramme de Nyquist comme le montre la Figure I-19(b).

Type de contrôleur	A partir de la réponse échelon			A partir de la réponse fréquentielle		
	K_p	T_i	T_d	K_p	T_i	T_d
P	$1/a$	/	/	$0.5 K_c$	/	/
PI	$0.9/a$	$3L$	/	$0.4 K_c$	$0.8 T_c$	/
PID	$1.2/a$	$2L$	$L/2$	$0.6 K_c$	$0.5 T_c$	$0.12 T_c$

Tableau I-2 : Paramètres du contrôleur PID.

Soit $T_c = 2\pi/\omega_c$. Les paramètres du contrôleur PID peuvent également être récupérés à partir du Tableau I-2. Il convient de noter que le Tableau I-2 s'applique à la conception des contrôleurs P (proportionnel) et PI en plus du contrôleur PID avec le même ensemble de données expérimentales de la plante. Puisque seul le point 180° sur le lieu de Nyquist est utilisé dans cette approche, Ziegler et Nichols ont suggéré qu'il peut être trouvé en mettant le régulateur en mode proportionnel et en augmentant le gain jusqu'à ce qu'une oscillation se produise. Le point est alors obtenu à partir de la mesure du gain et la fréquence d'oscillation [13-14].

I.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, une étude détaillée sur les trois types de hacheurs (abaisseur, élévateur ainsi que le hacheur dévolteur- survolteur) était menée afin de déterminer les caractéristiques de fonctionnement de chacun d'eux dans la perspective d'élaborer un contrôle efficace de la tension. Dans ce but, une attention particulière était portée à l'hacheur Boost qui est le sujet de cette étude, ou les trois modes de son fonctionnement (conduction continu, conduction discontinu et le mode conduction critique) ont été revues, dont il faut tenir compte dans la phase d'élaboration du contrôleur de tension de l'hacheur, car il a une forte influence sur les performances du système.

Les fonctions de transfert des principaux hacheurs ont été calculées, car c'est l'étape primordiale dans la conception de la boucle de contrôle de tension, l'étude de ces fonctions de transfert a permis de juger de l'influence des grandeurs perturbatrices et de la commande sur

la tension de sortie. La fonction de transfert ainsi calculée, il devient aisé de tracer la réponse fréquentielle du système et de déterminer les paramètres du régulateur à l'aide de la formule de Ziegler-Nichols. Dans le chapitre trois on met en application tout ce qui a été présenté dans ce chapitre, afin de contrôler la tension de sortie du convertisseur Boost.



Chapitre II: Logique floue

Logique Floue

II.1 Introduction :

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh dans son article " fuzzy set ". A cette époque, cette théorie n'a pas été prise au sérieux. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. A partir de 1985, ce sont les Japonais qui commencèrent à utiliser la logique floue dans les produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande. Le contrôleur flou apparaît utile pour tous systèmes complexes et non linéaires dans lesquels la modélisation est difficile ou impossible, ainsi que pour tous domaines où un flou persiste. Son intérêt réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Dans ce chapitre on donne un aperçu général sur la logique floue, [16].

II.2 Historique:

II.2.1 Apparition de la logique Floue :

Le terme d'ensemble flou apparaît pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi A. Zadeh, de l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé « Ensembles flous » (Fuzzy sets). Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques [15].

II.2.2 Premières applications :

Parallèlement, certains chercheurs se sont penchés sur la résolution par logique floue de problèmes réputés difficiles. Ainsi en 1975, le professeur Mamdani à Londres développe une stratégie pour le contrôle des procédés et présente les résultats très encourageants qu'il a obtenus sur la conduite d'un moteur à vapeur. En 1978, la société danoise F.L.Smidth réalise le contrôle d'un four à ciment. C'est là la première véritable application industrielle de la logique floue [15].

II.2.3 Essor :

C'est au Japon, où la recherche n'est pas seulement théorique mais également très applicative, que la logique floue connaît son véritable essor. A la fin des années 1980, c'est d'un véritable boum qu'il faut parler. Les produits grand public, machines à laver, appareils photographiques et autres caméscopes estampillés « fuzzylogic » ne se comptent plus. Dans l'industrie, le traitement des eaux, les grues portuaires, les métros, les systèmes de ventilation et de climatisation sont touchés. Enfin, des applications existent dans des domaines très différents tels que la finance ou le diagnostic médical.

A partir de 1990, c'est en Allemagne que des applications apparaissent en grand nombre ainsi qu'à une moindre échelle aux USA. Enfin en France, la logique floue devient aujourd'hui une réalité[15].

II.3 Les ensembles flous

La théorie conventionnelle des ensembles repose sur le principe qu'un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble donné. La théorie des ensembles flous adopte une vision moins rigide et permet aux éléments d'avoir des degrés d'appartenance à un ensemble particulier de manière à ce que les éléments ne soient pas limités à l'entrée ou à la sortie d'un ensemble mais sont autorisés à être "quelque peu" dedans. Dans de nombreux cas, il s'agit d'un ensemble d'approche plus naturelle. Par exemple, considérons le cas d'une personne décrivant la température atmosphérique comme étant "chaude". Si l'on devait exprimer ce concept dans la théorie classique des ensembles, on serait obligé de désigner une gamme distincte des températures, comme 25°C et plus, comme appartenant à la série chaude Figure II-1. Cela semble artificiel car toute température qui se situe juste un peu en dehors de cette plage ne ferait pas partie de l'ensemble.

Dans la théorie des ensembles flous, une représentation précise de connaissances imprécises n'est pas une application réglementer, car il n'est pas nécessaire de définir des limites strictes pour un ensemble, une fonction d'appartenance est définie. Une fonction d'appartenance décrit la relation entre une variable et le degré d'appartenance flou qui correspond à des valeurs particulières de cette variable. Ce degré d'appartenance est généralement défini par un nombre compris entre 0 et 1, inclusive, où 0 implique l'absence totale d'adhésion, 1 implique une adhésion complète et toute valeur intermédiaire implique une adhésion partielle à

l'ensemble flou. Cela peut être écrit comme :

$$A(x) \in [0,1] \text{ pour } x \in U \quad (II-1)$$

Où $A(x)$ est la fonction d'appartenance et U est l'univers du discours qui définit la gamme totale d'intérêts sur laquelle la variable x doit être définie.

Par exemple, pour définir l'appartenance à l'ensemble flou, chaud, on peut utiliser une fonction qui s'élève de 0 à 1 sur la plage de 15° C à 25° C figure II.1

Cela signifie que 15°C n'est pas chaud, 20°C est un peu chaud, 23°C est assez chaud et 30°C est vraiment chaud. Des valeurs mesurables spécifiques, telles que 15 et 20, sont souvent appelées valeurs nettes ou singletons flous, pour les distinguer des valeurs floues, telles que "chaud", qui sont définies par un ensemble flou. Les valeurs floues sont parfois aussi appelées valeurs linguistiques.

Comme l'illustre la Figure II-1, cette définition reflète davantage les valeurs humaines ou des interprétations linguistiques des températures et donc de meilleures approximations des systèmes.

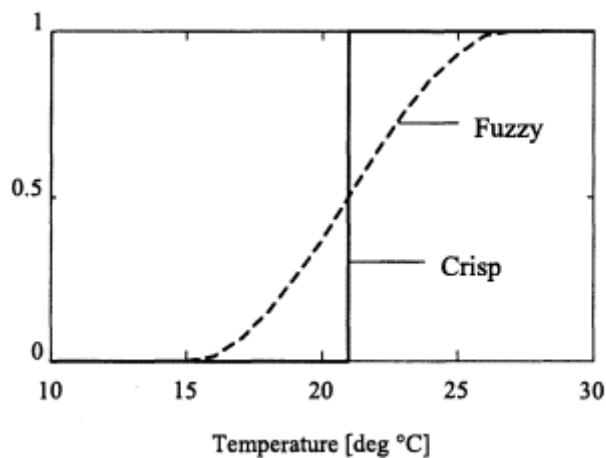


Figure II-1 : Logique floue et logique des ensembles.

Bien qu'ils semblent imprécis pour un être humain, les ensembles flous sont mathématiquement précis dans la mesure où ils peuvent être entièrement représentés par des nombres exacts. Ils peuvent donc être considérés comme une méthode permettant de lier les représentations de la connaissance humaine et de la machine. Étant donné qu'il existe une telle méthode naturelle de représentation de l'information dans un ordinateur, des méthodes de traitement de l'information peuvent lui être appliquées par l'utilisation de modèles flous.

II.4 Principes fondamentaux de la logique floue :

La configuration de base d'un modèle flou est illustrée à Figure II-2

Comme le montre cette figure, le modèle flou comporte les éléments suivants:

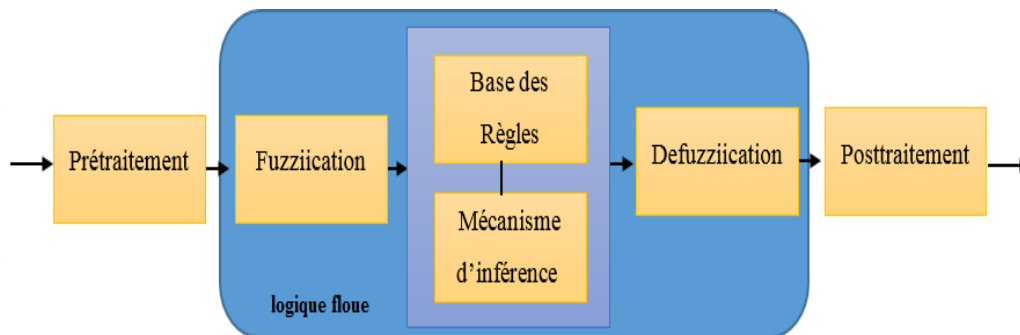


Figure II-2: Schéma d'un contrôle de la logique floue.

II.4.1 Prétraitement des données.

Les valeurs physiques de l'entrée du système flou peuvent varier considérablement en amplitude. En les mettant en correspondance avec des domaines normalisés (mais interprétables) appropriés par le biais d'une mise à l'échelle, on peut travailler avec des signaux ayant à peu près la même magnitude, ce qui est souhaitable du point de vue de l'estimation.

II.4.2 Fuzzification

La Fuzzification permet de convertir les valeurs nettes des données prétraitées du modèle en ensembles flous appropriés représentés par des fonctions d'appartenance (MF). La plage de variation de données est appelée univers de discours décrit la plage de variation des données exemple température Figure II-3. Comme les ensembles flous antécédents et conséquents prennent des significations linguistiques telles que "haute température", ils sont appelés valeurs linguistiques des ensembles flous. Par exemple, si la variable linguistique est la "température", plusieurs ensembles flous peuvent être définis pour cette variable, par exemple "très froid", "froid", "tempéré", "Chaud" etc ; voir Figure II-3.

Le degré d'appartenance d'une seule variable nette à un seul ensemble flou pourrait être évalué à l'aide d'une fonction d'appartenance. Un fuzzificateur calcul le degré d'appartenance de plusieurs variables nettes à plusieurs ensembles flous de façon individuelle.

Dans la Figure II-3, les termes suivant sont définis :

- **Univers du discours** : Gamme de température de 0°C à 200°C.
- **Variante linguistique** : La température.
- **Valeurs linguistiques** : « Très froid » « Froid » « Tempéré » « Chaud » « Très Chaud »

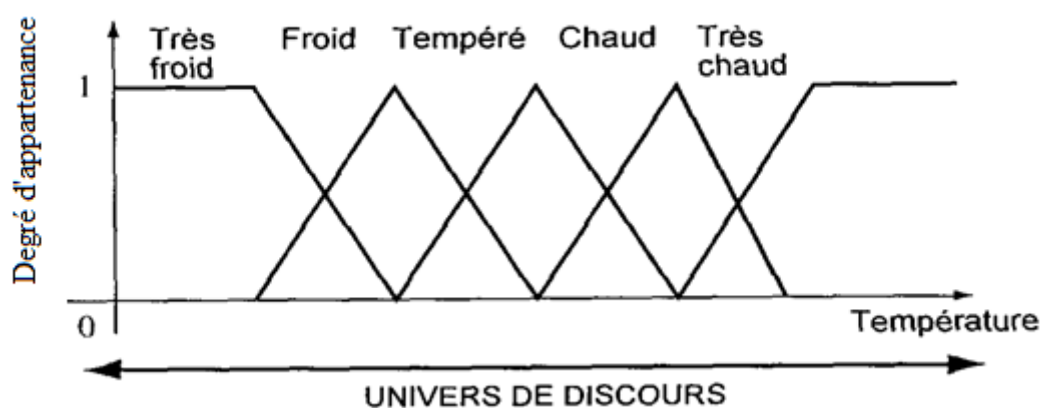


Figure II-3 : Exemple de variation d'une variable linguistique.

Les systèmes à une seule variable d'entrée sont possibles, mais il est évident que si un seul ensemble flou est défini pour une entrée particulière si l'on ne tient pas compte de cette variable, il est impossible de faire des distinctions dans les règles relatives à cette variable et son inclusion dans le modèle flou est redondante. Par conséquent, deux ou plusieurs ensembles flous seront généralement définis pour chaque variable d'entrée.

Il a déjà été mentionné que le degré d'appartenance d'une variable nette à un ensemble flou est défini par une fonction d'appartenance.

II.4.2.1 Les fonctions d'appartenances

Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes

Monotones (croissantes ou décroissantes), Triangulaires, Trapézoïdales ou forme de cloche (Gaussiennes), comme le montre la Figure II-4.

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire. Le degré d'appartenance pour chaque forme d'appartenance se calcule par les formules suivantes :

- Forme triangulaire :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (II-2)$$

- Forme Trapézoïdale

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{d-b}\right), 0\right) \quad (II-3)$$

- Forme Gaussienne

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-a)^2}{2b^2}\right) \quad (II-4)$$

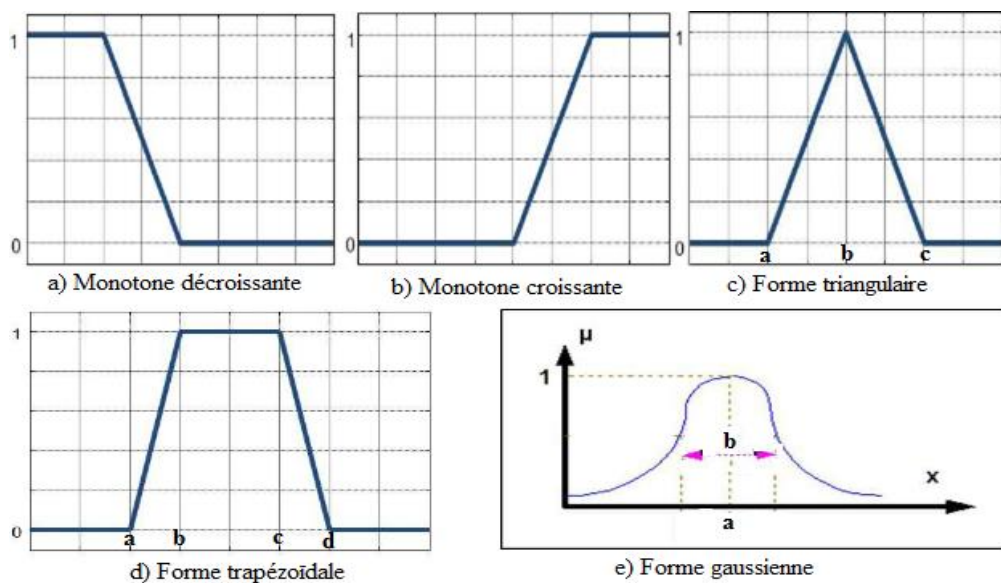


Figure II-4: Les types des Fonction d'appartenance. [17]

II.4.2.2 Choix des fonctions d'adhésion :

Depuis que Lotfi Zadeh a introduit les ensembles flous, les principales difficultés ont porté sur la signification et la mesure des fonctions d'appartenance ainsi que sur leur extraction, leur modification et leur adaptation à des conditions changeant de nature dynamique. Il n'existe pas de règle générale pour le choix des fonctions d'appartenance, et cela dépend principalement du domaine du problème. En général, l'utilisation de fonctions d'appartenance plus étroites entraîne une réponse plus rapide mais provoque des oscillations, des dépassements et des temps de stabilisation plus importants. On distingue le comportement suivant selon le choix de la fonction d'appartenance

- Les fonctions d'appartenances gaussiennes ont une forme de cloche impliquent le calcul de termes exponentiels et utiliser un temps de traitement important.
- Les fonctions d'appartenance trapézoïdale ont quatre paramètres et peuvent alourdir la procédure d'optimisation.
- Les fonctions d'appartenance triangulaires sont le meilleur choix et utilisé pour leurs simplicités[18].

II.4.2.3 Les opérateurs des ensembles flous :

Comme pour la théorie classique des ensembles certaines opérations peuvent être effectuées sur les ensembles flous (les fonctions d'appartenances). On distingue généralement les opérations suivantes : l'union, l'intersection, le complément d'ensembles flous, leur définition ne sont pas uniques.

a. Union

A est l'ensemble flou des personnes petites. B est l'ensemble flou des personnes moyennes.

L'ensemble des personnes petites OU moyennes Figure II-5 est un ensemble flou de fonction d'appartenance définie par:

$$u_{A \cup B}(x) = \max (U_A(x), U_B(x)) \quad \forall x \in U \quad (II-5)$$

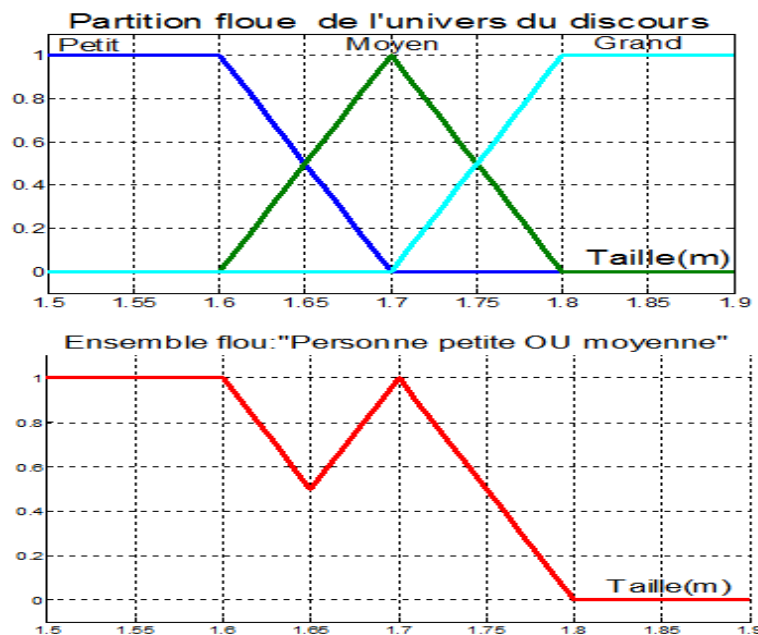


Figure II-5: Union des ensembles flous.

b. Intersection :

A est l'ensemble flou des personnes petites. B est l'ensemble flou des personnes moyennes.

L'ensemble des personnes petites ET moyennes Figure II-6 est un ensemble flou de fonction d'appartenance :

$$u_{A \cap B}(x) = \min(U_A(x), U_B(x)) \quad \forall x \in U \quad (II-6)$$

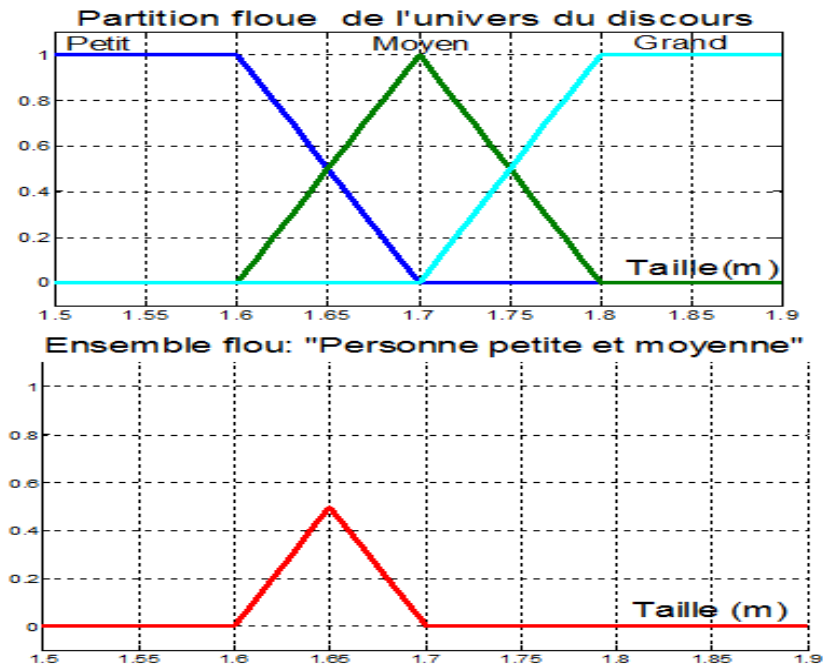


Figure II-6: Intersection des ensembles flous.

c. Complément

L'ensemble de personnes non petites Figure II-7 est un ensemble flou de fonction d'appartenance définie par :

$$\bar{U}_A(x) = 1 - U_A(x) \quad (II-7)$$

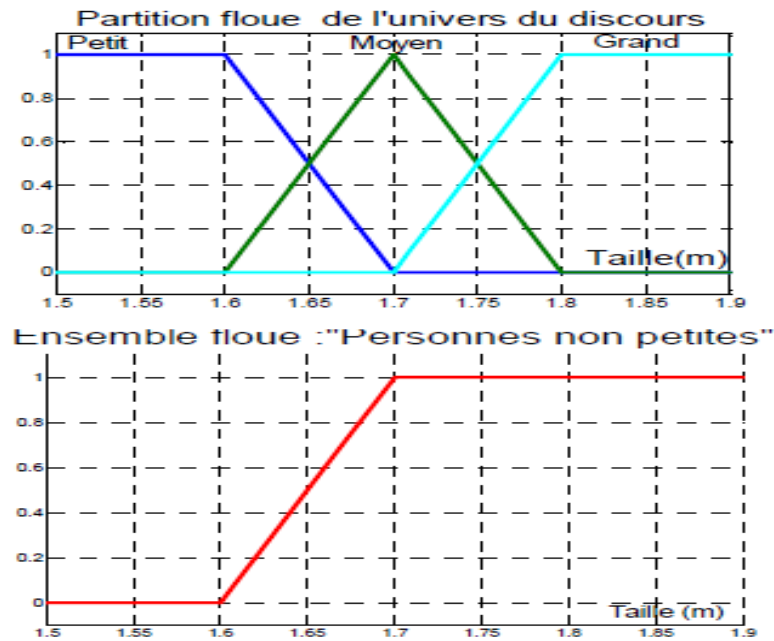


Figure II-7: complément des ensembles flous.

d. Le Max et le Min dans la logique floue

Les définitions les plus souvent rencontrées sont : le **max** et le **min** (Mamdani ou bien Zedah), le produit et la somme moins le produit (Probabiliste ou bien Sugeno)

Les opérateurs les plus utilisés sont représentés dans le tableau suivant :

Dénomination	Intersection ET (t-norme)	Réunion OU (t-conorme)	Complément NON
Opérateurs de Zadeh MIN/MAX	$\mu_{A \cap B} = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$	$\mu_{A \cup B} = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$	$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$
Probabiliste PROD/PROBOR	$\mu_{A \cap B} = \mu_A(x) * \mu_B(x)$	$\mu_{A \cup B} = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) \times \mu_B(x)$	$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$

Tableau II-1: Tableau des opérateurs les plus utilisés.

II.4.3 Base de connaissance :

Le bloc base de connaissance comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en « base de données » et en « base de règles linguistiques (floues) de commande » :

- La base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un RLF ;
- La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [17].

II.4.4 Mécanisme d'inférence :

Le bloc inférence Figure II-2 est le cœur d'un RLF, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue [19].

L'inférence est le processus de formulation d'une correspondance non linéaire à partir d'un espace d'entrée donné vers un l'espace de sortie. La correspondance offre ensuite une base à partir de laquelle des décisions peuvent être prises. Le processus d'inférence floue implique toutes les fonctions d'appartenance, les opérateurs de logique floue et des règles si, alors.

Il existe quatre types de base d'inférence floue, qui ont été largement utilisés dans diverses applications de contrôle, ou il faut savoir que le modèle de règle de produit de Larsen est une variante du modèle de type Mamdani. Les différences entre ces quatre inférences floues, également appelées modèles flous, résident dans les conséquences de leurs règles floues, de leurs agrégations et de leurs procédures de défuzzification. Ces modèles floues sont :

- Modèle flou de type Mamdani ;
- Modèle flou de type Sugeno ;
- Modèle flou de type Tsukamoto ;
- Modèle de règle de Larsen sur les produits.

II.4.4.1 Modèle flou de type Mamdani

Le modèle flou de type Mamdani a d'abord été proposé pour tenter de contrôler une machine à vapeur et une chaudière en utilisant un ensemble de règles de contrôle linguistiques obtenues auprès d'un opérateur humain expérimenté (Mamdani et Assilian, 1974). La Figure II-8 illustre un modèle flou de type Mamdani à deux entrées et une sortie unique.

Une règle typique dans un modèle flou de type Mamdani à deux entrées et une sortie unique a la forme [18].

Si x est A et y est B, Alors z est C

(II-8)

Dans le modèle flou de Mamdani, des valeurs précises sont utilisées comme entrées et la défuzzification est utilisée pour convertir un ensemble flou en une valeur précise.

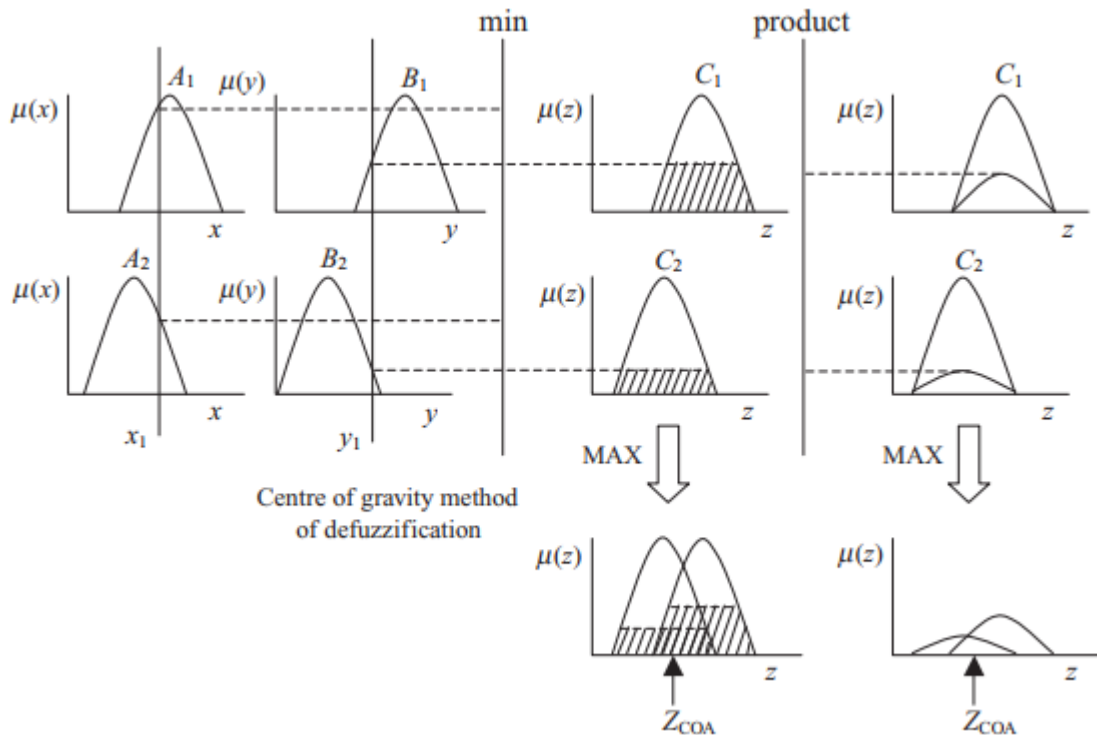


Figure II-8 : Modèle flou de type Mamdani.

II.4.4.2 Modèle flou de type Sugeno

Le modèle flou de type Sugeno, également connu sous le nom de modèle flou TSK, a été proposé par Takagi, Sugeno et Kang (Takagi et Sugeno, 1985 ; Sugeno et Kang, 1988) dans le but de développer une approche systématique pour générer des règles floues à partir d'un ensemble donné de données d'entrée/sortie. Une règle floue typique dans un modèle flou de Sugeno a la forme

$$\text{Si } x \text{ est } A \text{ et } y \text{ est } B, \text{ Alors } z = f(x, y) \quad (II-9)$$

Habituellement, $f(x, y)$ est un polynôme dans les variables d'entrée x et y mais il peut s'agir de n'importe quelle fonction tant qu'elle peut décrire de manière appropriée la sortie du modèle dans la région floue spécifiée par l'antécédent de la règle (Wang et Langari, 1995).

La Figure II-9 illustre un modèle Sugeno-fuzzy à deux entrées et une seule sortie. [18]

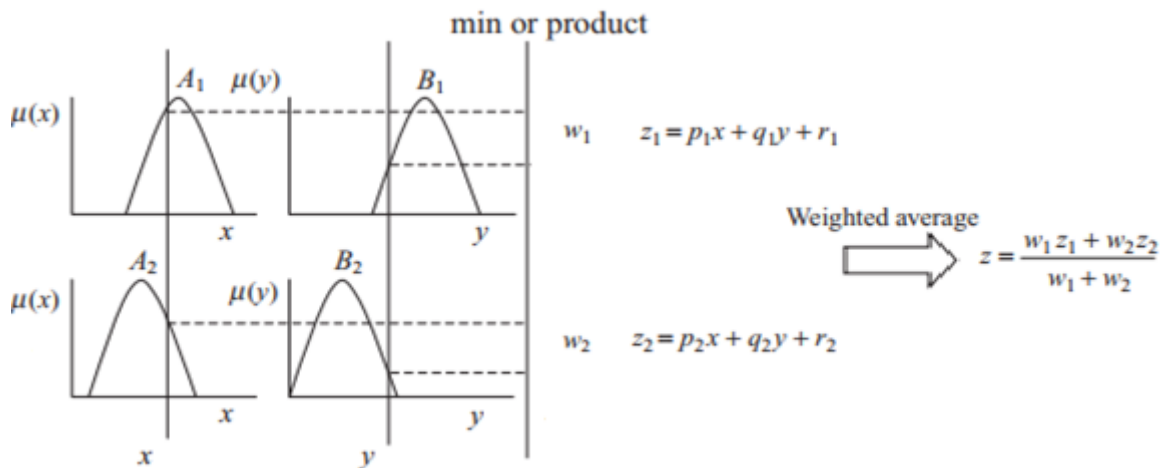


Figure II-9 : Modèle flou de type Sugeno

II.4.4.3 Modèle flou de type Tsukamoto

Dans le modèle flou de type Tsukamoto, la conséquence de chaque règle si-alors floue est représentée par un ensemble flou avec une fonction d'appartenance monotone (Tsukamoto, 1979). En conséquence, la sortie déduite de chaque règle est définie comme une valeur précise incluse dans la détermination de force d'activation de la règle. La production globale est considérée comme la moyenne pondérée de la production de chaque règle La Figure II-10 illustre un modèle flou de Tsukamoto à deux entrées et une seule sortie [18].

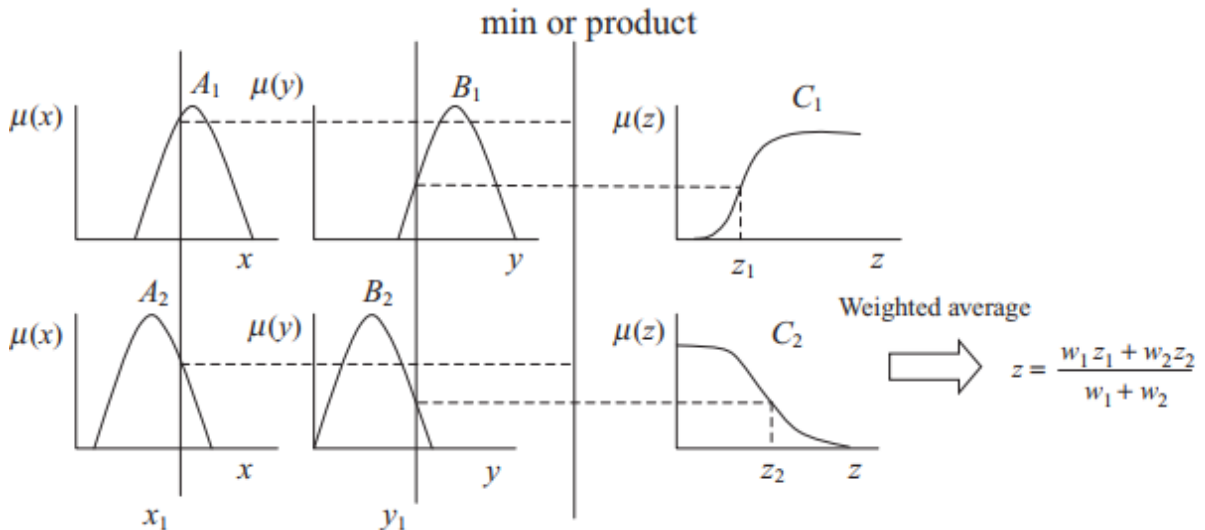


Figure II-10 : Modèle flou de type Tsukamoto

II.4.4.4 La règle du produit de Larsen

Le modèle de règle de Larsen sur les produits est similaire au modèle flou de Mamdani. La seule différence est qu'il prend le produit des fonctions d'appartenance consécutives comme

le montre la Figure II-11, qui est une illustration d'un modèle flou de type Mamdani à deux entrées et une seule sortie (Larsen, 1980 ; Figueiredo et al. 1993). Une règle typique avec deux entrées et une seule sortie a la forme [18].

$$\text{Si } x \text{ est } A \text{ et } y \text{ est } B, \text{ Alors } z \text{ est } C \quad (\text{II-10})$$

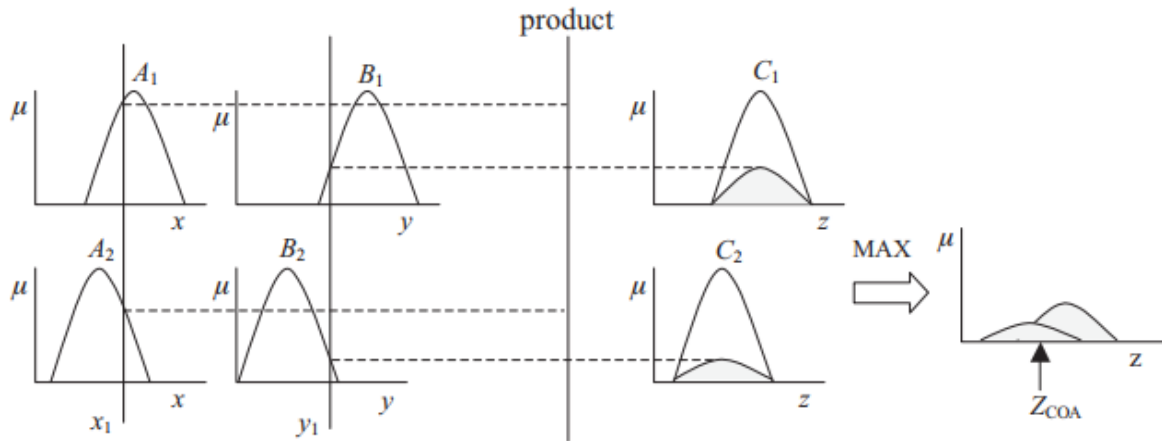


Figure II-11 : modèle de règle de Larsen sur les produits.

II.4.5 Défuzzification :

Fondamentalement, la défuzzification est une mise en correspondance d'un espace d'actions de contrôle floues définies sur un univers de discours avec un espace d'actions de contrôle non floues (nettes). Dans un sens, c'est l'inverse de la fuzzification, même si mathématiquement les cartes ne sont pas nécessairement inverses de unautres. En général, la défuzzification peut être considérée comme une représentation spatiale d'un vecteur flou μ avec n ensembles flous vers un nombre réel [18].

$$DF : \mu \rightarrow R \quad (\text{II-11})$$

II.4.5.1 Méthode du centre de gravité :

Également appelé méthode du centre de la zone ou centroïde dans la littérature, c'est la méthode de défuzzification la plus utilisée Figure II-12. Le centre de la méthode de zone trouve le centre de gravité de la zone sous la fonction d'adhésion. Dans le cas continu, il est donné par l'expression en équation (II-12)[21].

$$x^* = \frac{\int u_c(x) \cdot x dx}{\int u_c(x) \cdot dx} \quad (\text{II-12})$$

Et pour un univers discret avec m niveaux de quantification en sortie, il est donné par:

$$x^* = \frac{\sum_{i=1}^m u_c(x_i) \cdot x_i}{\sum_{i=1}^m u_c(x_i)} \quad (II-13)$$

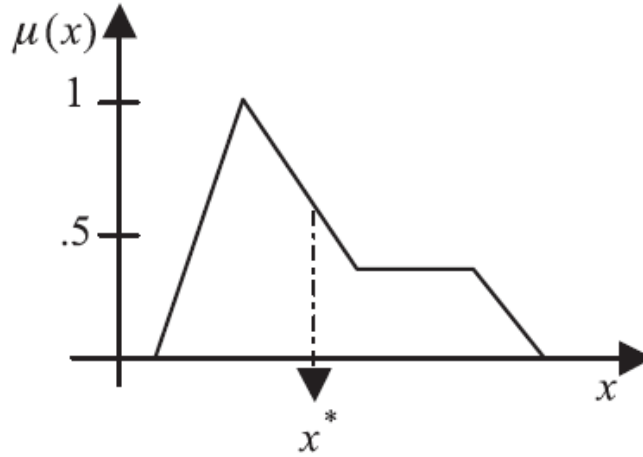


Figure II-12: Méthode du centre de gravité.

II.4.5.2 Méthode des hauteurs pondérées :

La méthode des hauteurs pondérées n'est d'autre qu'un cas particulier de la méthode précédente, en considérant uniquement le milieu de la base de chaque fonction d'appartenance contributive

La grandeur z_0 se calcul par la relation suivantes [20].

$$z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n z'_i \cdot u_{res}(z'_i)}{\sum_{i=1}^n u_{res}(z'_i)} \quad (II-14)$$

II.4.5.3 Méthode de la moyenne pondérée :

Cette méthode convient aux fonctions d'appartenance symétrique. Elle est donnée par l'expression algébrique [21]:

$$x^* = \frac{\sum u_c(x) \cdot x'}{\sum u_c(x)} \quad (II-15)$$

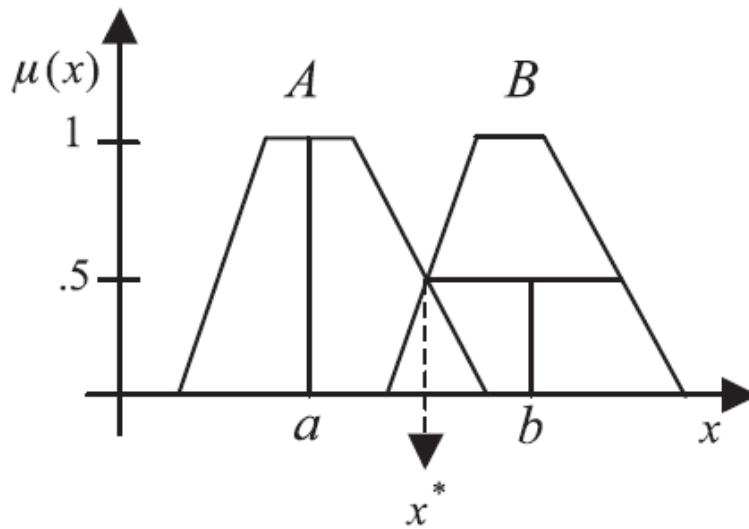


Figure II-13: Méthode de la moyenne pondérée.

II.4.5.4 Moyenne de moyenne de maximum :

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale [21].

$$x' = \sum_{i=1}^N U_{\max}(X_i) / N \quad (II-16)$$

II.4.6 Post-traitement :

L'étape de prétraitement donne la sortie du système flou sur la base du signal net obtenu après la défuzzification. Cela signifie souvent la mise à l'échelle de la sortie.

II.5 Principe d'une commande floue :

Les paramètres de conception de la base de règles incluent:

- Choix de l'état du processus et des variables de sortie de contrôle;
- Choix du contenu de la règle antécédente et de la règle conséquente;
- Choix d'ensembles de termes pour l'état du processus et les variables de sortie de contrôle;
- Dérivation de l'ensemble de règles.

Si l'on a fait le choix de concevoir un contrôleur à logique floue de type P, PD, PI ou PID cela implique déjà le choix de l'état du processus et des variables de sortie de contrôle, ainsi que

contenu de la règle antécédente et règle conséquente pour chacune des règles. L'état du processus

Les variables représentant le contenu de la règle antécédente (partie «si» de la règle) sont sélectionnées comme suit:

- Erreur, notée e ;
- Changement d'erreur, noté Δe ;
- Somme d'erreur, notée $\sum e$.
- Les variables de sortie de contrôle (entrée de processus) représentant le contenu de la règle conséquente ('alors' partie de la règle) sont sélectionnés comme suit:
- Sortie de contrôle, notée u ;
- Changement de sortie de contrôle, noté u .

Par analogie avec le contrôleur conventionnel, ceux-ci sont définis comme

$$e(k) = y_d - y(k) \quad (II-17)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k - 1) \quad (II-18)$$

$$\sum_{k=1}^n e(k) = \sum_{k=1}^{n-1} e(k) + e(k) \quad (II-19)$$

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k - 1) \text{ or } u(k) = u(k - 1) + \Delta u(k) \quad (II-20)$$

Où y_d est la sortie ou le point de consigne souhaité, y est la sortie du processus, k est le temps d'échantillonnage et n est le nombre maximum d'échantillon [20].

II.5.1 Création d'une base de règles :

Les règles floues R doivent être complétées et couvertes par un partitionnement flou de l'espace d'entrée. La Figure II-14: Partitionnement de l'espace d'entrée flou montre un partitionnement de l'espace d'entrée pour les systèmes à sortie unique à deux entrées.

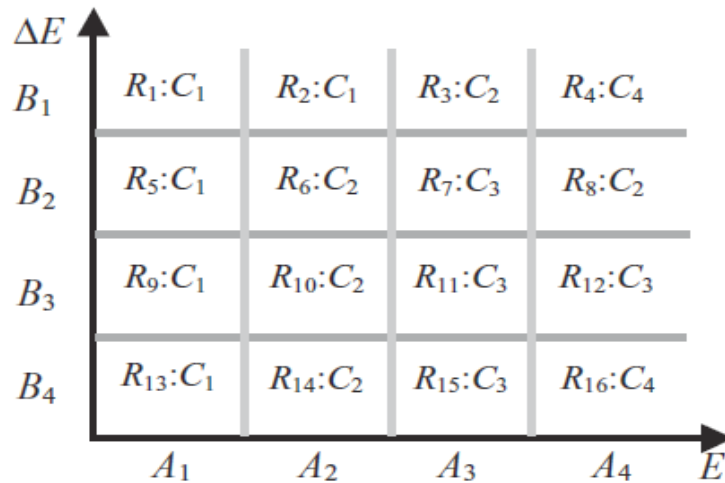


Figure II-14: Partitionnement de l'espace d'entrée flou.

Par exemple, l'erreur et le changement d'erreur et la position de la vanne d'un CLF de type PD peuvent être divisé en quatre partitions (c'est-à-dire partitionné en quatre ensembles flous) comme:

Erreur $E = \{A_1, A_2, A_3, A_4\}$

Changement d'erreur $\Delta E = \{B_1, B_2, B_3, B_4\}$

Position de la vanne $U = \{C_1, C_2, C_3, C_4\}$

Où E , ΔE et U sont l'univers du discours pour l'erreur, le changement d'erreur et la position de la valve, respectivement. La n ième règle pour le système à sortie unique à deux entrées est

$$R_n: \text{si}(e \text{ est } A_i) \text{ et } (\Delta e \text{ est } B_j) \text{ alors } (u \text{ est } C_k) \quad (II-21)$$

Où

R_n , $n = 1, 2, \dots, 16$, est la n ième règle floue.

A_i , B_j et C_k , $i = 1, 2, \dots, 4$, $j = 1, 2, \dots, 4$ et $k = 1, 2, \dots, 4$, sont des ensembles flous primaires. Il y a 16 règles obtenues de ce partitionnement uniforme. Initialement, les règles floues sont basées sur les données d'entrée/sortie et ces règles sont affinées par essais et erreurs. [20].

II.5.2 Types de contrôleur flou :

Un contrôleur flou peut être construit en utilisant e , Δe et $\sum e$ comme entrées et l'entrée de commande u comme sortie en fonction du type de contrôleur, par exemple type PD, PI ou PID [18].

II.5.2.1 FLC de type P :

L'équation pour un contrôleur conventionnel de type proportionnel (P) est donnée par

$$u = K_p \cdot e(k) \quad (II-22)$$

Où k_p est le coefficient de gain proportionnel. La règle pour un contrôleur de type P est donnée dans forme symbolique

$$\text{si } e \text{ est } A_i, \text{ alors } u \text{ est } B_j \quad (II-23)$$

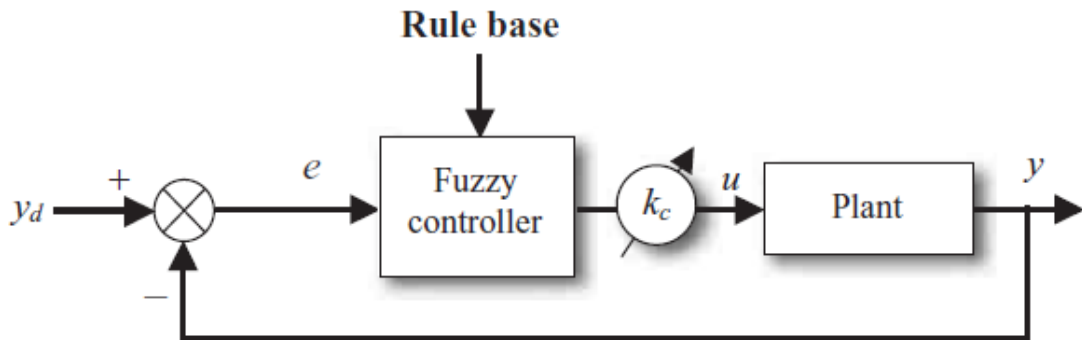


Figure II-15: Schéma fonctionnel d'un CLF de type P avec erreur.

où A_i et B_j , $i, j = 1, 2, \dots, n$, sont les variables linguistiques. La Figure II-15 montre le bloc Schéma d'un contrôleur flou à entrée unique à sortie unique de type P pour une installation. La fonction de la sortie de commande pour un tel système à entrée unique à sortie unique (SISO) est alors une courbe, comme illustré dans la Figure II-16 pour $n = 4$ [18].

II.5.2.2 FLC de type PD :

Un **FLC de type** différentiel proportionnel (PD) conventionnel peut être développé par en utilisant un modèle d'erreur et de changement d'erreur comme

$$u = K_p \cdot e + K_d \cdot \Delta e \quad (II-24)$$

où k_p et k_d sont les coefficients de gain proportionnel et différentiel et e est l'erreur, Δe est le changement d'erreur. Dans ce type de CLF, on suppose qu'aucun modèle mathématique pour le système est disponible sauf deux états, à savoir l'erreur et le changement d'erreur. Seule la sortie y est mesurée à partir du système et l'erreur et le changement d'erreur sont dérivés. L'erreur et le changement d'erreur sont définis comme

$$e(k) = y_d - y(k) \quad (II-25)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k - 1) \tag{II-26}$$

Où y_d est la sortie souhaitée et $y(k)$ est la sortie réelle. La Figure II-17 montre le schéma fonctionnel d'un CLF de type PD avec erreur et changement d'erreur en entrée.

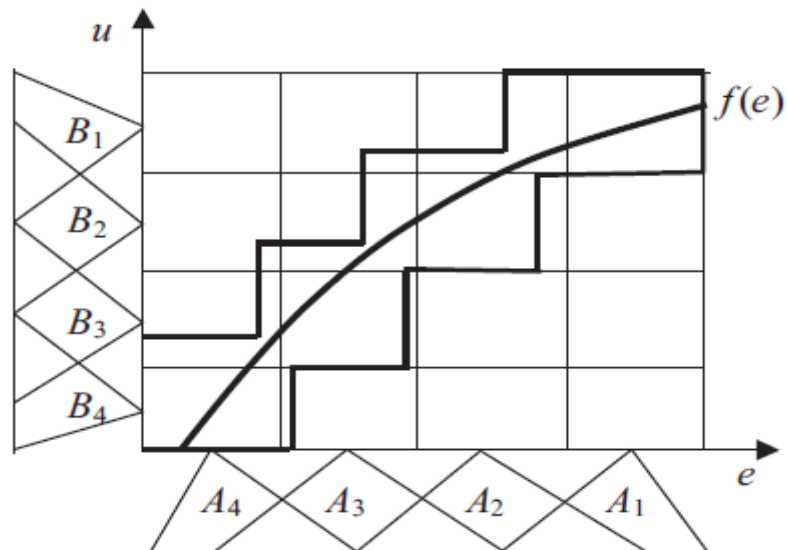


Figure II-16 :: Fonction de la sortie de commande pour les systèmes SISO.

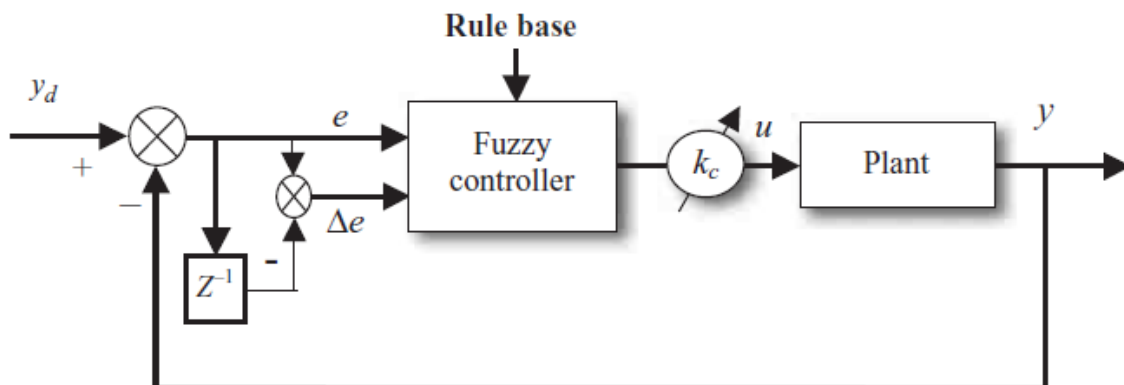


Figure II-17 :: Schéma fonctionnel d'un CLF de type PD.

Le CLF se compose de règles de la forme :

$$\text{si } e \text{ est } A_i \text{ et } \Delta e \text{ est } B_j \text{ alors } u \text{ est } C_k \tag{II-27}$$

où A_i, B_j et C_k sont les variables linguistiques et $i = 1, \dots, n$, $j = 1, \dots, n$ et $k = 1, \dots, m$

La surface de contrôle d'un système à deux entrées et à sortie unique (MISO) est illustrée à la Figure II-18 où X et Y représentent les entrées et Z représente la sortie du contrôleur. Pour un contrôleur de type PD, X représente l'erreur et Y représente le changement d'erreur. Pour un contrôleur de type PI, X représente une erreur et Y représente la somme des erreurs [18].

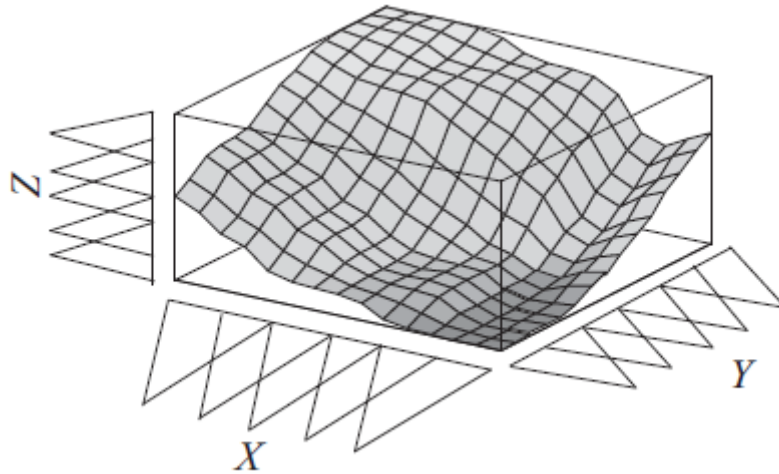


Figure II-18 : : Surface de contrôle d'un système à sortie unique à deux entrées.

II.5.2.3 FLC de type PI :

Un contrôleur conventionnel de type proportionnel-intégral (PI) est décrit comme :

$$u = k_p e + k_i \int e dt \quad (\text{II-28})$$

où k_p et k_i sont les coefficients de gain proportionnel et intégral. Prendre le dérivé par rapport au temps de l'équation (II-28) donne

$$\dot{u} = k_p \cdot \dot{e} + k_i \cdot e \quad (\text{II-29})$$

qui peut être réécrit comme

$$\Delta u = k_p \cdot \Delta e + k_i \cdot e \quad (\text{II-30})$$

Cela donne une équation de contrôleur incrémentielle de type PI. La base de règles CLF de type PI en conséquence se compose de règles de la forme

$$\text{si } e \text{ est } A_i \text{ et } \Delta e \text{ est } B_j \text{ alors } \Delta u \text{ est } C_k \quad (\text{II-31})$$

Dans ce cas, pour obtenir la valeur de la sortie de contrôle $u(k)$, le changement de sortie de contrôle $\Delta u(k)$ est ajouté à $u(k-1)$ de telle sorte que

$$u(k) = \Delta u(k) + u(k-1) \quad (\text{II-32})$$

Une autre façon d'exprimer le contrôleur de type PI est le contrôleur de type PI intégral absolu:

$$u = k_p \cdot e + k_i \cdot \sum e \quad (II-33)$$

Où $\sum e$ est la somme des erreurs, k_p et k_i sont les coefficients de gain proportionnel et intégral. Le CLF absolu de type PI se compose de règles de la forme

$$\text{si } e \text{ est } A_i \text{ et } \sum e \text{ est } B_j \text{ alors } u \text{ est } C_k \quad (II-34)$$

Où A_i , B_j et C_k sont les variables linguistiques. Un schéma de principe du CLF absolu de type PI est illustré à la Figure II-19. Dans ce type, la sortie est mesurée à partir du système et l'erreur et la somme des erreurs est dérivée. [18].

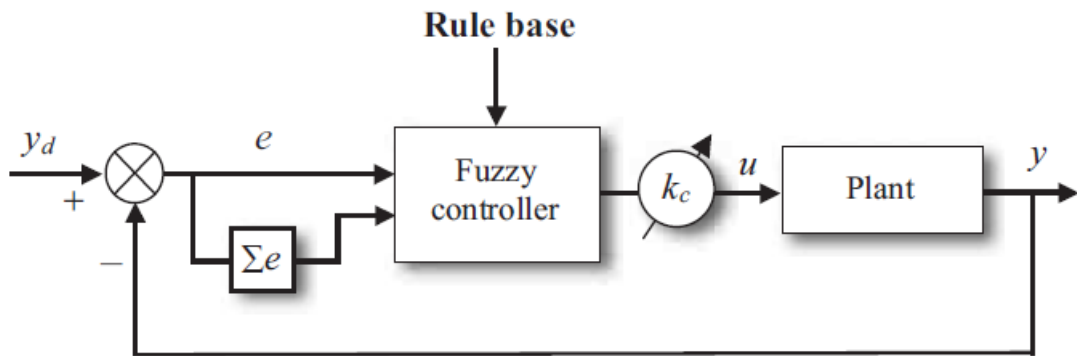


Figure II-19 : Schéma fonctionnel d'un CLF de type PI

II.5.2.4 FLC de type PID :

Une option supplémentaire pour obtenir de meilleures performances en termes de temps de montée, le temps de stabilisation, le dépassement et l'erreur en régime permanent consiste à développer un contrôleur à dérivée proportionnelle intégrale (PID) de type CLF (Figure II-20). L'idée de base d'un contrôleur PID est de choisir la loi de commande en considérant l'erreur e , le changement d'erreur Δe et l'intégrale de l'erreur $\sum e$ (ou $\int_0^t e dt$). Le flou de type PID le contrôleur est décrit par :

$$u_{PID} = K_p \cdot e + K_d \cdot \Delta e + K_i \cdot \int_0^t e \cdot dt \quad (II-35)$$

En remplaçant l'intégrale du terme d'erreur $\int_0^t e dt$ avec la somme du terme d'erreur e , le type PID contrôleur flou en temps discret est décrit par

$$u_{PID} = K_p \cdot e + K_d \cdot \Delta e + K_I \cdot \sum e \quad (II-36)$$

La règle de contrôle flou correspondant au contrôleur PID Figure II-20

$$A_i \text{ et } \Delta e \text{ est } B_j \text{ et } \sum e \text{ est } C_k \text{ alors } u \text{ est } D_l \quad (II-37)$$

Où $i = 1, \dots, n1, j = 1, \dots, n2, k = 1, \dots, n3$ et $l = 1, \dots, m$. Théoriquement, le nombre de règles pour couvrir toutes les combinaisons et variations d'entrée possibles pour un contrôleur est $n1 \times n2 \times n3$, où $n1, n2$ et $n3$ sont le nombre des valeurs linguistiques des trois variables d'entrée. [18].

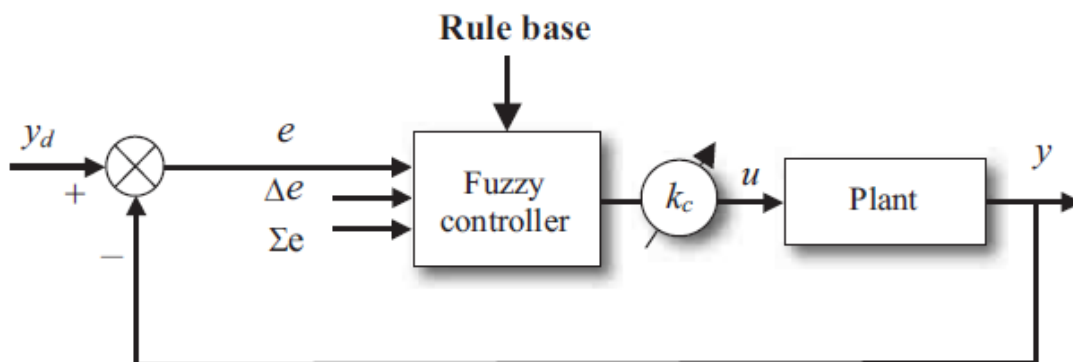


Figure II-20 : Schéma fonctionnel de CLF de type PID

II.6 Conclusion :

La logique floue ouvre des possibilités remarquables de codification des connaissances des experts. Cependant, les applications utilisant la logique floue ne sont pas fondamentalement plus performantes. Elles sont tout simplement plus faciles à réaliser et à utiliser : l'utilisation faite par la logique floue d'expressions du langage courant permet au système flou de rester compréhensible pour les personnes non expertes. C'est ainsi que des machines complexes peuvent devenir plus conviviales à cause de l'utilisation de la logique floue.

Chapitre III:

Application du contrôle au convertisseur Boost

Application du contrôle au convertisseur Boost

III.1 Introduction

Les convertisseurs de puissance DC-DC qui fonctionnent en mode de conduction continue, l'objectif consiste à maintenir la tension de sortie à une valeur de référence désirée en utilisant un rapport cyclique compris dans l'intervalle $[0,1]$ et une valeur du courant de l'inductance strictement positif. La tension de sortie doit suivre la consigne souhaitée, même en présence des perturbations (variations de la charge par exemple) tout en respectant des contraintes sur le rapport cyclique et le courant de l'inductance.

Afin de répondre aux problèmes de régulation et de robustesse, deux techniques de contrôle sont appliqués, le contrôleur PI et le contrôleur flou. La technique de contrôle flou est une technique de contrôle non linéaire, tandis que la technique de contrôle PI est une technique linéaire utilisée pour diverses applications industrielles. Les résultats de simulation d'un convertisseur Boost commandé par un contrôleur PI ou un contrôleur flou sont évalués et comparés dans ce chapitre.

III.2 Choix des éléments du convertisseur Boost

Avant de simuler le convertisseur Boost avec le contrôleur PI ou le contrôleur fuzzy, il faut d'abord déterminer l'inductance (L), la capacité (C) et la charge qui est représenté par une résistance (R) du convertisseur. Par conséquent, le convertisseur Boost doit répondre aux exigences exposé dans le Tableau III-2.

Les principaux paramètres du convertisseur Boost sont regroupés dans le tableau suivant :

La puissance d'entre (P_e)	800 [W]
La tension d'entrée (V_e)	100[V]
La tension sortie (V)	210[V]
La fréquence de découpage (f_c)	50[kHz]
Le taux d'ondulation courant (ΔI)	0.5 [A]
Le taux d'ondulation de tension (ΔV)	10 [V]

Tableau III-1: les paramètres du convertisseur Boost.

III.2.1 Calcul de la Résistance de charge R

Appliquant le principe de la conservation de la puissance d'entrée est égale à la puissance de sortie, en déduit le courant dans la charge :

$$P_e = P = VI \Rightarrow I = \frac{P}{V} = 3,809 [A] \quad (III-1)$$

Le courant dans la charge ne doit pas excéder 3,809[A], alors on peut écrire :

$$V = RI \Rightarrow R = \frac{V}{I} \approx 55 [\Omega] \quad (III-2)$$

III.2.2 Calcul de l'inductance L

Avant de calcul la valeur de l'inductance il faut déterminer la valeur du rapport cyclique d , d'après l'équation.(III-3). L'inductance est donnée par l'équation (III-4)

$$d = 1 - \frac{V_e}{V} = 0.5238 \Rightarrow d = 52.38\% \quad (III-3)$$

$$L = \frac{V_e}{2\Delta I} dT_c = 0.001 [H] \quad (III-4)$$

Avec $T_c = 1/f_c$

III.2.3 Calcul de la capacité C

Après avoir calculé la résistance et en appliquant l'équation(III-5) la valeur de la capacité est déduite

$$C = \frac{V_e}{2R\Delta V} dT_c = 1.9 \cdot 10^{-5} F \quad (III-5)$$

Ainsi les paramètres du Boost calculés, on calcule les valeurs de la fonction de transfert des convertisseurs Boost mode de fonctionnement MCC équation (III-6)

Les principales grandeurs de la fonction de transfert tension de commande/ tension sortie convertisseur Boost sont résumées dans le Tableau III-2

$$G_{vd} = G_{do} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2\right)} \quad (III-6)$$

Convertisseur	G_{vo}	G_{do}	w_o	Q	w_z
Boost	2.1	441	$3.3748 \cdot 10^3$	3.5 355	$1.19329 \cdot 10^4$

Tableau III-2 : paramètres de la fonction de transfert tension/ contrôle du convertisseur

Boost.

Le diagramme de Nyquist illustré dans la Figure III-1 de la fonction de transfert contrôle/ tension de sortie (Gvd) montre le comportement fréquentiel du système boucle ouverte. Le système est instable avec une marge de gain $kc = -53.7$ à la fréquence de coupure $w_c = 4.58 \cdot 10^3$ rad/s. A partir des valeurs récupérées de la Figure III-1 et en utilisant le Tableau I-2 les paramètres du contrôleur PI peuvent être déduites.

La réponse à un échelon unitaire de la fonction de transfert Gvd en boucle ouverte Figure III-2 (A) montre la tension de sortie qui tend à l'infini, donc le système est instable. Après l'ajout du régulateur le système devient stable et le comportement de la fonction de transfert Gvd boucle fermée est illustré à la Figure III-2 (B). L'utilisation de la méthode de Ziegler-nichols nous a permis de trouver les paramètres de contrôleur PI comme suit : $k_p = 8.2657 \cdot 10^{-4}$ et $k_I = 3.6364$.

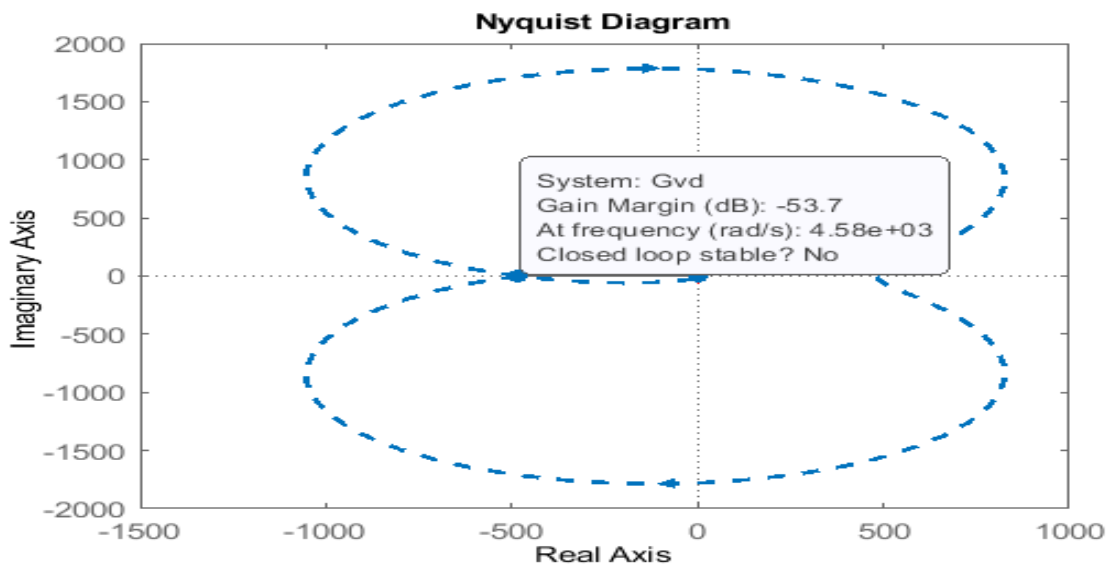


Figure III-1 : Diagramme de Nyquist.

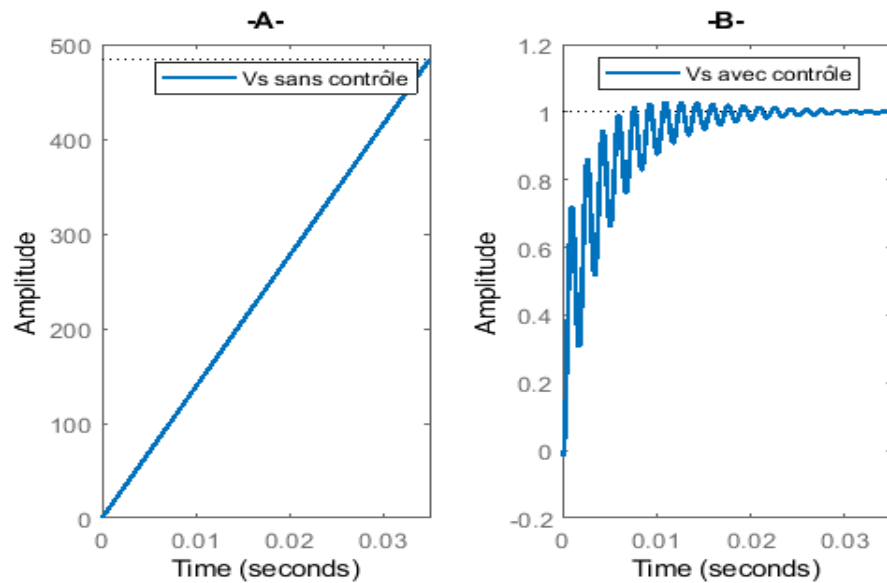


Figure III-2: Repense à un échelon unitaire de la fonction de transfert.
A- sans régulation PI. B- avec régulateur PI

III.3 Convertisseur Boost avec régulateur PI

La réalisation du convertisseur Boost avec contrôleur de tension PI sous Matlab-Simulink est illustrée sur la figure suivante :

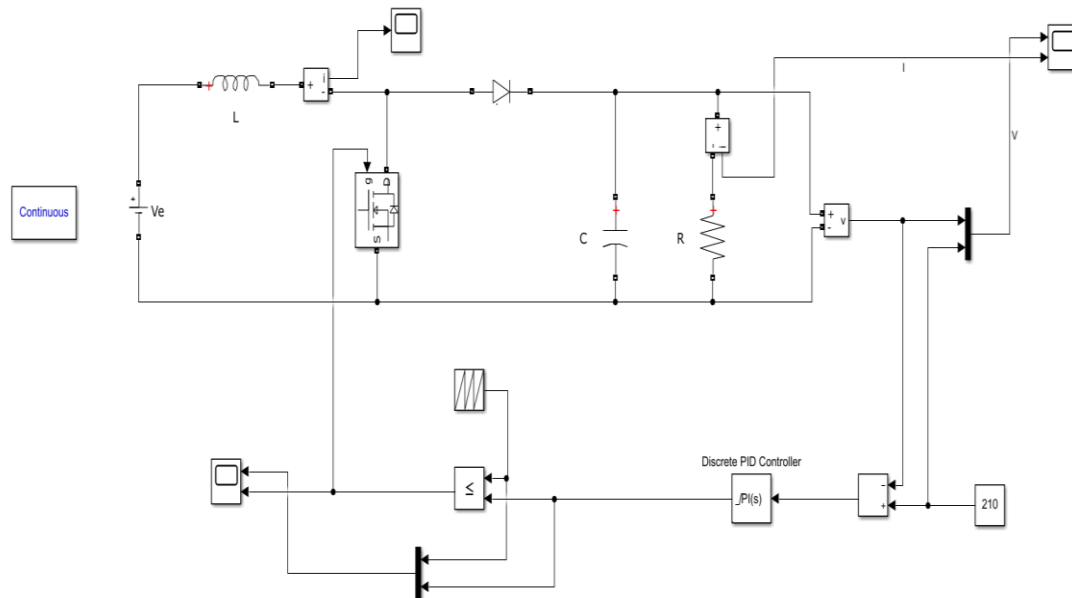
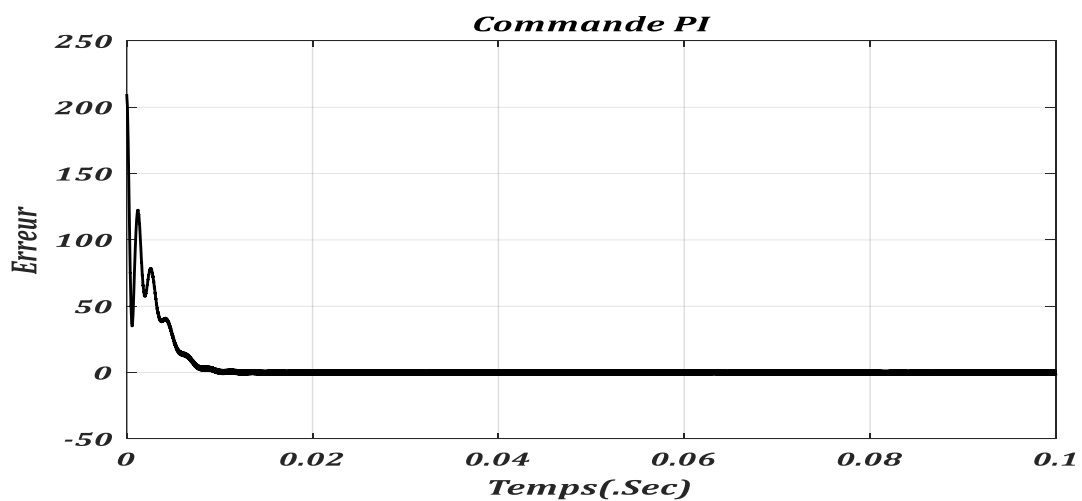
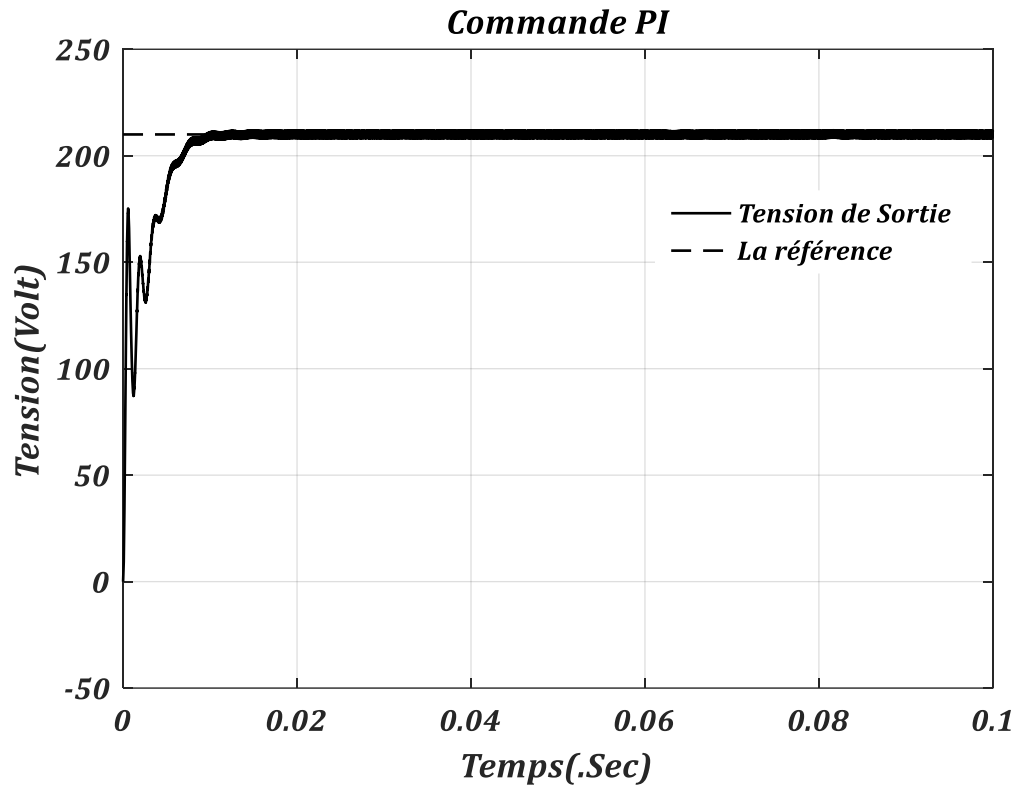


Figure III-3: Modèle du convertisseur Boost avec régulateur PI.

La tension obtenue après simulation du convertisseur est stable, présente un temps de monté d'un peu près 0.01s, le système n'a pas de dépassement est suit parfaitement la tension de

référence 210 V Figure III-4 avec des petites ondulations au départ. L'erreur entre la tension de sortie et la référence est quasiment nulle Figure III-5 Le courant possède les même caractéristique dynamique est-il est stable à 4.2 (A) Figure III-6



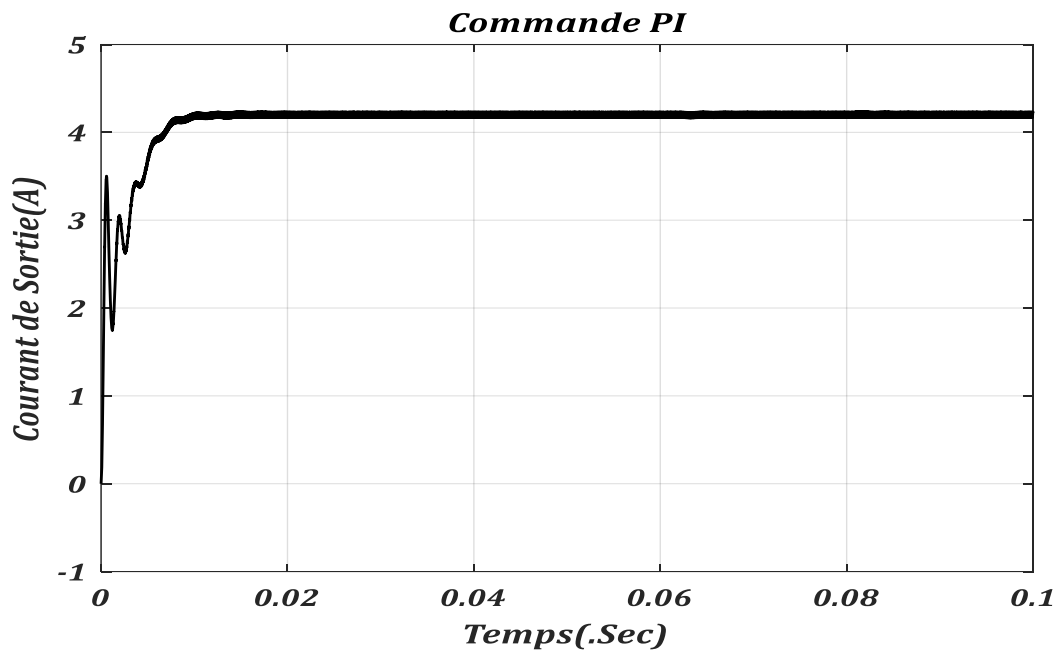


Figure III-6 : Contrôle de courant avec régulateur PI.

III.4 Convertisseur Boost avec contrôleur flou

La réalisation du convertisseur Boost avec contrôleur de tension flou sous Matlab-Simulink est illustrée sur la figure suivante :

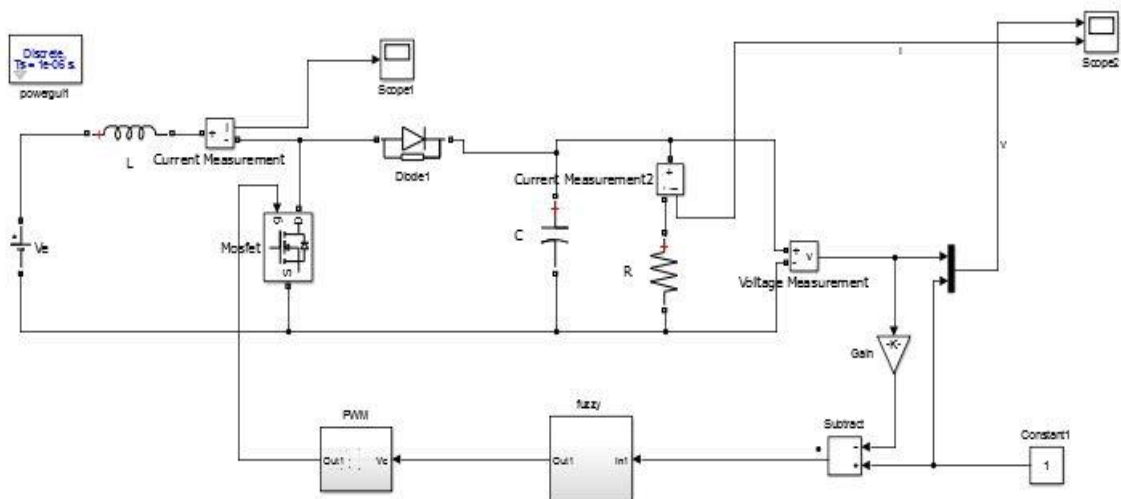


Figure III-7: Modèle du convertisseur Boost avec régulateur flou

III.4.1 Le contrôleur flou

Le régulateur flou proposé est basé sur le principe de control flou Mamdani, ou le ET est le min, le OU est le max, l'implication et le min, l'agrégation est le max et utilise le centre de gravité pour la defuzzification Figure III-8.

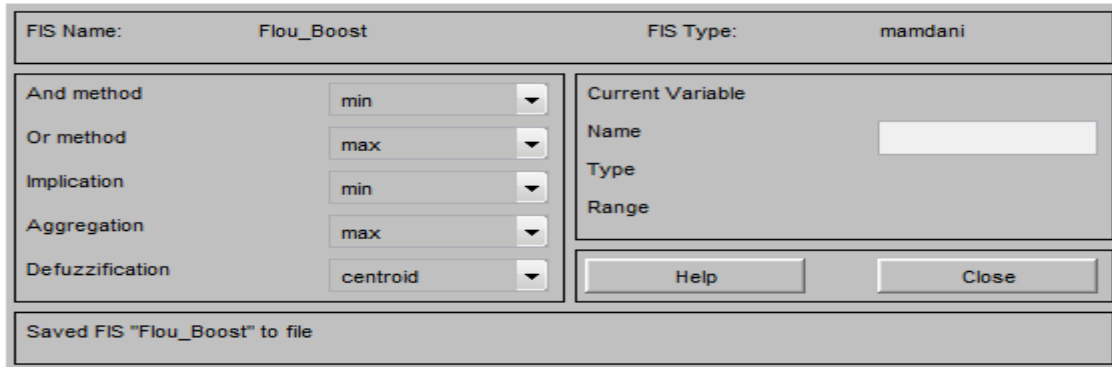
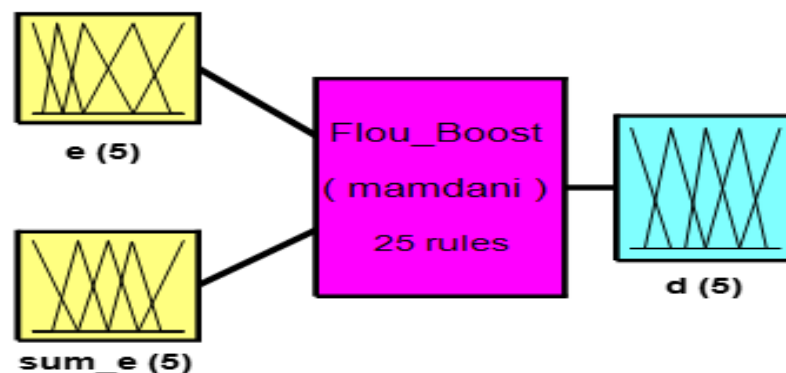


Figure III-8 : caractéristique du contrôleur flou

La Figure III-9 présente la structure du contrôleur flou avec :

- Deux variables d'entrées :
 1. **e** : l'erreur avec cinq fonctions d'appartenances triangulaire
 2. **sum(e)**: la somme d'erreur avec cinq fonctions d'appartenances triangulaire
- une variable de sortie :
 1. **d** : le rapport cyclique avec cinq fonctions d'appartenances triangulaire



System Flou_BOOST : 2 input, 1 outputs, 25 rules

Figure III-9 : Le système de contrôleur flou.

Les fonctions d'appartenances sont les fonctions qui expriment les degrés d'appartenances des grandeurs aux variables linguistiques. Pour chaque variable d'entrée l'univers de discours est divisé en cinq fonctions d'appartenances floues notées comme suit:

Les sous-ensembles **NB** : NégatifBig, **NS**: négatif Small, **ZO**: Zéro, **PS**: Positif Small et **PB** pour Positif Big

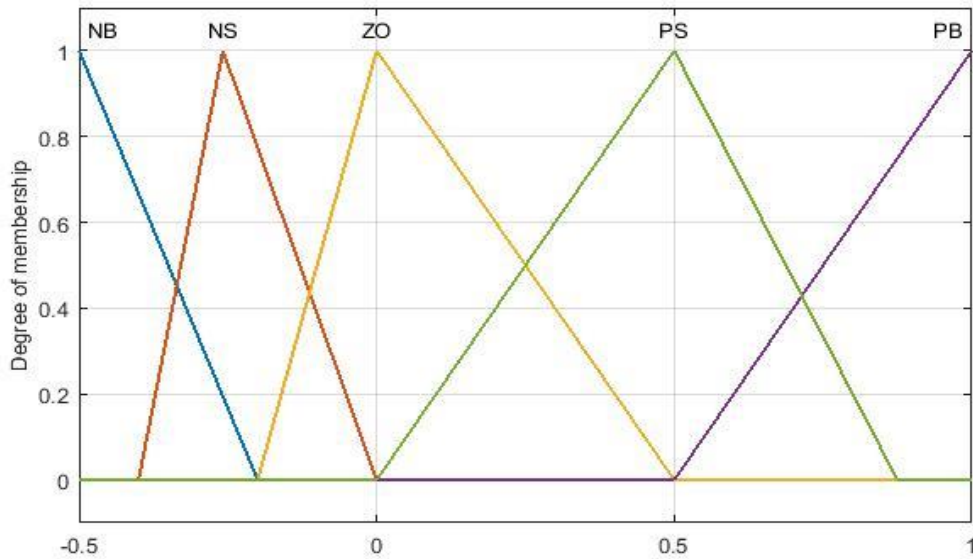


Figure III-10: Fonction d'appartenance pour l'entrée 'e'.

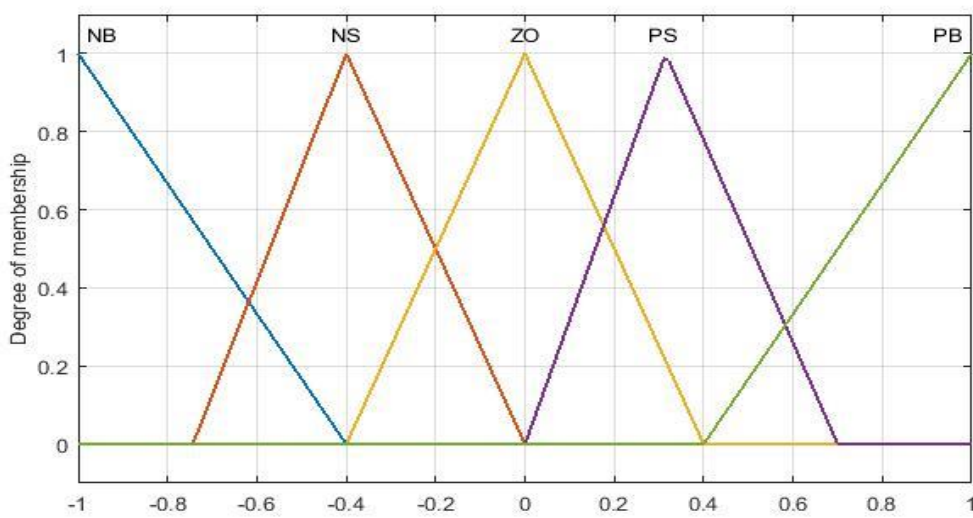


Figure III-11: Fonction d'appartenance pour l'entrée 'sum_e'.

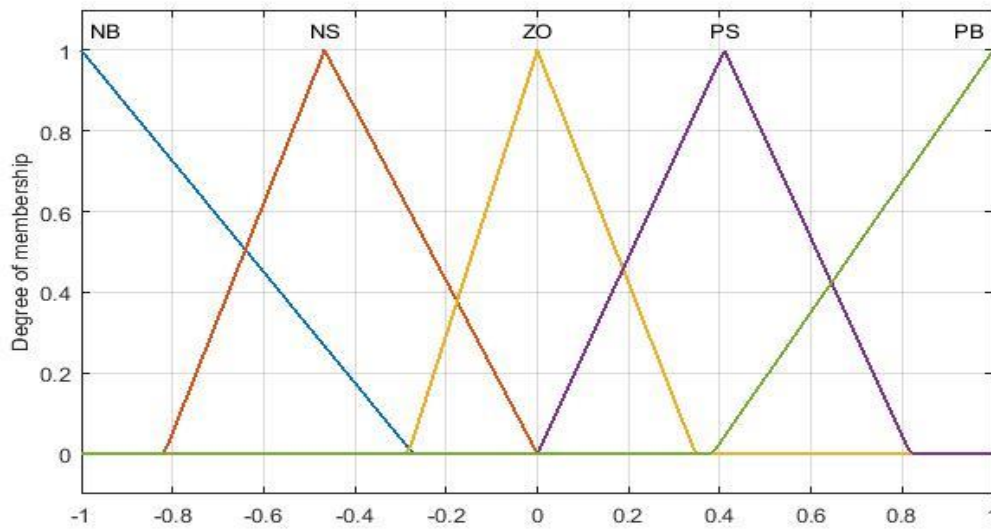


Figure III-12: Fonction d'appartenance pour la sortie 'd'.

Maintenant que les fonctions d'appartenance sont créées, il faut leur associer les règles d'inférences. Dans cette phase nous allons construire les règles pour estimer le comportement de la tension de sortie, pour chacune des combinaisons des variables d'entrées, une action sur les variables de sortie est associée.

Le tableau suivant illustre les règles proposées :

E sum_e	NB	NS	ZO	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	ZO
NS	NB	NB	NS	ZO	PS
ZO	NB	NS	ZO	PS	PB
PS	NS	ZO	PS	PB	PB
PB	ZO	PS	PB	PB	PB

Tableau III-3 : Règles d'inférences.

L'introduction des règles dans Matlab se fait à l'aide de l'éditeur de réglé Figure III-13. Matlab nous offre la possibilité de voir l'interaction des règles entre elles en fonction de l'état des entrées et de la sortie dans l'interface graphique d'observation des règles Figure III-14. Une autre alternance au observateur des règles et de tracer la surface des règles Figure III-15. Ces outils de création des systèmes flous nous permettent de voir le résultat obtenu directement sans passer par des calculs fastidieux.

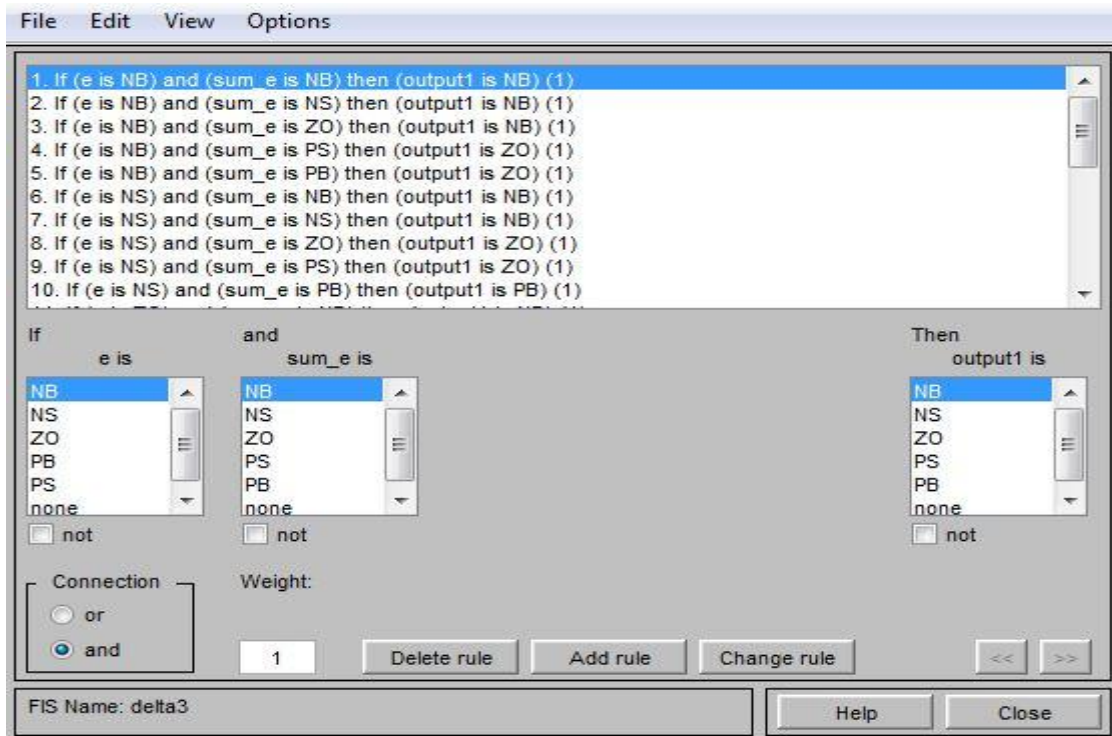


Figure III-13: Editeur de règles d'inférence Matlab.

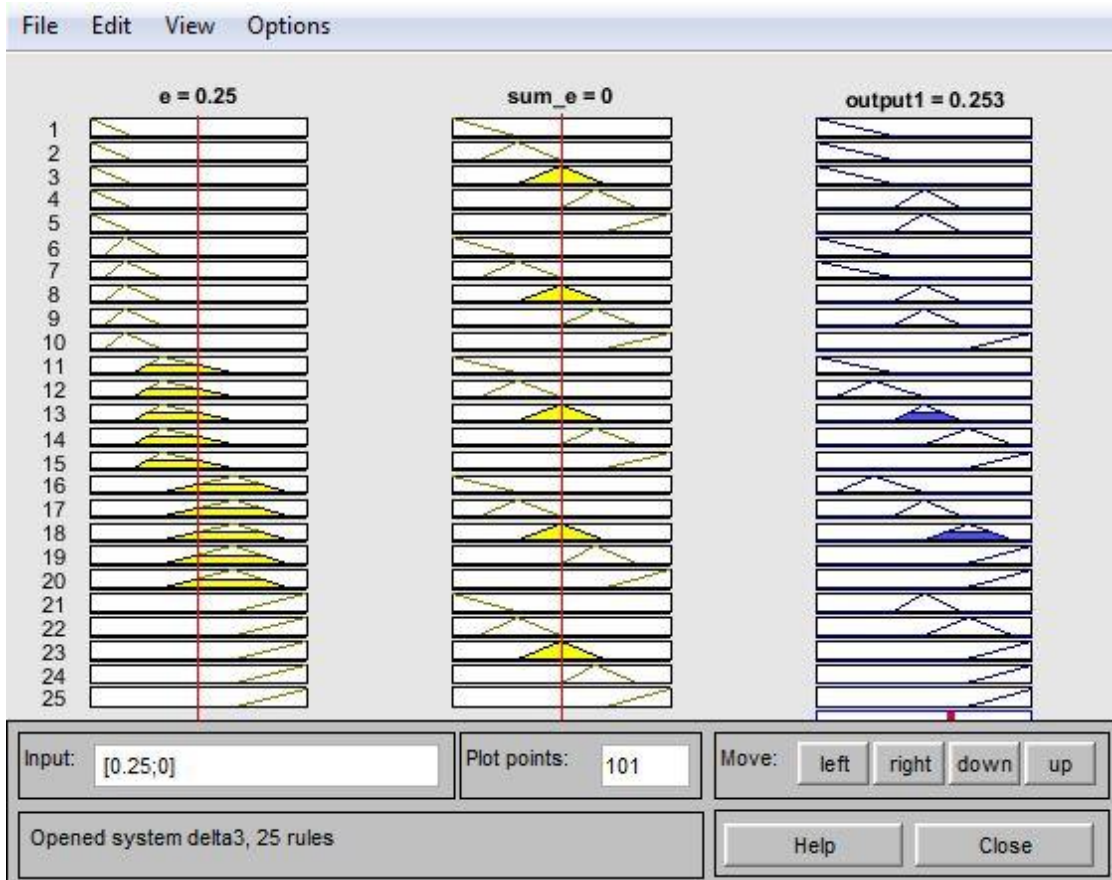


Figure III-14: Observateur de règles.

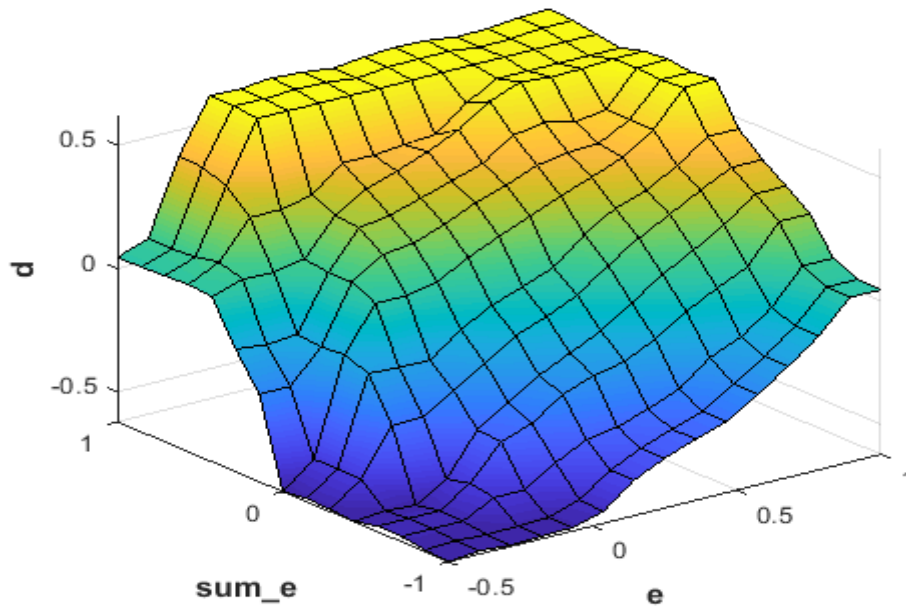


Figure III-15: La surface des règles

III.4.2 Résultats du contrôleur flou

La simulation convertisseur Boost montre dans la Figure III-16:une réponse très forte en terme de rapidité, stabilité et la précision, le système stabilise à l' instant $t = 0.01$ et le régime transitoirepresquenul avec un certain dépassement qui relativement de l'ordre de 50%. en remarque que la tension de sortie suit parfaitement la tension de référence Figure III-17. L'évolution du courant de charge est présente à la Figure III-18 , ou il est a noté qu'il a le mêmecomportement dynamique que tension

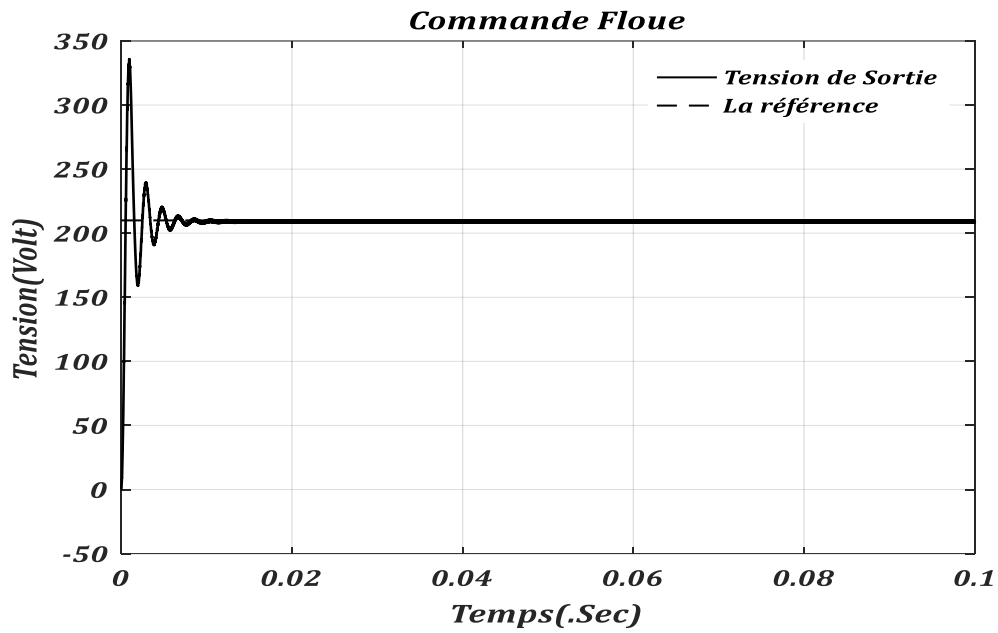


Figure III-16 : Contrôle de tension de sortie avec régulateur flou.

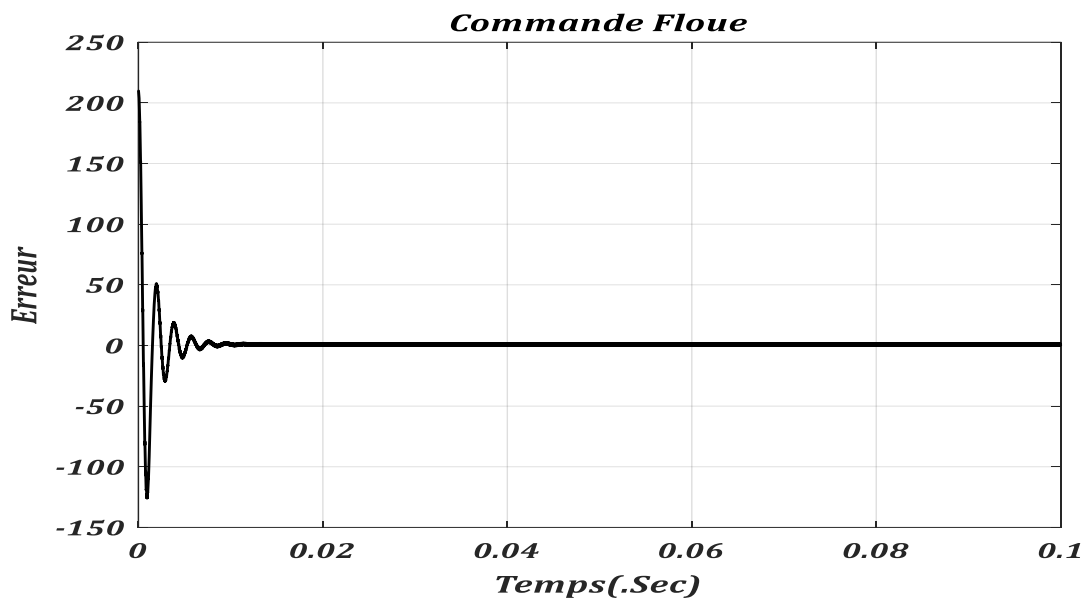


Figure III-17 : L'erreur avec régulateur flou.

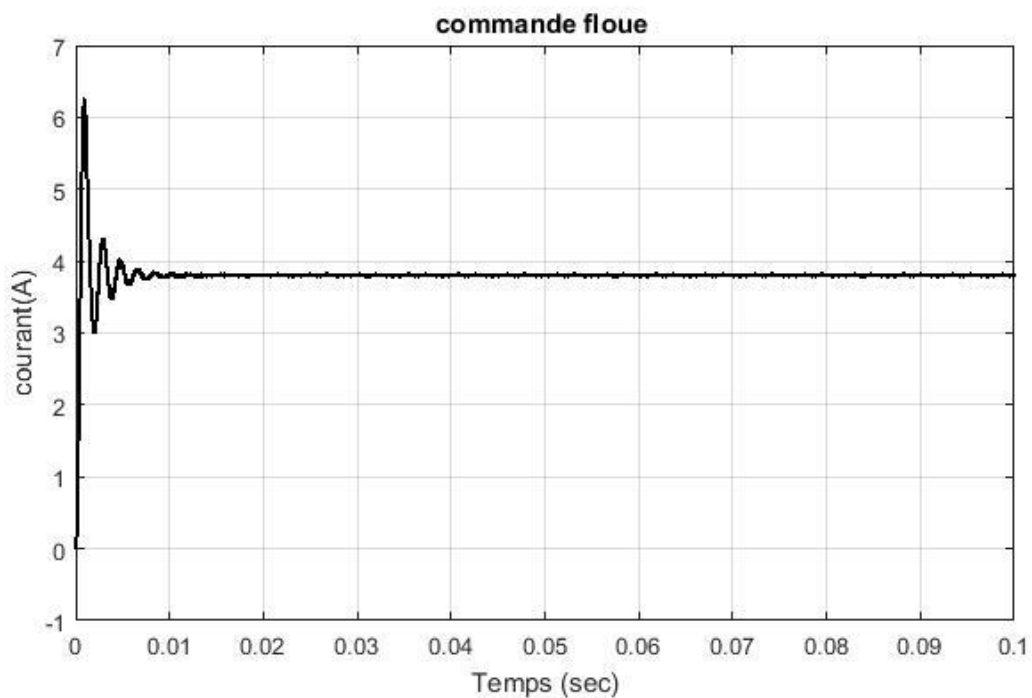


Figure III-18 : Contrôle de courant de sortie avec régulateur flou.

Afin de juger de l'efficacité du contrôleur flou on le soumet à de variation de charge importante. Une augmentation de charge de l'ordre de 20 % à l'instant 0.04 s et puis la charge revient à son état initial à l'instant 0.06 s, et puis une diminution de charge de 20 % à l'instant 0.08 et la charge revient à son état initial à l'instant 0.1 s Figure III-19. Donc le résultat obtenu est très satisfaisant qui montre la performance de régulateur flou avec un temps de réponse et temps de monté très réduit ; dès le moment de la perturbation, le système réagit rapidement pour corriger l'erreur et remettre la tension de sortie à l'état de consigne.

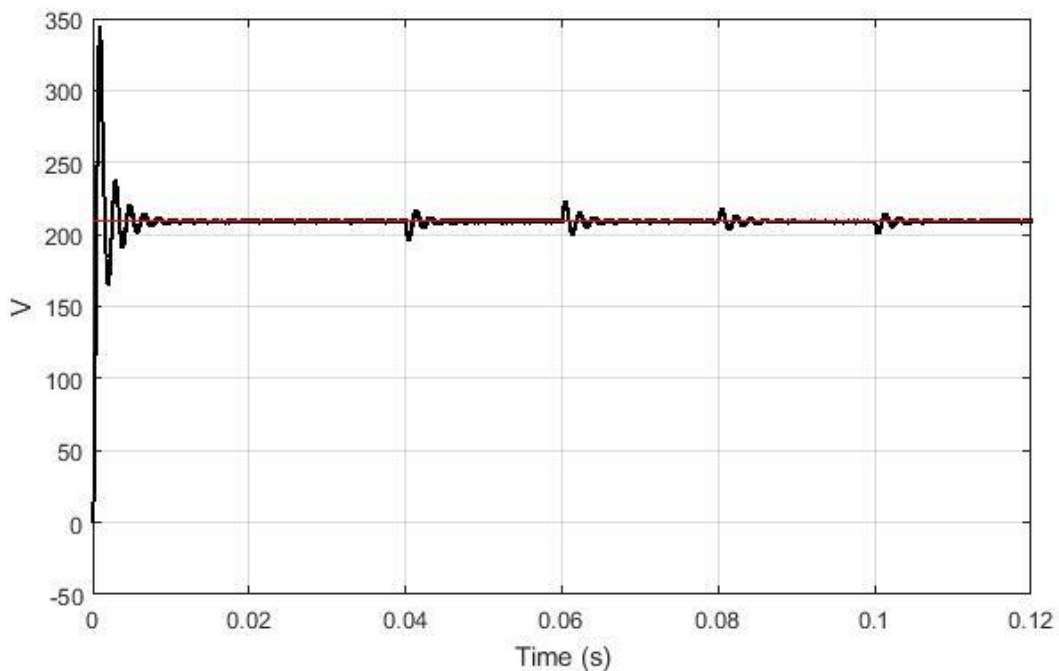


Figure III-19 : Test de variation de la charge.

III.5 Comparaison entre les résultats des deux contrôleurs:

Après avoir implémenté la conception et les paramètres dans le convertisseur Boost, les résultats du contrôleur PI et du flou contrôleur sont comparés.

Pour la conception du contrôleur PI, il y'a différentes procédures mais il ne nécessite pas des modèles mathématiques. Les contrôleurs flous nécessitent plus de réglage que le contrôleur PI, car pour la conception, ils exigent plus de puissance de calcul.

La réponse de stabilisation du contrôleur flou est un peu plus rapide que le contrôleur PI et plus précise Figure III-20 et Figure III-21 avec moins d'ondulation de tension et de courant mais présente un dépassement important, au démarrage le système oscille est se comporte comme un système de deuxième ordre ce qui est recherché généralement.

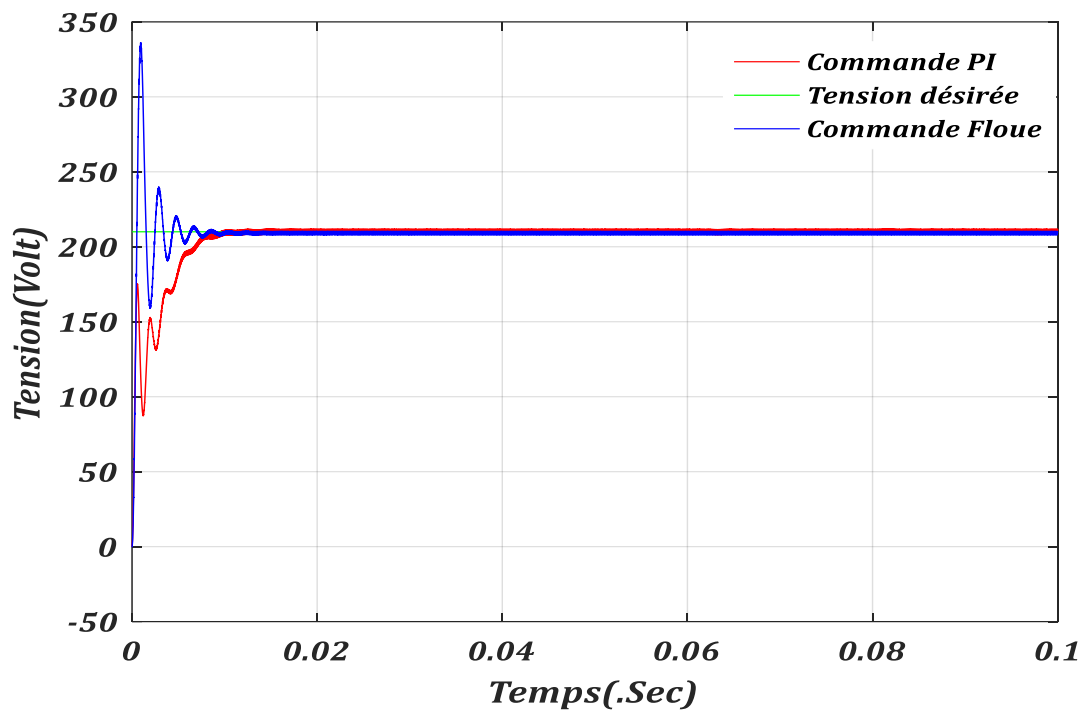


Figure III-20: Comparaison de la tension de sortie des deux contrôleurs

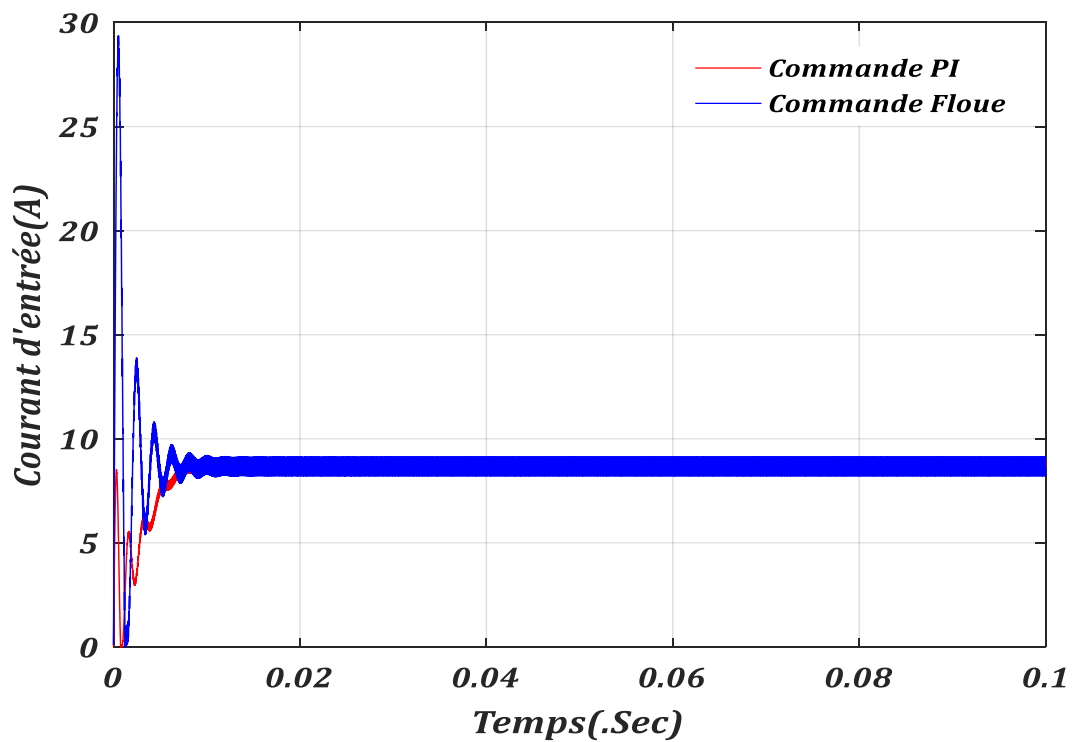


Figure III-21 : Comparaison de courant de la sortie des deux contrôleurs.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la simulation et les résultats obtenus des deux techniques de contrôle, l'efficacité du contrôleur flou en termes de robustesse a été montrée à travers des études en simulation en tenant compte des variations de la charge, des variations au niveau des paramètres du système et des perturbations externes.



Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail mené dans ce mémoire a porté sur la régulation de la tension de sortie du convertisseur de puissance DC-DC (Boost) à modulation de largeur d'impulsions PWM commandé par logique floue.

Nous avons commencé notre travail par la présentation des différentes topologies des convertisseurs DC-DC à savoir : élévateur (Boost), abaisseur (Buck), et abaisseur élévateur (Buck-Boost). Où leurs principes de fonctionnement sont expliqués, après, le précepte de contrôle de tension à l'aide des convertisseurs DC-DC à été présenté en détail. Et puis, nous avons passé au dimensionnement de l'hacheur Boost, afin de calculer les valeurs de ses différents composants spécifique (l'inductance L, la capacité C du condensateur).

Le développement d'un modèle précis de petits signaux du convertisseur Boost fonctionnant en mode de conduction continue, et incluant les résistances internes des éléments nous a permis l'étude des fonctions de transfert du convertisseur Boost. Par conséquent, nous pouvons juger de l'influence des grandeurs perturbatrices sur la tension de sortie. Le modèle obtenu est utilisé pour synthétiser un contrôleur classique PI qui garantit la régulation de la tension de sortie avec les performances souhaitées au tour d'un point de fonctionnement.

Ensuite, nous avons donné quelques rappels théoriques de base sur la logique floue, et puis, nous avons présenté le régulateur flou avec ses différents constituants, ainsi que ses applications dans la commande.

Enfin, à travers la simulation par Matlab/Simulink du modèle de convertisseur Boost nous avons évalué et comparés ces performances à l'aide du contrôleur PI et du contrôleur flou.

Les résultats obtenus lors de la simulation sont très prometteurs. Ceci nous amène à conclure que la commande du contrôleur flou, pour les applications industrielles et surtout pour le réglage de tension de la sortie des convertisseurs, connaîtra sûrement une forte croissance dans les prochaines années.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] : Merabet A/Wehab Et KhoualeneYoughourta, « Commande Par Mode De Glissement D'un Convertisseur Dc/Dc», mémoire de master, Université A.MIRA - Bejaïa, 2013.
- [2] : http://selearn.univ_ouargla.dz2013-2014_courses_TP_ELECTRONIQUE_DE_PUIS_document_Cour_3_Hacheur.pdf.
- [3] : Soltani Ali, « Etude et réalisation d'un hacheur Buck destiné à l'implémentation des commandes à base de DSP », mémoire de master, Université Larbi Ben M'hidi De Oum El Bouaghi ,2016 .
- [4] : GhaniaBoukerche, « Etude et Synthèse d'un Contrôleur PI et Application », mémoire de master, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2017.
- [5] : Touaref Mostefa, « Etude et simulation d'un convertisseur AC/DC type BUCK (Abaisseur de tension) », mémoire de master, Université Mohamed Khider Biskra ,2014.
- [6] : BelfarMouizeddine et SOUALMI Elyamine, « Utilisation D'un Convertisseur Quasi-Resonnant Dans Un Entrainement Electrique Etude Et Simulation », Memoire D'ingenieur, Université De M'sila, 2007.
- [7] : Mohamed MERAH et Mohamed Zakaria KARI, « Conception, simulation et réalisation d'un onduleur assisté (Grid-TieInverter) », mémoire de master, Université Abou BekrBelkaïd de Tlemcen, 2015.
- [8] : Seif Eddine NAFFOUTI, « Dimensionnement et commande d'un hacheur parallèle alimenté par une source photovoltaïque », mémoire D'INGENIEUR, Université de Monastir, 2012.
- [9] : Belkaid Abdelhakim, « Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome », These De Doctorat, Université Ferhat Abbas - Setif1. 2015.
- [10] : ACHOUR Abderraouf, « Analyse et commande d'un hacheur Buck- boost», mémoire de master, Université Mohamed Khider de Biskra, 2018.
- [11] :ERICKSON, Robert W. et MAKSIMOVIC, Dragan. Fundamentals of power electronics.Springer Science & Business Media, 2007.
- [12] : MOHAN, Ned. Power electronics: a first course. Wiley, 2011.
- [13] :Dingyü X, YangQuanC,Derek P. A, Linear Feedback Control Analysis and Design with MATLAB, Society for Industrial and Applied Mathematics Philadelphia, 2007.

- [14] : Ziegler J. G., Nichols N. B. Optimum settings for automatic controllers. Transactionsof the ASME, 1942, 64:759–768.
- [15] : Cahier Technique Schneider n°191/ p.1 n°191. La logique floue. CT 191 éditionmars 1998.
- [16] : Laghouag Ibrahim «Commande par logique floue type -2-appliquée à la machine asynchrone » mémoire de master Universite Mohamed Boudiaf - M'SILA 2016.
- [17] : LATRECHE Mohammed Tahar Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien Mémoire de Magister Université Ferhat Abbas de Sétif.
- [18] : Siddique, Nazmul et ADELI, Hojjat. Computational intelligence: synergies of fuzzylogic, neural networks and évolutionnairecomputing. John Wiley& Sons, 2013.
- [19] : boutayeba Mohamed el amine « commande d'un moteur asynchrone par logique floue sous dspace » mémoire de master Universite Mohamed Boudiaf Oran 2017
- [20]: Czogala, E. and Pedrycz, W. (1981) On identification in fuzzy system and its application in control problem, Fuzzy Sets and Systems.
- [21] : al-basherimohammedabdulelahhuseinseed«commande d'un moteur asynchrone par logique floue sous dspace» mémoire de master universitemohamedboudiaf-d 'oran
- [22] : G.A Capolino «commande numérique vectorielle des machine a courant alternatif alimentées en courant», REG N°5/92, mai 1992
- [21]: Poole, David and Mack Worth, Alan and Goebel, Randy. 1998. ComputationalIntelligence. 1998.

Résumé :

La conception des régulateurs de tension des convertisseurs courant continu/courant (DC-DC) n'est pas une tâche facile pour les électroniciens à cause de la présence de fortes non-linéarités. Il faudrait donc commencer par linéariser le système pour arriver au modèle petit signal et enfin déduire les fonctions de transfert. À partir de ces fonctions de transfert, la boucle de régulation peut être conçue. Ce mémoire détermine les performances du convertisseur élévateur (Boost) à l'aide du contrôleur PI et du contrôleur flou. L'objectif de ce travail de recherche est de mettre au point un régulateur de tension par logique floue pour un convertisseur courant-continu/ courant-continu (hacheur). Le développement du régulateur se fera à l'aide de la boîte d'outils "FUZZY LOGIC" et de MATLAB. Les simulations se feront sur un hacheur élévateur et la commande par logique floue sera réalisée à l'aide de table pré-calculée des fonctions d'appartenance.

Afin de vérifier les résultats d'un contrôleur flou, le contrôleur PI doit également utiliser. Les résultats de simulation du convertisseur élévateur proposé utilisant le contrôle flou sont évalués en comparaison avec les résultats utilisant le contrôleur PI. La comparaison des deux résultats indique que le contrôleur flou est capable d'obtenir une meilleure réponse de stabilisation que le contrôleur PI.

Mots clés: Convertisseur DC/DC, hacheur élévateur (boost), Contrôleur floue, Contrôleur PI.

Abstract:

The design of voltage regulators for direct current / current converters (DC-DC) is not an easy task for electronics engineers due to the presence of strong non-linearities. It would therefore be necessary to start by linearizing the system to arrive at the small signal model and finally to deduce the transfer functions. From these transfer functions, the control loop can be designed. This memory determines the performance of the boost converter using the PI controller and the fuzzy controller. The objective of this research work is to develop a voltage regulator by fuzzy logic for a current-DC / current-DC converter (chopper). The development of the regulator will be done using the "FUZZY LOGIC" toolbox and MATLAB. The simulations will be done on a lifting chopper and the fuzzy logic control will be carried out using a pre-calculated table of membership functions.

In order to verify the results of a fuzzy controller, the PI controller must also use. The simulation results of the proposed boost converter using fuzzy control are evaluated in

comparison with the results using the PI controller. Comparison of the two results indicates that the fuzzy controller is capable of obtaining a better stabilization response than the PI controller.

Keywords: DC / DC converter, boost chopper, Fuzzy controller, PI controller.

ملخص:

إن تصميم منظمات الفولتية لمحولات التيار / التيار المباشر (DC-DC) ليست مهمة سهلة لمهندسي الإلكترونيات بسبب وجود خطوط قوية غير خطية. لذلك سيكون من الضروري البدء بخطية النظام للوصول إلى نموذج الإشارة الصغيرة وأخيرًا استنتاج وظائف التحويل. من وظائف النقل هذه. تحدد هذه الذاكرة أداء محول التعزيز باستخدام جهاز التحكم PI وجهاز التحكم الغامض. الهدف من هذا العمل البحثي هو تطوير منظم الجهد عن طريق المنطق الضبابي لمحول التيار المستمر / التيار المستمر (المروحية). سيتم تطوير المنظم باستخدام صندوق أدوات "FUZZY LOGIC" و MATLAB. سيتم إجراء المحاكاة على مفرمة الرفع وسيتم تنفيذ التحكم المنطقي الغامض باستخدام جدول محسوب مسبقًا لوظائف العضوية.

من أجل التحقق من نتائج وحدة تحكم غامض ، يجب أيضًا استخدام وحدة تحكم PI يتم تقييم نتائج المحاكاة لمحول التعزيز المقترح باستخدام التحكم الغامض مقارنة بالنتائج باستخدام جهاز التحكم PI. تشير مقارنة النتائج إلى أن جهاز التحكم الغامض قادر على الحصول على استجابة استقرار أفضل من جهاز التحكم PI .

الكلمات الرئيسية: المحول DC/DC، محول Boost، وحدة تحكم غامض ، وحدة تحكم PI.