

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique

Université de Bordj Bou Arréridj
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electromécanique

Filière : Génie électrique
Option : Command des systèmes électriques
Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**Contribution a l'élaboration d'un régulateur par
Mode glissant adapté par logique floue
-Application sur hacheur Boost-**

Présenté par :
AISSA BEZZOU

Proposé et dirigé par :
Dr. Abd Elhalim.KESSAL

Promotion : Juin 2014

Dédicace

De tout mon cœur, je dédie ce travail :

A ma mère, A mon père ;

*A mes frères : Rachid TITIZ (Haroun, nesrine), Hicham fashion , Moussa media
(adam, massi nissa, abed illah);*

A toute ma famille ;

*A toute mes amis (hamza BRI et rabah DRS , khirdine FIS , hakime et
yazide, Boubaker omar, riyad , faride et rafik, mohamad, fares,, zakï suivee et faysel BI,
abdelatif GNC, islam russe , Dr farida, sofiane zabadï, santaoui Cafétéria , haje geant
, tahar suivee, Sant obélie pas FLN,);*

A tous mes collègues en MASTER Commande des systèmes électriques ;

A tous ceux qui ont su être présent quant il le fallait ;

A tous ceux que j'aime ;

A tous ceux qui m'aime ;

Aissa Bezzou

Remerciements

*Nous rendons grâce à dieu qui nous a donné la volonté, l'aide,
La patience et le courage pour accomplir ce modeste de travail. Ce dernier
N'aurait pas vu le jour sans la contribution de plusieurs personnes, tant
Avec leurs conseils qu'avec leurs critiques.*

Nous remercions en particulier :

*Dr. Kassel abdhalim mon encadreur pour ses orientations et
Ses conseils.*

*Tous les enseignants du département d'électromécanique l'Université de
BBA.*

Tout l'effectif du laboratoire d'électromécanique

*Sans oublier les membres de jury d'avoir
Accepter de se porter juge de ce travail.*

Liste des symboles

CCM:	Mode de conduction continue
CDCM:	Mode de conduction discontinue
DC-DC:	Convertisseur continu- continu
FLC:	Fuzzy logic control, commande par logique floue
ΔT :	Rapport cyclique de S.
S:	Interrupteur de l'hacheur (switch).
v_0 :	Tension de sortie
V_{ref} :	Tension de référence.
$e(n)$:	Erreur ($V_{ref} - V_{ref}$).
$\Delta e(n)$:	Variance d'erreur.
V_e :	Tension d'entrée.
L:	Inductance.
R:	Résistance.
I_e :	Courant d'entrée
C:	Condensateur
ΔI_{on} :	Courant du commutateur en état ON
T:	Période de commutation.
$\mu_e(e), \mu_{\Delta e}(\Delta e)$:	Fonction d'appartenance de l'erreur et variance d'erreur
R_{int} :	Résistance de la charge.
R_{prt} :	Résistance de la charge perturbée
MC:	Mode de convergence.
MG:	Mode de glissement.
MRP:	Mode de régime permanent.
S(x):	Surface de glissement.
e(x):	Ecart de la variable à régler.

Liste des symboles

λ_x :	Constante positive qui interprète la bonde passante du contrôle désiré.
r :	Degré relatif.
$V(x)$:	Fonction de LYAPUNV.
$v_{eq}(t)$:	Composante équivalente.
$v_N(t)$:	Composante non linéaire.

Thème : Contribution a l'élaboration d'un régulateur par Mode glissant adapté par logique floue
-Application sur hacheur Boost

Nom :AISSA

prénom :BEZZOU

encadreur : Dr. Abd Elhalim. KESSAL

Résumé

Le présent travail consiste à élaborer des régulateurs avancés afin de contrôler une structure utilisée souvent en électronique de puissance, il s'agit de l'hacheur élévateur (Boost), qui utilise largement dans des différents domaines domestique (alimentation des équipements électronique...) et industriel (Régulation de la tension des bus continue).

Généralement la régulation utilise pour ce type est traditionnelle et basée sur le principe proportionnel, intégrateur et grâce à l'évaluation de l'automatique moderne plusieurs technique peuvent intervenir pour améliorer le caractère dynamique du fonctionnement en cas de perturbations on change de structure interne.

Deux régulateur ont été développe, pour logique floue et par Mode glissant.

Afin d'éliminé le problème de dimensionnent de certaines paramètres du régulateur en mode glissant, un régulateur adaptatif est développe en adaptant le gain du mode glissant par les règles linguistique floue .les résultats des simulations obtenues montrent la robustesse du nouveau régulateur élabore.

Mots clés : commande par logique floue, régulateur adaptatif, commande par mode glissant

Introduction Générale

Grâce aux performances accrues des convertisseurs statiques, de nouveaux champs d'application se sont ouverts. Certains d'entre eux sont très exigeants en termes de performances dynamiques. Nous pouvons citer comme exemples la dépollution de réseaux électriques, l'alimentation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, l'amplification de puissance (audio...), le conditionnement de l'énergie électrique fournit par les panneaux solaires et les batteries de stockage. Pour de telles applications, il faudrait un convertisseur idéal, qui génèrerait une tension (ou un courant) de sortie rigoureusement identique à un signal de référence, à un facteur de proportionnalité près, y compris lorsque ce signal varie rapidement. Le transfert d'énergie entre la source et le récepteur serait alors idéalement contrôlé, la plage de fonctionnement serait la plus large possible. Pour cela, il faudrait être en mesure d'abord d'identifier, grâce à une modélisation adéquate, ces phénomènes indésirables. Ensuite, il est nécessaire d'optimiser la stratégie de commande, de manière à assurer une poursuite du signal de référence la meilleure possible, pour un convertisseur donné, commutant à une fréquence imposée par des limitations technologiques. Dans ce cadre que s'inscrit notre contribution dans ce travail de thèse.

Un convertisseur statique de base est formé essentiellement de deux types de composants : i) électroniques de commutation (interrupteurs) ii) de stockage de l'énergie électrique (inductances, condensateurs). La conversion est effectuée en stockant l'énergie de la source durant une partie de la période de fonctionnement (d'horloge), puis transférée vers la charge pendant le reste de la période d'horloge; et ce grâce à une commande adéquate appliquée au niveau des interrupteurs.

Afin d'assurer les performances désirées de ce transfert, un modèle mathématique du convertisseur permettant la synthèse du contrôleur est nécessaire. Parmi les modèles présentés dans la littérature, celui à petits signaux permet une description linéaire du comportement du convertisseur autour d'un point de fonctionnement. Il présente l'avantage d'être simple, largement utilisé par les ingénieurs dans l'industrie et permet d'exploiter la richesse de la théorie de commande classique. Néanmoins, cette technique de modélisation ne peut pas décrire le comportement du

système en cas d'une variation importante au niveau de ses paramètres. De plus, la prise en compte des non linéarités du convertisseur permet une meilleure description du comportement du convertisseur. Afin de remédier à ces problèmes, d'autres types de modèles ont été utilisés dans la littérature. Parmi ceux-ci, citons le modèle moyen qui est non linéaire, permet de décrire le comportement du convertisseur à l'échelle des basses fréquences.

Concernant la commande des convertisseurs statiques, plusieurs approches ont été développées dans la littérature. Avec le bon dimensionnement des éléments du convertisseur, la commande par rétroaction a été largement adoptée dans l'industrie pour sa simplicité et son faible coût. Néanmoins, l'inconvénient majeur de ce type de contrôleurs est l'apparition de certains phénomènes non linéaires qui rendent l'analyse du comportement du système complexe et altèrent les performances de régulation. Pour résoudre ce problème, d'autres lois de commandes peuvent être utilisées pour avoir de meilleures performances, comme le PID, le mode glissant, la technique, ou d'autres techniques basées sur la fonction de Lyapunov. Cependant, ces stratégies de commande nécessitent la connaissance complète ou partielle du modèle et ne permettent de maintenir les performances de régulation que dans le cas de petites variations des valeurs nominales des éléments du système. Dans le cas de grandes variations, la commande par logique floue peut être une alternative. L'exploitation des connaissances linguistiques, émanant de l'expert humain, décrivant le comportement du système ou la stratégie de commande lui permet d'assurer de meilleures performances et d'accorder de la flexibilité lors de la conception.

Structure du mémoire

Ce mémoire comporte les chapitres suivants :

L'état de l'art des différentes structures des hacheurs est présenté en premier lieu au niveau du premier chapitre.

Le deuxième chapitre tiens en compte les principes de la mode glissant, avec une application sur le hacheur de type boost.

Les différents éléments constituant la commande par commande par logique floue figurent au niveau du troisième chapitre, et toujours sans oublier l'application de ce type de commande sur le convertisseur DC-DC.

Cette partie est suivie par une association des deux techniques de commande (Floue, Glissant) pour remédier quelque problème de dimensionnement.

Une conclusion générale, fait l'objet d'une clôture de ce travail.

CHAPITRE I

État de l'art sur les différentes structures des hacheurs

CHAPITRE I

État de l'art sur les différentes structures des hacheurs

I.1.Introduction :

Le hacheur ou convertisseur continu - continu est un dispositif de l'électronique de puissance mettant en œuvre un ou plusieurs interrupteurs commandés et qui permet de modifier la valeur de la tension d'une source de tension continue avec un rendement élevé. Le découpage se fait à une fréquence élevée. C'est l'analogie, pour les sources de tensions continues, du gradateur utilisé en régime alternatif.

Si la tension délivrée en sortie est inférieure à la tension appliquée en entrée, le hacheur est dit dévolteur (abaisseur ou Buck). Dans le cas contraire, il est dit survolteur (élévateur ou Boost). Il existe des hacheurs capables de travailler des deux manières (Boost-Buck).

On définit le rapport cyclique par :

$$\alpha = \frac{\Delta T}{T} \quad (\text{I.1})$$

Avec : $\begin{cases} \Delta T : \text{dure de commutation} \\ T : \text{période} \end{cases}$

Pour un hacheur dévolteur, le rapport de la tension moyenne de sortie sur la tension d'entrée est égal au rapport cyclique.

Certains hacheurs sont également réversibles : ils peuvent alors fournir de l'énergie à la charge, généralement une machine à courant continu dans ce type d'application, ou bien en prélever ce qui permet de freiner la machine.

Les hacheurs de puissance sont utilisés, par exemple, pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu. Ils présentent un élément essentiel dans les alimentations à découpage.[1]

I.2. Les types des hacheurs :

- Hacheur série (Buck ou down).
- Hacheur parallèle (Boost ou Step-Up)
- Hacheur Buck-Boost ou hacheur a stockage inductive
- Hacheur SEPIC (single ended primary inductor converter)
- Hacheur Flyback

I.2.1 Le hacheur série :

Un convertisseur Buck, ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur.

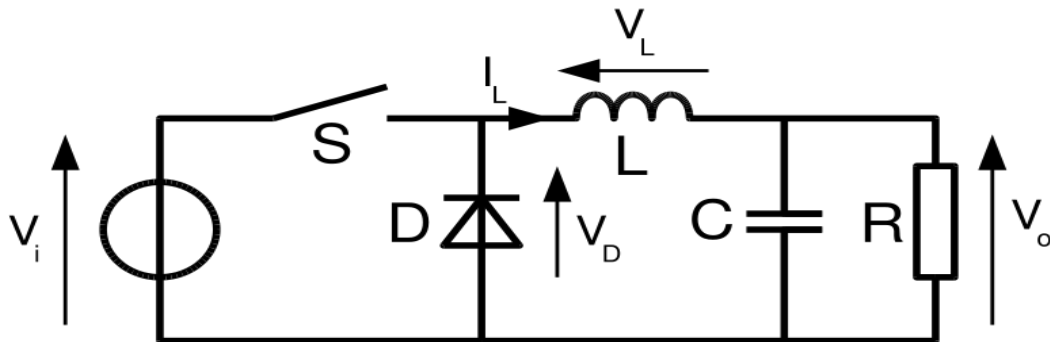


Fig I.1 : Schéma de base d'un convertisseur Buck[2]

I.2.1.1 Domaines d'application :

Ce type de convertisseur est utilisé pour différentes applications telles que:

- Les applications visant l'obtention d'une tension continue fixe (et parfois régulée) à partir d'un générateur de tension continue supérieure.

Exemple :

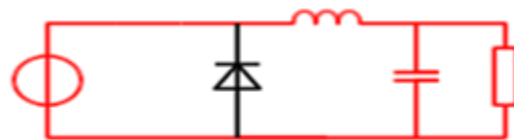
- Conversion des 12-24V fournis par une batterie d'ordinateur portable vers les quelques volts nécessaires au processeur.
- Les applications permettant l'alimentation des moteurs à courant continue

Un convertisseur Buck bien conçu possède un fort rendement (jusqu'à 95 %) et offre la possibilité de réguler la tension de sortie.[2]

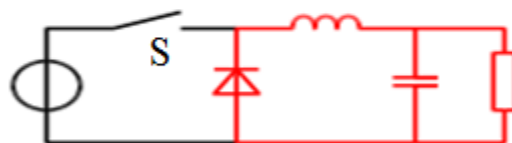
I.2.1.2 Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur S (**Figure I 2**) :

- Dans l'état passant, l'interrupteur S est fermé (**figure I.2-a**), la tension aux bornes de l'inductance vaut $v_L = v_i - v_0$. Le courant traversant l'inductance augmente linéairement. La tension aux bornes de la diode étant négative, aucun courant ne la traverse.
- Dans l'état bloqué, l'interrupteur est ouvert (**figure I 2-b**). La diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance vaut $v_L = v_0$. Le courant traversant l'inductance décroît.[2]



I.2-a



I.2-b

Fig I.2 : Modes Operations d'un convertisseur Buck[2]

I.2.1.3 Mode de Conduction continue (CCM) :

Quand un convertisseur Buck travaille en mode de conduction continue, le courant i_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. La **figure(I.3)** montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur Buck.

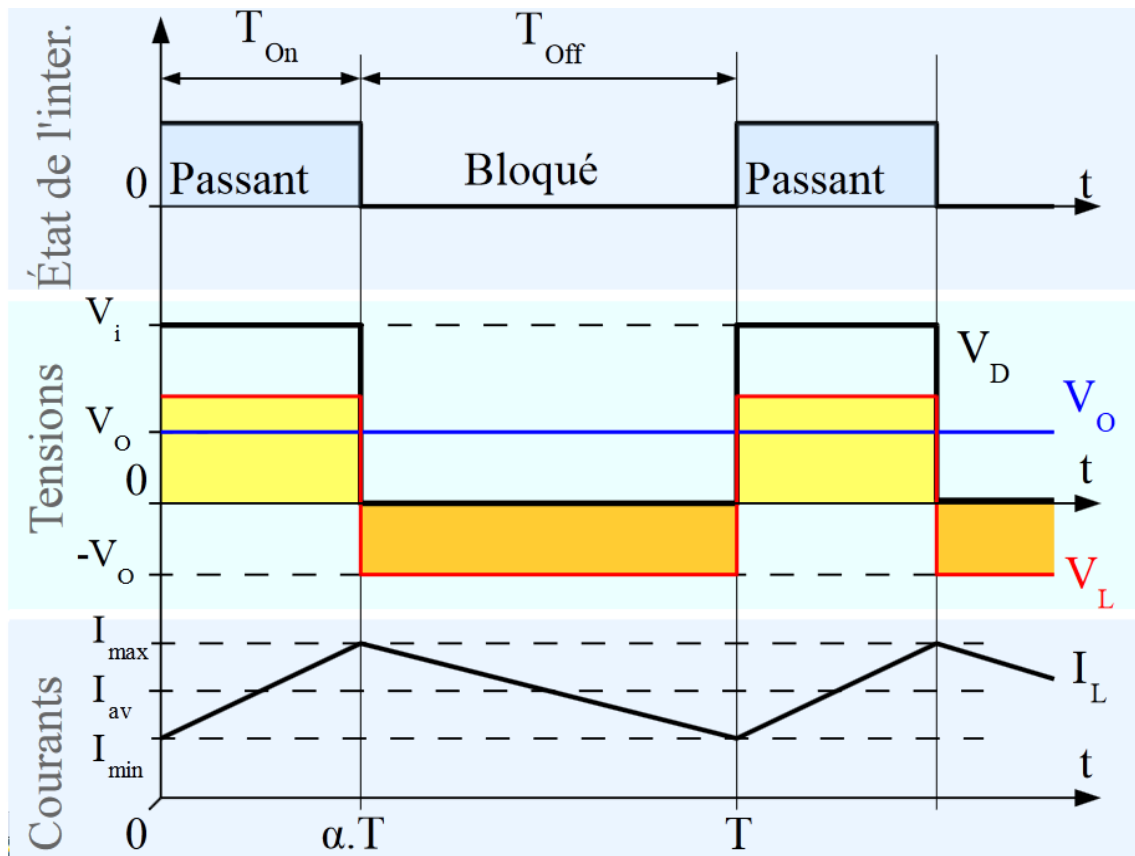


Fig I.3: Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck[2]

Le taux d'accroissement de I_L est donné par :

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{I.2})$$

Avec $v_L = (v_i - v_o)$ pendant l'état passant et (v_o) durant l'état bloqué. Par conséquent, l'augmentation de i_L durant l'état passant est donnée par :

$$\Delta i_{L_{on}} = \int_0^{\alpha T} \frac{di_L}{dt} = \int_0^{\alpha T} \frac{v_L}{L} dt = \frac{(v_i - v_0)\alpha T}{L}$$

De même, la baisse du courant dans l'inductance durant l'état bloqué est donnée par :

$$\Delta i_{L_{off}} = \int_{\alpha T}^T \frac{di_L}{dt} = \int_{\alpha T}^T \frac{v_L}{L} dt = -\frac{v_0(T - \alpha T)}{L}$$

En conséquence, le courant i_L traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$\Delta i_{L_{on}} + \Delta i_{L_{off}} = 0$$

En remplaçant $\Delta i_{L_{on}}$ et $\Delta i_{L_{off}}$ par leur expression, on obtient :

$$\frac{(v_i - v_0)\alpha T}{L} - \frac{v_0(T - \alpha T)}{L} = 0$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante :

$$v_0 = \alpha \cdot v_i \quad (I.3)$$

Grâce à cette équation, on peut voir que la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique. Le rapport cyclique étant compris entre **0** et **1**, la tension de sortie v_0 est toujours inférieure à celle d'entrée. C'est pour cela que on parle parfois de **dévolteur**.

I.2.1.4 Mode de Conduction discontinue(DCM) :

Dans certains cas, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas, le courant traversant l'inducteur s'annule pendant une partie de la période. La seule différence avec le principe de fonctionnement décrit précédemment est que l'inductance est complètement déchargée en début de cycle (les formes d'ondes sur la figure I.4). Bien que faible, la différence entre conduction continue et discontinue a un fort impact sur la formule de la tension de sortie. La tension de sortie peut être calculée de la façon suivante :

On considère toujours que le convertisseur a atteint le régime permanent. L'énergie stockée dans les composants est donc la même en début et en fin de cycle (elle est nulle dans le cas de la conduction discontinue). Cela engendre aussi que la tension moyenne aux bornes de l'inductance (v_L) est nulle. Ceci se traduit sur la figure I.4, par une égalité de l'aire des rectangles jaune et orange :

$$(v_i - v_0)\alpha T - v_0 T \delta = 0$$

On peut en déduire la valeur de δ :

$$\delta = \frac{(v_i - v_0) \alpha}{v_0}$$

En supposant que le condensateur de sortie est suffisamment important pour maintenir la tension de sortie constante pendant un cycle de commutation, le courant de sortie délivré à la charge (i_0) est constant. Cela implique que le courant traversant le condensateur est de valeur moyenne nulle. Par conséquent, nous avons :

$$i_{L_{moy}} = i_0$$

Avec $i_{L_{moy}}$ le courant moyen traversant l'inductance.

Comme on peut le voir sur la **figure I.4**, le courant i_L traversant l'inductance est de forme triangulaire. Par conséquent, la valeur moyenne de i_L peut donc être calculée géométriquement de la façon suivante :

$$i_L = \left(\frac{1}{2} i_{L_{max}} \cdot \alpha \cdot T + \frac{1}{2} i_{L_{max}} \cdot \delta \cdot T \right) \frac{1}{T} = i_{L_{max}} \cdot \frac{(\alpha + \delta)}{2} = i_0$$

Le courant dans l'inductance est nul en début de cycle puis augmente pendant $\alpha \cdot T$ jusqu'à atteindre $i_{L_{max}}$. Cela veut dire que $i_{L_{max}}$ est égale à :

$$i_{L_{max}} = \frac{(v_i - v_0) \alpha T}{L}$$

En remplaçant $i_{L_{max}}$ dans les relations précédentes par son expression, on obtient :

$$i_0 = \frac{(v_i - v_0)\alpha T(\alpha + \delta)}{2L}$$

On remplace δ par son expression :

$$i_0 = \frac{(v_i - v_0)\alpha T(\alpha + \frac{(v_i - v_0)\alpha}{v_0})}{2L}$$

Qui peut se mettre sous la forme :

$$v_0 = v_i \frac{1}{\frac{2L \cdot i_0}{\alpha^2 \cdot v_i \cdot T} + 1}$$

On peut remarque l'expression de la tension de sortie est bien plus compliquée que celle obtenue pour le cas de conduction continue. En effet, la tension de sortie dépend non seulement de la tension d'entrée (v_i) et du rapport cyclique α mais aussi de la valeur de l'inductance (L), de la période de commutation (T) et du courant de sortie (i_0).

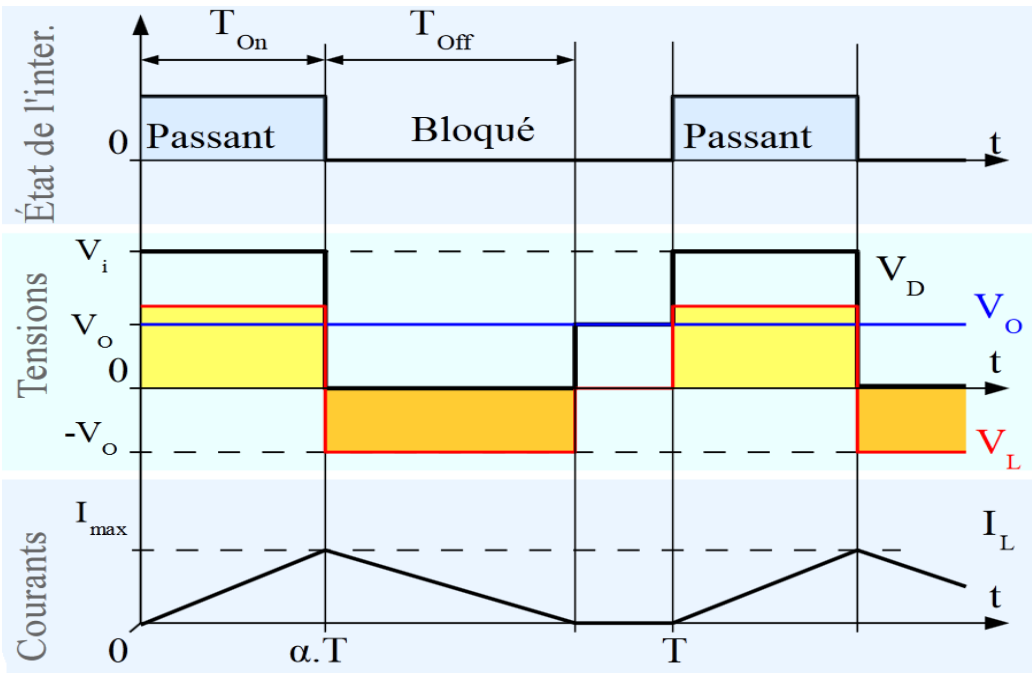


Fig I.4 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en conduction discontinue [2]

I.2.2 Le hacheur parallèle(Boost) :

Un convertisseur Boost (ou Step-Up en anglais), ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur.[3]

I.2.2.1 Domaines d'applications :

On utilise un convertisseur boost lorsqu'on désire augmenter la tension disponible d'une source continue. Les systèmes alimentés par batterie d'accumulateurs utilisent souvent plusieurs accumulateurs en série afin de disposer d'un niveau de tension suffisamment élevé. La place disponible étant souvent limitée, il n'est pas toujours possible de disposer d'un nombre suffisant d'éléments. Un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par les batteries et ainsi diminuer le nombre d'éléments nécessaires pour atteindre le niveau de tension désiré. Les véhicules hybrides ainsi que les systèmes d'éclairage Sont deux exemples typiques d'utilisation des convertisseurs boost.

- Les convertisseurs boost sont utilisés dans des applications de faible puissance comme les systèmes d'éclairage portatifs. Une diode électroluminescente blanche nécessite une tension de 2,7 V à 3,6 V environ pour fonctionner, un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par une pile de 1,5 V afin de réaliser une lampe torche faible consommation.
- Les convertisseurs boost peuvent aussi délivrer des tensions bien plus élevées afin d'alimenter les tubes à cathode froide présents dans le rétro-éclairage des écrans à cristaux liquides ou les flash des appareils photo par exemple.

I.2.2.2 Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement d'un convertisseur Boost peut être divisé en deux phases distinctes selon l'état de l'interrupteur **S** (figure I.5) :

- Une phase d'accumulation d'énergie : lorsque l'interrupteur **S** est fermé (état passant) (figure I.6-a), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode **D** est alors bloquée et la charge est alors déconnectée de l'alimentation.
- Lorsque l'interrupteur est ouvert (figure I.6-b), l'inductance se trouve alors en série avec le générateur et sa f.é.m. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode **D**, le condensateur **C** et la charge **R**. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité.

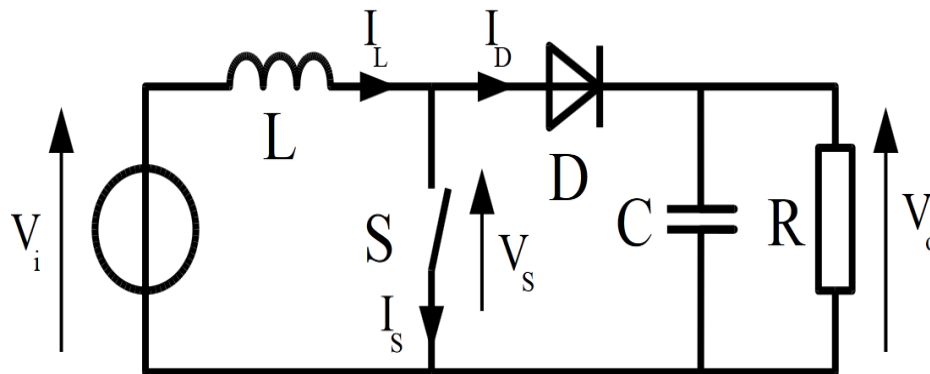


Fig I.5 : schéma de base d'un convertisseur boost[3]

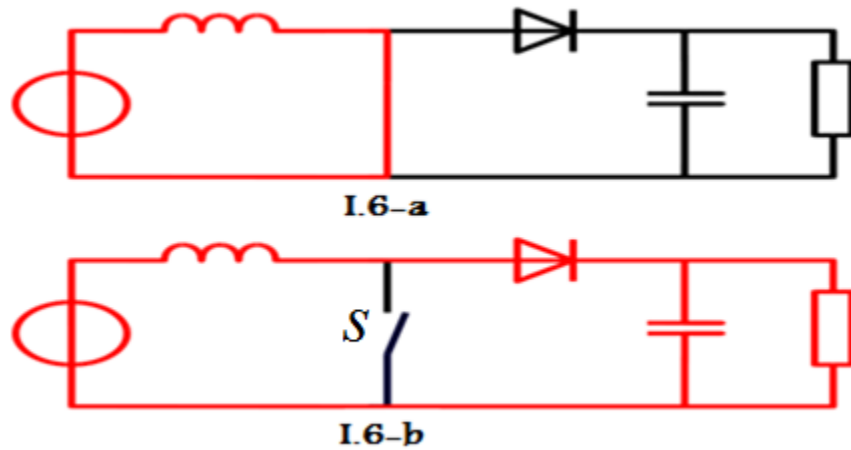


Fig I.6 : États de fonctionnement d'un convertisseur Boost suivant l'état de l'interrupteur S[3]

I.2.2.3 Mode de Conduction continue :

Quand un convertisseur Boost travail en mode de conduction continue, le courant i_L traversant l'inductance ne s'annule pas. La (figure I.7) montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur Boosta en conduction continue .

Durant l'état passant, l'interrupteur S est fermé, entraînant l'augmentation du courant suivant la relation :

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\Delta i_{L_{on}} + \Delta i_{L_{off}} = 0$$

À la fin de l'état passant, le courant i_L a augmenté de :

$$\Delta i_{L_{on}} = \int_0^{\alpha T} di_L = \int_0^{\alpha T} \frac{v_i}{L} dt = \frac{v_i \alpha T}{L}$$

α :Étant le rapport cyclique. Il représente la durée de la période T pendant laquelle l'interrupteur S conduit. α est compris entre 0 (S ne conduit jamais) et 1 (S conduit tout le temps).

Pendant l'état bloqué, l'interrupteur **S** est ouvert, le courant traversant l'inductance circule à travers la charge. Si on considère une chute de tension nulle aux bornes de la diode et un condensateur suffisamment grand pour garder sa tension constante, l'évolution de i_L est :

$$v_i - v_0 = L \frac{di_L}{dt}$$

Par conséquent, la variation de i_L durant l'état bloqué est :

$$\Delta i_{L_{off}} = \int_{\alpha T}^T \frac{di_L}{dt} = \int_{\alpha T}^T \frac{v_i}{L} dt = \frac{(v_i - v_0)(T - \alpha T)}{L} = \frac{(v_i - v_0)(1 - \alpha)T}{L}$$

En conséquence, le courant traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante

$$\Delta i_{L_{on}} + \Delta i_{L_{off}} = 0$$

En remplaçant $\Delta i_{L_{on}}$ et $\Delta i_{L_{off}}$ par leur expression, on obtient :

$$\Delta i_{L_{on}} + \Delta i_{L_{off}} = \frac{v_i \alpha T}{L} + \frac{(v_i - v_0)(1 - \alpha)T}{L} = 0$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante :

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{1}{(1 - \alpha)} \rightarrow v_i = v_0(1 - \alpha) \rightarrow v_0 = \frac{v_i}{(1 - \alpha)}$$

d'entrée

Grâce à cette dernière expression, on remarque que la tension de sortie est toujours supérieure à celle d'entrée (le rapport cyclique variant entre **0** et **1**), qu'elle augmente avec α , et que théoriquement elle peut être infinie lorsque α se rapproche de **1**. C'est pour cela que l'on parle de survolteur.

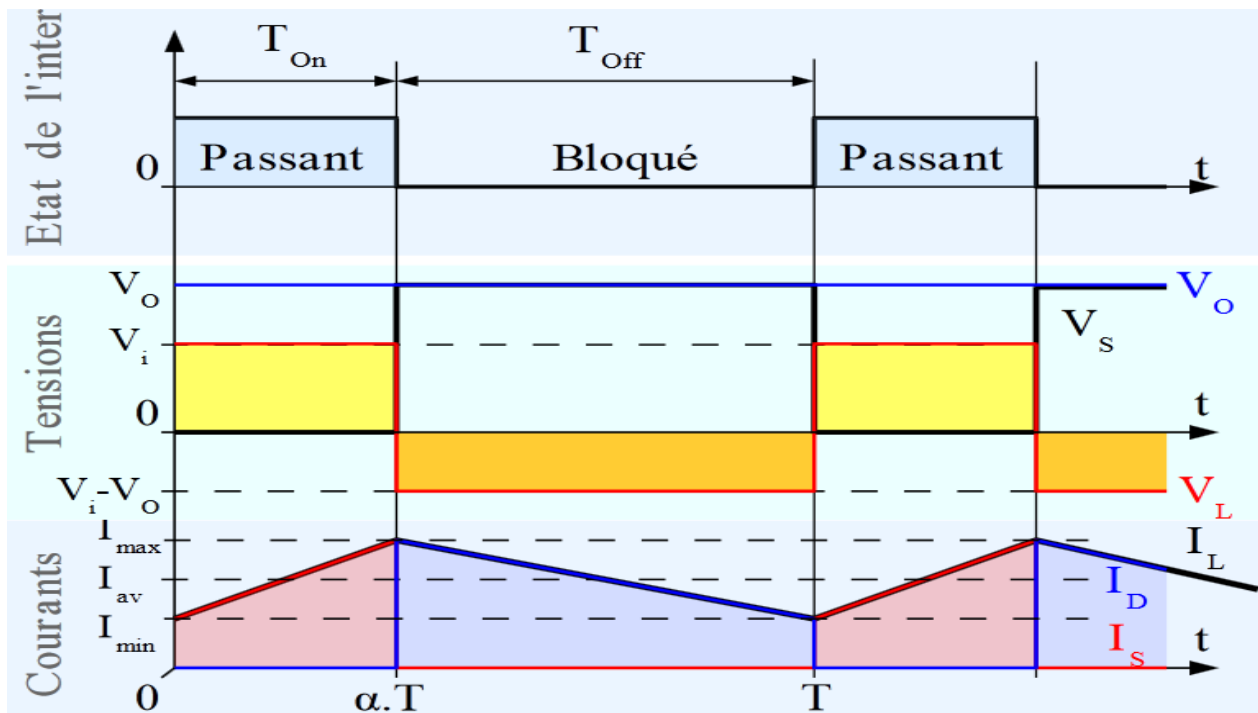


Fig I.7: Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur boost[3]

I.2.2.4 Mode Conduction discontinue :

Dans certains cas, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas, le courant traversant l'inducteur s'annule pendant une partie de la période. La seule différence avec le principe de fonctionnement décrit précédemment, est que l'inductance est complètement déchargée en début de cycle (**figure I.8**). Bien que faible, la différence entre conduction continue et discontinue a un fort impact sur la formule de la tension de sortie. La tension de sortie peut être calculée de la façon suivante :

Comme le courant de l'inductance est nul en début de cycle, son maximum ($t = \alpha T$)

$$i_{L_{max}} = \frac{v_i \cdot \alpha \cdot T}{L}$$

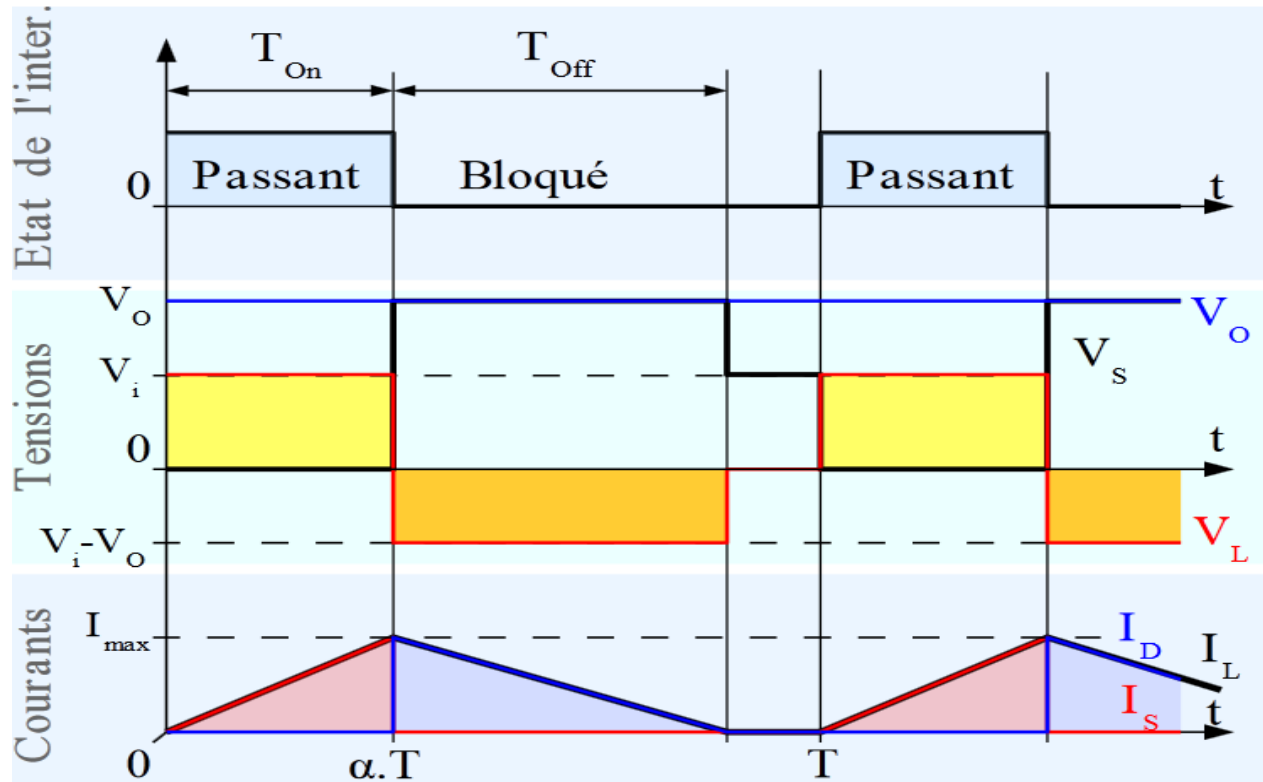


Fig. I.8: formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost en conduction discontinue.[3]

Pendant l'état bloqué, i_L s'annule après $\delta.T$:

$$i_{L_{max}} + \frac{(v_i - v_0) \cdot \delta \cdot T}{L} = 0$$

En utilisant les deux dernières équations, δ vaut :

$$\delta = \frac{v_i \cdot \alpha}{v_0 - v_i}$$

Le courant dans la charge i_0 est égal au courant moyen traversant la diode (i_D). Comme on peut le voir sur la (figure I.8), le courant traversant la diode est égal à celui dans l'inductance pendant l'état bloqué.

Par conséquent, le courant traversant la diode peut être écrit de la façon suivante :

$$i_0 = \frac{v_i \cdot \alpha \cdot T}{2L} \frac{v_i \cdot \alpha}{v_0 - v_i} = \frac{v_i^2 \cdot \alpha^2 \cdot T}{2L(v_0 - v_i)}$$

Par conséquent, le gain de tension en sortie peut être écrit de la façon suivante :

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{v_i \cdot \alpha^2 \cdot T}{2L \cdot I_0} + 1$$

Cette expression est bien plus complexe que celle obtenue lors de l'étude en conduction continue. En conduction discontinue, le gain en tension dépend du rapport cyclique mais aussi de la tension d'entrée, de la valeur de l'inductance et du courant de sortie.

I.2.3 Convertisseur Buck-Boost:

Un convertisseur **Buck-Boost** est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse. Un inconvénient de ce convertisseur est que son interrupteur ne possède pas de borne reliée au zéro, compliquant ainsi sa commande.

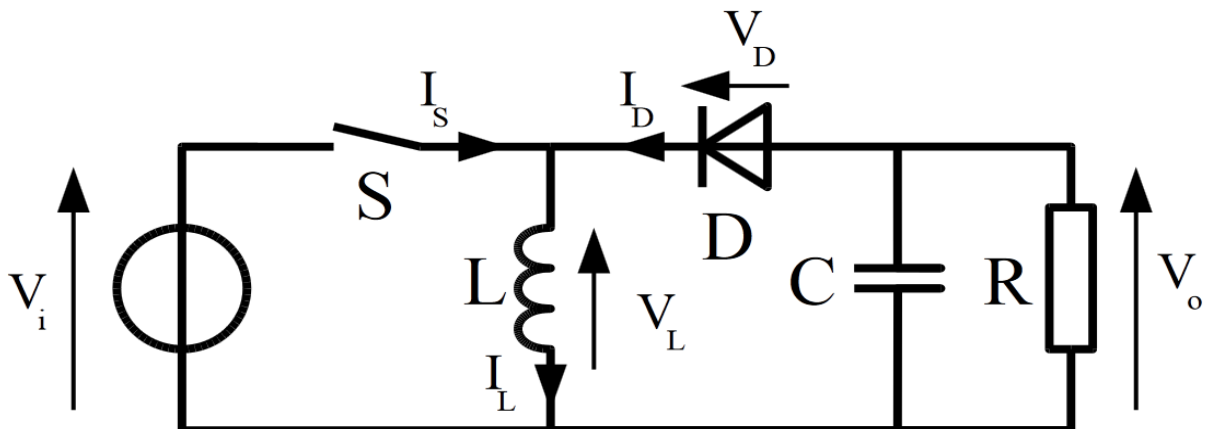


Fig. I.9:Schéma de base d'un convertisseur Buck-Boost [4]

I.2.3.1 Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck-Boosta peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur **S** (**figure I.10**):

- Dans l'état passant, l'interrupteur **S** (**figure I.10-a**) est fermé, conduisant ainsi à une augmentation de l'énergie stockée dans l'inductance.
- Dans l'état bloqué, l'interrupteur **S** est ouvert (**figure I.10-b**). 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 ∞ (pour un convertisseur idéal).[4]

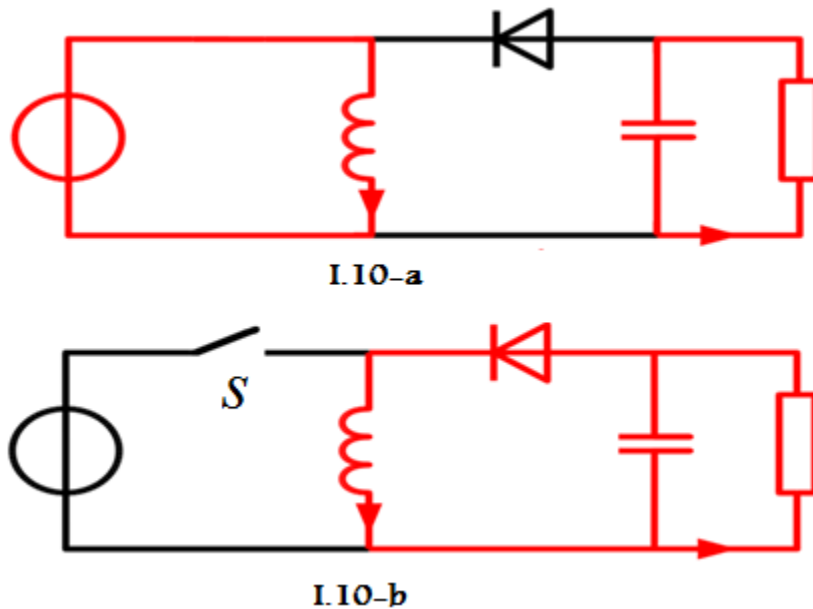


Fig. I.10: Les deux configurations d'un convertisseur Buck-Boosta suivant l'état de l'interrupteur S[4]

I.2.3.2 Mode de Conduction continue:

Quand un convertisseur Buck-Boost travaille en mode de conduction continue, le courant i_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. La (**figure I.11**) montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur Boost.

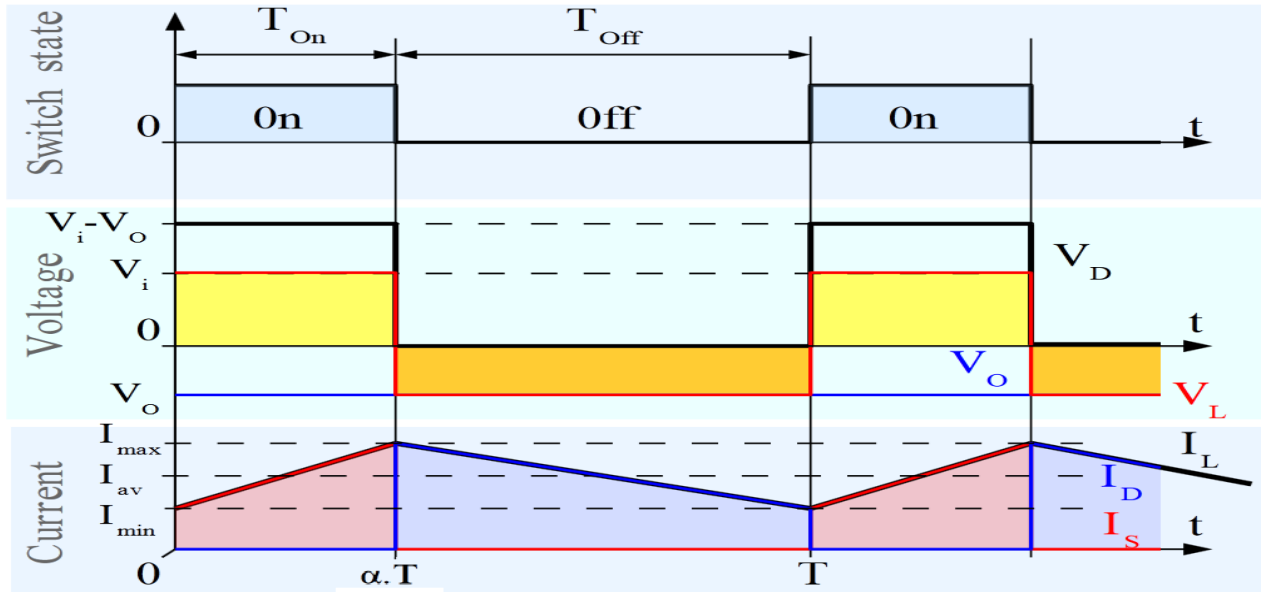


Fig I.11 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck-Boost en conduction discontinue.[4]

Durant l'état passant, l'interrupteur S est fermé, entraînant l'augmentation du courant suivant la relation:

$$v_i = L \frac{di_L}{dt}$$

À la fin de l'état passant, le courant i_L a augmenté de:

$$\Delta i_{L_{on}} = \int_0^{\alpha T} \frac{v_i dt}{L} = \frac{v_i \cdot \alpha T}{L}$$

Pendant l'état bloqué, l'interrupteur S est ouvert, le courant traversant l'inductance circule à travers la charge. Si on considère une chute de tension nulle aux bornes de la diode et un condensateur suffisamment grand pour garder sa tension constante, l'évolution de i_L est:

$$L \frac{di_L}{dt} = \frac{v_o}{L}$$

Par conséquent, la variation de I_L durant l'état bloqué est:

$$\Delta i_{L_{off}} = \int_{\alpha T}^T \frac{di_L}{dt} = \int_{\alpha T}^T \frac{v_0 dt}{L} = \frac{v_0 T}{L} (1 - \alpha)$$

En conséquence, le courant i_L traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$\Delta i_{L_{on}} + \Delta i_{L_{off}} = 0$$

En remplaçant $\Delta i_{L_{on}}$ et $\Delta i_{L_{off}}$ par leur expression, on obtient :

$$\Delta i_{L_{off}} + \Delta i_{L_{on}} = \frac{v_i \cdot \alpha T}{L} + \frac{v_0 T}{L} (1 - \alpha)$$

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{-\alpha}{(1-\alpha)}$$

Grâce à cette dernière expression, on peut voir que la tension de sortie est toujours négative (le rapport cyclique α variant entre 0 et 1), que sa valeur absolue augmente avec α , théoriquement jusqu'à l'infini lorsque α approche 1. Si on omet la polarité, ce convertisseur est à la fois dévolteur (comme le convertisseur Buck) et survolteur (comme le convertisseur Boost). C'est pour cela qu'on le qualifie de Buck-Boost.

I.2.3.3 Mode Conduction discontinue:

$$\Delta i_{L_{on}} + \Delta i_{L_{off}} = 0$$

- S ferme, D bloquée: $\alpha \in [0, \alpha T]$

$$v_i - v_L = 0 \Rightarrow v_L = v_i \Rightarrow L \frac{di_L}{dt} = v_i \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{v_i}{L} \Rightarrow i_L = \int_0^{\alpha T} \frac{v_i}{L} dt \Rightarrow i_L = \frac{v_i \alpha T}{L}$$

- S Ouvert, D1 conduit : $\alpha [\alpha T, \delta T]$

$$v_L - v_0 = 0 \Rightarrow v_L = v_0 \Rightarrow L \frac{di_L}{dt} = v_0 \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{v_0}{L} \Rightarrow i_L = \int_{\alpha T}^{\delta T} \frac{v_0}{L} dt = i_L = \frac{v_0}{L} (T\delta - \alpha T)$$

$$\Delta i_{L_{on}} + \Delta i_{L_{off}} = 0 \Rightarrow \frac{v_i \alpha T}{L} + \frac{v_0}{L} (T\delta - \alpha T) = 0$$

$$-\frac{v_i \alpha T}{L} = \frac{v_0}{L} (T\delta - \alpha T)$$

$$v_0 (T\delta - \alpha T) = -\frac{v_i \alpha T}{L}$$

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{-\alpha T}{T\delta - \alpha T} \Rightarrow \frac{v_0}{v_i} = \frac{\alpha T}{-T\delta + \alpha T} = \frac{\alpha}{\alpha - \delta}$$

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{\alpha}{\alpha - \delta}$$

I.2.4 Convertisseur SEPIC :

Un convertisseur SEPIC de l'acronyme de (single ended primary inductor converter) est une alimentation à découpage convertissant une tension continue en une autre tension continue, de valeur différente (plus faible ou plus grande). La valeur de la tension de sortie dépend du rapport cyclique de fermeture de l'interrupteur (transistor). Cette relation peut s'exprimer de la façon suivante: $\frac{v_0}{v_i} = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ [5]

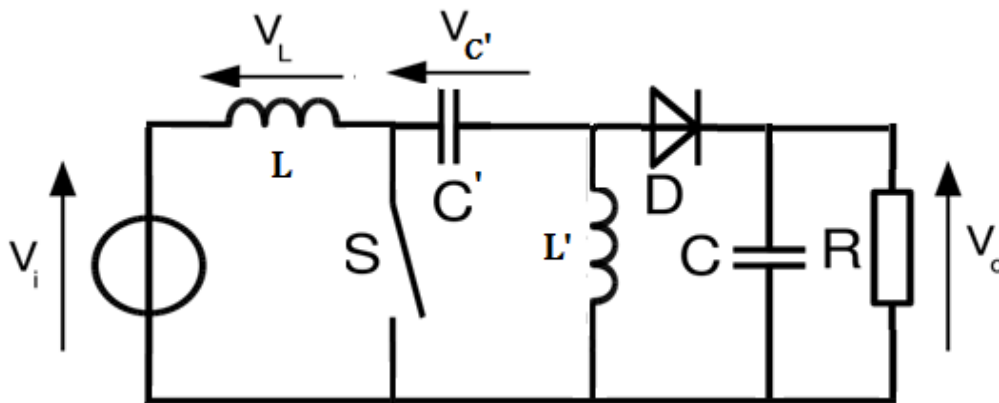


Fig. I.12: Schéma de base d'un convertisseur SEPIC [6]

I.2.4.1 Mode de Conduction continue :

$$\Delta i_{L_{off}} + \Delta i_{L_{on}} = 0$$

-S fermé $\Rightarrow \alpha \in [0, \alpha T]$, D bloquée

$$v_L = v_i \Rightarrow L \frac{d i_L}{dt} = v_i \Rightarrow \frac{d i_L}{dt} = \frac{v_i}{L} \Rightarrow i_L = \int_0^{\alpha T} \frac{v_i}{L} dt \Rightarrow i_L = \frac{v_i \alpha T}{L}$$

$$i_{L_{on}} = \frac{v_i \alpha T}{L}$$

-S Ouvert , $\Rightarrow \alpha \in [\alpha T, T]$, D conduite

Dans ce cas $v_i = v_{c1}$

$$v_{L'} = -v_0 \Rightarrow L' \frac{d i_{L'}}{dt} = -v_0 \Rightarrow \frac{d i_{L'}}{dt} = -\frac{v_0}{L'} \Rightarrow i_{L'} = \int_{\alpha T}^T -\frac{v_0}{L'} dt \Rightarrow i_{L'} = -\frac{v_0 T}{L'} + \frac{v_0 \alpha T}{L'}$$

$$i_{L'_{off}} = -\frac{v_0 T}{L'} + \frac{v_0 \alpha T}{L'}$$

$$i_{L_{on}} + i_{L'_{off}} = 0$$

$$\frac{v_i \alpha T}{L} + \frac{v_0 \alpha T}{L'} - \frac{v_0 T}{L'} = 0$$

$$\frac{v_i \alpha T}{L} = -\frac{v_0 \alpha T}{L'} + \frac{v_0 T}{L'}$$

$$v_i \alpha = v_0 - v_0 \alpha$$

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

I.2.4.2 Mode de Conduction discontinue :

$$\Delta i_{L_{off}} + \Delta i_{L_{on}} = 0$$

-S fermé $\Rightarrow \alpha \in [0, \alpha T]$, D1 bloqué

$$v_L = v_i \Rightarrow L \frac{di_L}{dt} = v_i \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{v_i}{L} \Rightarrow i_L = \int_0^{\alpha T} \frac{v_i}{L} dt \Rightarrow i_L = \frac{v_i \alpha T}{L}$$

$$i_{L_{on}} = \frac{v_i \alpha T}{L}$$

-S ouvert $\Rightarrow \alpha \in [\alpha T, \delta T]$, D1 conduit

$$v_{L'} = v_0 \Rightarrow L' \frac{di_{L'}}{dt} = v_0 \Rightarrow \frac{di_{L'}}{dt} = \frac{v_0}{L'}$$

$$i_{L'} = \int_{\alpha T}^{\delta T} \frac{v_0}{L'} dt \Rightarrow i_{L'} = \frac{v_0}{L'} T \delta - \frac{v_0}{L'} T \alpha$$

$$i_{L'} = \frac{v_0}{L'} T (-\alpha + \delta)$$

$$\Delta i_{L_{off}} + \Delta i_{L_{on}} = 0$$

$$\frac{v_0}{L'} T (-\alpha + \delta) + \frac{v_i \alpha T}{L} = 0$$

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{\alpha}{\alpha - \delta}$$

I.2.5 Convertisseur FLYBACK :

L'alimentation de type Flyback est basée sur le principe du hacheur à stockage inductif : L'interrupteur S est fermé pendant la fraction αT de la période de découpage T . La source primaire fournit alors de l'énergie à l'inductance L (croissance du courant), la diode D est bloquée ($v_L < 0$). Le courant dans la charge est fourni par la décharge du condensateur C. Lors du blocage de S, la diode D assure la continuité du courant dans l'inductance L . On a alors décharge de L dans R et C . Si la valeur du condensateur est bien calculée (suffisante), on peut considérer la

décharge de C entre a T et αT comme négligeable, et donc assimiler la tension de sortie à une constante [7]

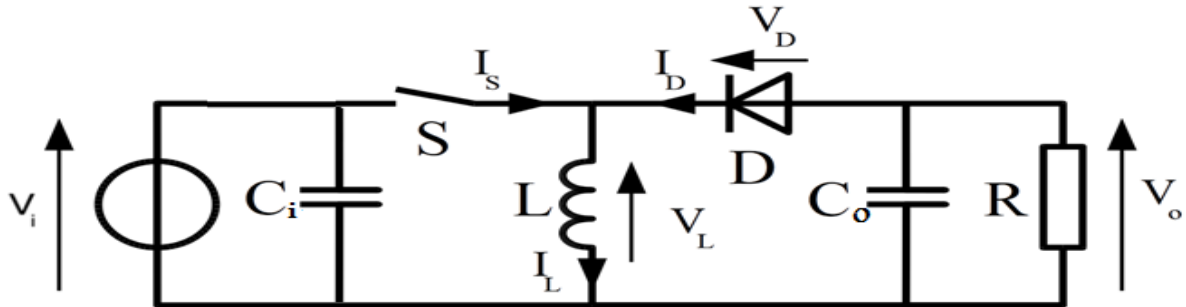


Fig. I.13:Schéma de base d'un convertisseur FLYBACK[7]

I.2.5.1 Domaines d'application :

Le convertisseur Flyback est probablement la structure la plus utilisée en équipements à usage domestique (moniteur LCD, télévision CRT, lecteur de DVD...). Il est généralement réservé aux applications de puissance réduite.[8]

I.2.5.2 Mode de Conduction continue :

$$\Delta i_{L_{off}} + \Delta i_{L_{on}} = 0$$

-S fermé $\Rightarrow \alpha \in [0, \alpha T]$, D bloqué

$$v_L = v_i \Rightarrow L \frac{di_L}{dt} = v_i \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{v_i}{L} \Rightarrow i_L = \int_0^{\alpha T} \frac{v_i}{L} dt \Rightarrow i_L = \frac{v_i \alpha T}{L}$$

$$i_{L_{on}} = \frac{v_i \alpha T}{L}$$

S Ouvert $\Rightarrow \alpha \in [\alpha T, T]$, D conduite -

$$v_L = v_0 \Rightarrow L \frac{di_L}{dt} = v_0 \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{v_0}{L} \Rightarrow i_L = \frac{1}{L} \int_{\alpha T}^T v_0 dt \Rightarrow i_L = \frac{v_0}{L} T(1 - \alpha)$$

$$i_{L_{off}} = \frac{v_0}{L} T(1 - \alpha)$$

$$\frac{v_i \alpha T}{L} + \frac{v_0}{L} T(1 - \alpha) = 0$$

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{-\alpha}{1-\alpha}$$

I.2.5.3 Mode Conduction discontinue :

$$\Delta i_{L_{off}} + \Delta i_{L_{on}} = 0$$

- S fermé $\Rightarrow \alpha \in [0, \alpha T]$, D bloqué

$$v_L = v_i \Rightarrow L \frac{d i_L}{dt} = v_i \Rightarrow \frac{d i_L}{dt} = \frac{v_i}{L} \Rightarrow i_L = \int_0^{\alpha T} \frac{v_i}{L} dt \Rightarrow i_L = \frac{v_i \alpha T}{L}$$

$$i_{L_{on}} = \frac{v_i \alpha T}{L}$$

-S Ouvert $\Rightarrow \alpha \in [\alpha T, T]$, D conduit

$$v_L = v_0 \Rightarrow L \frac{d i_L}{dt} = v_0 \Rightarrow \frac{d i_L}{dt} = -\frac{v_0}{L} \Rightarrow i_L = \frac{1}{L} \int_{\alpha T}^{\delta T} -v_0 dt \Rightarrow i_{L_{off}} = \frac{v_0}{L} T(-\delta + \alpha)$$

$$\Delta i_{L_{off}} + \Delta i_{L_{on}} = 0$$

$$\frac{v_i \alpha T}{L} + \frac{v_0}{L} T(-\delta + \alpha) = 0$$

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{\alpha}{\alpha - \delta}$$

I.3 Conclusion :

Ce chapitre ne fait l'objet d'une étude analytique des différentes des structure des hacheurs, ce type de convertisseur qui est utilisé seulement dans les alimentation a découpage et pour la transfert d'énergie sous forme continue et réglable .parmi les utilisations récentes on rencontre l'exploitation de l'énergie fournit par des panneaux solaires les batteries de stockage et les super capacités .afin d'assure un réglage précis et robuste le choix et l'étude d'un commande adéquate est très important

CHAPITRE II

Théorie sur le mode glissant

CHAPITRE II

Théorie sur le mode glissant

II .1 Introduction :

Dans la formulation de n'importe quel problème de commande, il ya typiquement des anomalies entre le système réel et la modèle mathématique développé pour la conception de contrôle .cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'approximation du comportement complexe de système par un modèle. Ceci a mené à un intérêt intense pour l'élaboration des méthodes de contrôle robustes qui cherchent à résoudre ce problème [9].

Les algorithmes de commande classiques par exemple à action proportionnelle intégrale dérivée, prouvent s'avère suffisant si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strict. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise a de fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations.

Afin d'obtenir ce régime glissant, une loi de commande est requise pour avoir une nature discontinue, c'est à dire que la structure du système a besoin d'être modifiée dans le temps. Un tel système est appelé système à structure variable [10].

La caractéristique principale de ces systèmes est la commutation de leurs lois de commandes sur une surface choisie a priori, appelée surface de glissement, afin d'y maintenir sous condition, le point représentatif de l'évolution du système [9].

Dans ce chapitre, on pressante les concepts généraux de la commande des systèmes à structure variable ainsi que des notions générale sur la technique de mode glissant.

II.2 Introduction aux systèmes de réglage à structure variable :

II.2.1 Historique :

Une attention considérable a été concentrée sur la commande du système non linéaire à dynamique incertaine, souvent sujet à la perturbation et aux variations paramétriques. La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissements associés a fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années [11][12]. Des contrôleurs à structure variable ont fait leur application dans la littérature soviétique, et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce

Des recherches sur la commande à structure variable ont été données par Decarlo et d'autre (1998), Hung et d'autre (1993), l'action de commande force la trajectoire de système à intercepter l'espace d'état intitulé surface du glissement. Les trajectoires de système sont alors confondues avec la surface de glissement durant l'utilisation des commandes à une grande vitesse de commutation. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre le changement des paramètres ou de la perturbation. Le phénomène "chattering" associé à la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur parce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable. Plusieurs méthodes pour réduire ce phénomène ont été proposées.

II.2.2 Systèmes à structure variable :

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient. Il en découle la définition suivante :

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix qui permet au système de commuter d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant [13]. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [14].

Dans la commande des système à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface .puis a l'aide de la lois de commutation elle est obligée de reste au voisinage de cette surface .Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le Lang de laquelle ce produit appelé mouvement de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes

- Le monde de convergence (MC) : c'est le mode durant lequel la variable à de régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase .et tend vers la surface de commutation $s(x, y) = 0$.Ce mode est caractérisé par la loi de commande et de critère de convergence.
- Le mode de glissement (MG) : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tond vers l'origine du plus de phase : La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x, y) = 0$.
- Le mode de régime permanent (MRP) :ce mode est ajouté pour l'étude de réponse du système autour de son point d'équilibre (origine de pan de phase),il est caractérisée par la qualité et les performances de la commande [13].

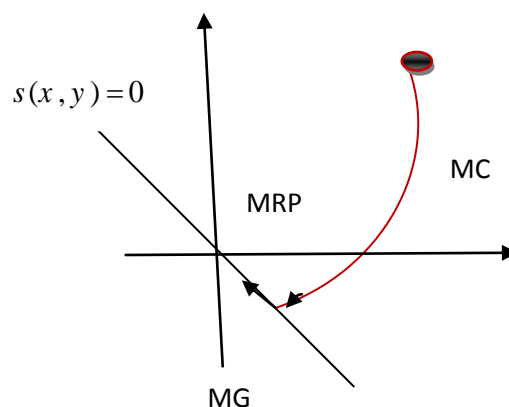


Fig. II.1. Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

II.3 Principe du réglage par mode glissant

La technique des monde glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique

de commutation appropriée autour de celle –ci jusqu’au point d’équilibre, d’où le phénomène de glissement . parmi la propriété des mode glissants, on cite .

- La trajectoire d’état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l’espace d’état, par conséquent l’ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- La théorie des modes glissants s’adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.

II.3.1 Configuration de base pour les systèmes à structure variable

Soit le système dynamique suivant non-linéaire analytique suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)v(t) \\ y = C^T x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Où $x \in X$, un ouvert de R^m et v est la fonction de commande (discontinue).

$v : R^m \rightarrow R, f(x, t) \text{ et } g(x, t)$; Des champs des vecteurs définis dans un ouvert de R^m ,

Avec $g(x, t) \neq 0, \forall x \in X$.

On peut distinguer deux configurations de base pour le système à structure variable :

Une première configuration permettant un changement de la structure par commutation d’une contre-réaction d’état variable avec deux retours d’état différent figure (**Fig. II.2**).

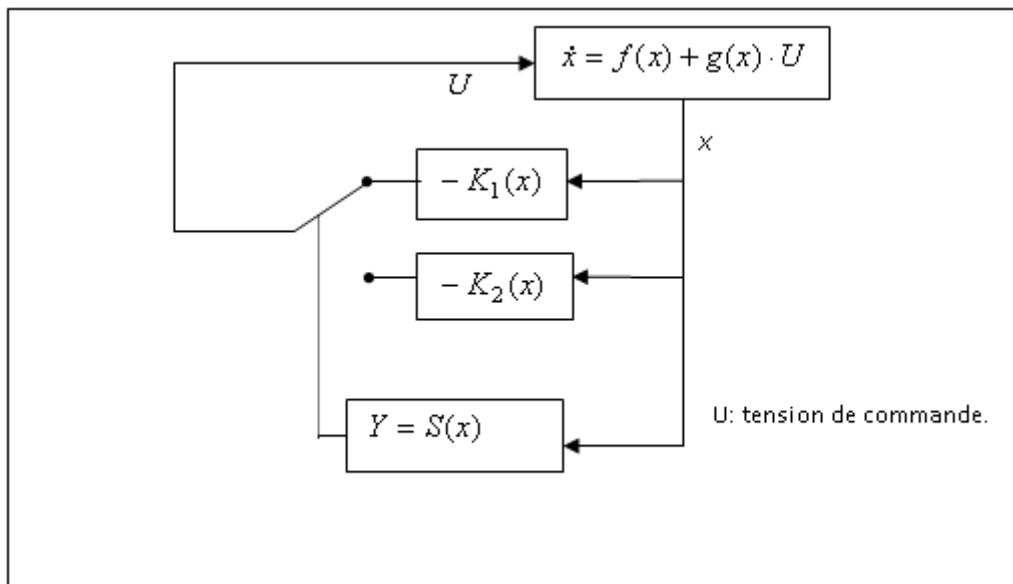


Fig.II.2 : Configuration par changement de retour d'état

Suivant que $S(x)$ est positive ou négatif, la commande v est par :

$$\begin{cases} v = -K_1(x) & \text{Si } s(x) > 0 \\ v = -K_2(x) & \text{Si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent

- $s(x)=0$ Une autre configuration permet la variation de la structure du système par simple commutation au niveau de l'organe de commande qui doit être conçu de sorte que la grandeur de commande v ne prenne que deux valeurs constantes figure (Fig. II.3).

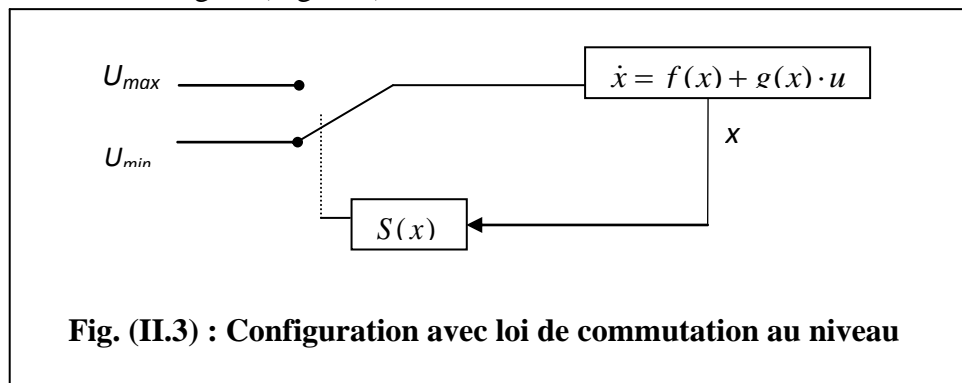


Fig. (II.3) : Configuration avec loi de commutation au niveau

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux position avec une commutation rapide d'une position à l'autre. La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

$$\begin{cases} v_{max} & \text{Si } s(x) > 0 \\ v_{min} & \text{Si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

III.3.2 Condition d'existence du mode glissant

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre v_{max} et v_{min} . Ce phénomène est illustré dans la figure (Fig. II.4) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état $Xs1$ et $Xs2$.

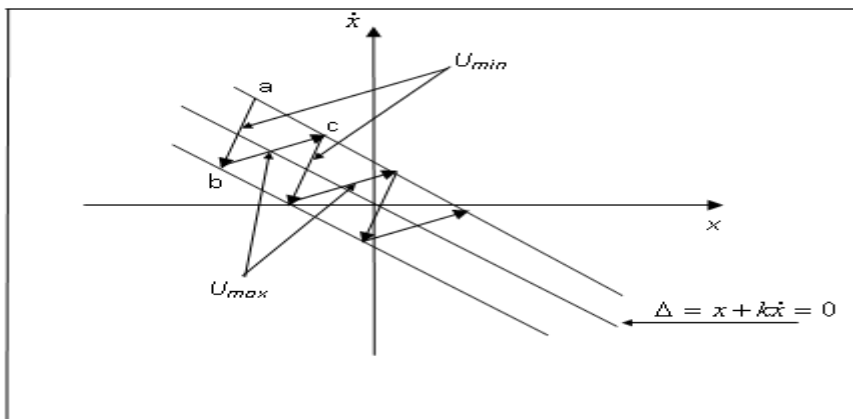


Fig. II.4. Démonstrations du mode de glissement

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $s(x)=0$, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm\Delta_s$. Une trajectoire avec $v = v_{max}$ touche au point "a" le seuil de basculement intérieur. Si avec $v = v_{min}$ la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur où à lieu de commutation sur $v = v_{max}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera le point "c" le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement contenu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de

commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $s(x)=0$ et le x suit une trajectoire qui respecte cette condition.

II.4 Conception de la commande par mode de glissement :

La conception des régulateurs par les modes glissants en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. le choix de la surface.
2. l'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. la détermination de la loi de commande.

II.4.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant [15], [12].

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= f(x, t) + g(x, t)v(t) \\ y &= C^T x \quad y \in R^m\end{aligned}$$

Il faut choisir m surfaces de glissement pour vecteur y de dimension m . en ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite « loi de commutation par contre réaction d'état », celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction solitaire, telle que la variable à réglage glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique aspiré du système. Le professeur J.J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler. $e(x) = x_{ref} - x$

λ_x : Une constante positive qui interprète la bonde passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$, $s(x) = e(x)$

Pour $r=2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$.

Pour $r=3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

$S(x) = 0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome l'ordre « r ».

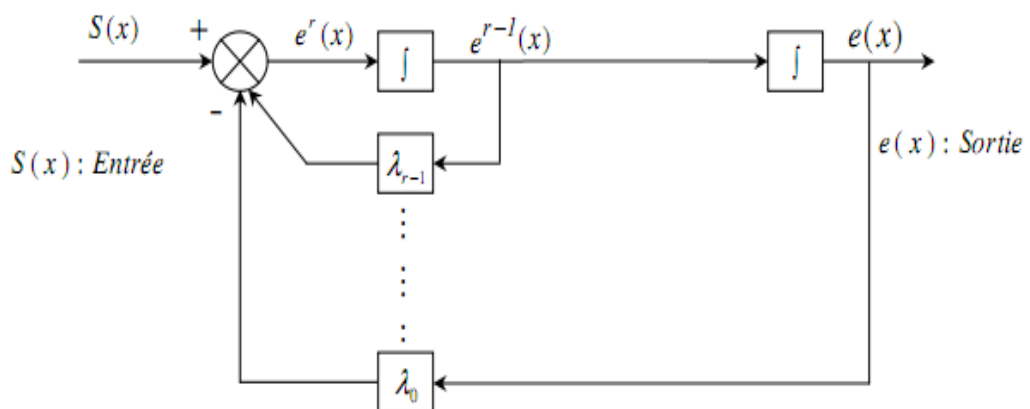


Fig. II.5. Linéarisation exacte de l'écart.

II.4.2 Conditions de convergence :

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger ou les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

II.4.2.1 fonction directe de commutation :

Elle est proposée et étudiée par [16] et [17]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.6})$$

II.4.2.2 fonction de LYAPUNOV :

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$), l'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande V tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [15].

En définissant la fonction de LYAPUNOV par :

$$v(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{II.7})$$

Et sa dérivée par:

Pour que le fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.8})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés **Figure II.6**. Cette condition suppose un régime glissant idéal.

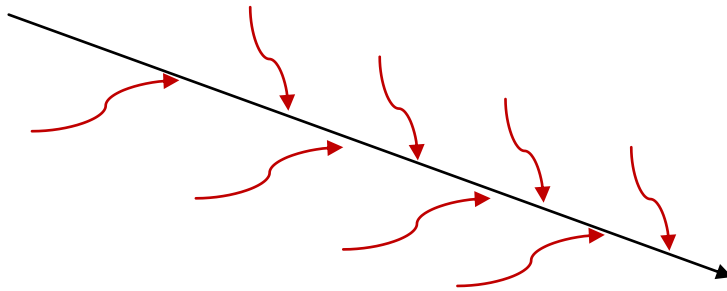


Fig. II.6. Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

II.4.3 calcul de la commande :

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôle vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants est que la commande doit commuter entre V_{\max} et V_{\min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement figure **Fig. II.7**). (Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « broutement » ou « chattering » apparaissent dans le mode de glissement.

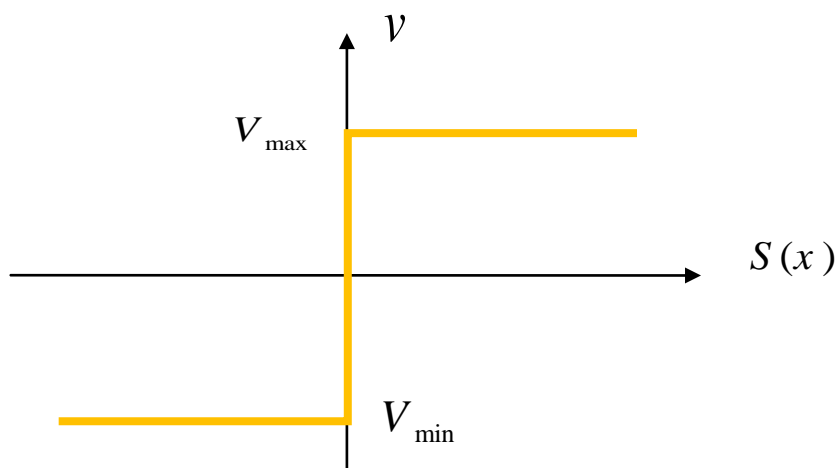


Fig. II.7. Commande appliquée au système à structure variable

II.4.3.1 Définition des grandeurs de commande :

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait le commande discontinue. De ce fait, si cette commande, est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie contenue lui soit adjointe pour l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$v(t) = v_{eq}(t) + v_n \quad (\text{II.9})$$

$v_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov [18]. Cette commande est considérée comme la plus directe et le plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par:

$$\dot{S}(x) = \dot{e}(t) = 0.$$

$v_n(t)$: est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence suivant: $S(x)\dot{S}(x) < 0$ il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence. Donc cette commande est garanti l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement.

Le terme v_n est donné par :

$$v_n = \dot{S}(x) = -k \cdot \text{sign}(s(x))$$

$$\text{Avec : } k > 0; s(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } S > 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases}$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la Commande lors de la commutation rapide entre v_{max} et v_{min} .

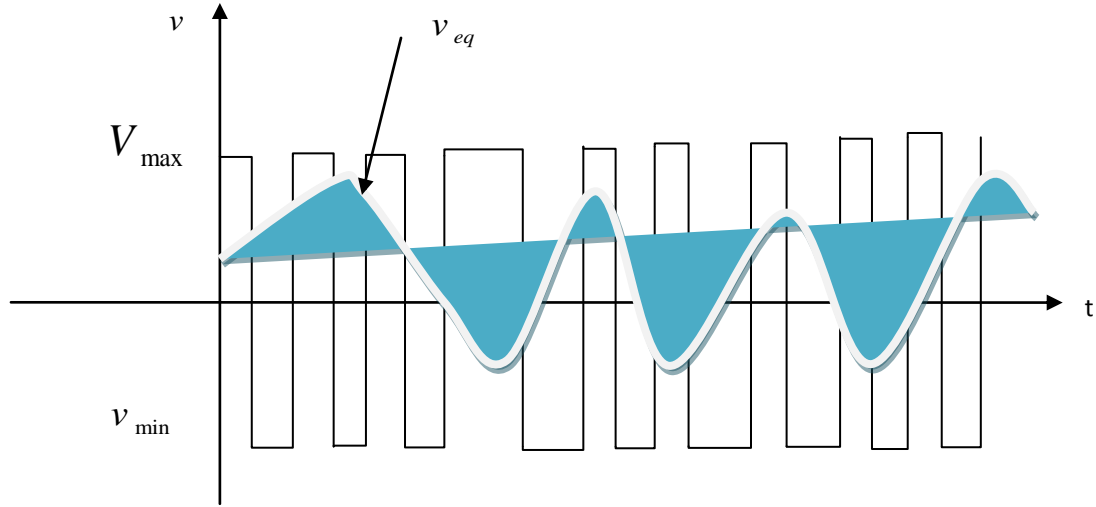


Fig. II.8. La valeur v_{eq} prise par la commande lors de la commutation

II.4.3.2 expression analytique de la commande :

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (II-10).

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)v(t) \quad (\text{II.10})$$

Le vecteur $v(t)$ est composé de deux grandeurs : v_{eq} et v_n , soit :

$$v(t) = v_{eq}(t) + v_n \quad (\text{II.11})$$

A partir des équations (II-10) et (II-11) la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(t) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)v_{eq}(t)\} + \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)v_n\} \quad (\text{II.12})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égal à zéro) ainsi, nous obtenons

$$v_{eq} = - \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} f(x, t) \right\} \quad (\text{II.13})$$

$$v_n = 0$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme par sa valeur (II-13) dans l'équation (II-10) nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x,t)v_n\} \tag{II.14}$$

Le problème revient à trouver v_n tel que :

$$s(x)\dot{s}(x) = s(x) \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x,t)v_n\} < 0 \tag{II.15}$$

La solution la plus simple est de choisir v_n sous la forme de relais Figure (II.9). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$v_n = K \text{ signe}(s(x)) \tag{II.16}$$

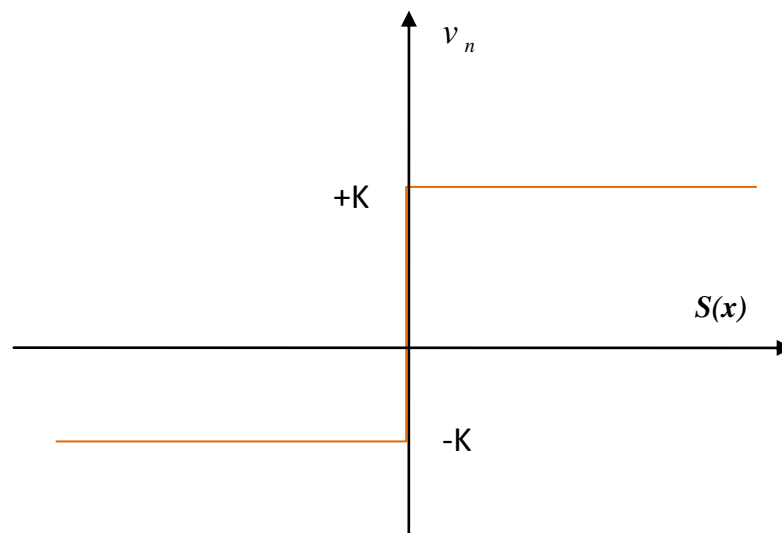


Fig. II.9. Représentation de la fonction «Signe»

En remplaçant l'expression (II.16) dans (II.15) on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)k |s(x)| < 0 \tag{II.17}$$

Où le facteur $\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (II-17). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de chattering) ou même détériorer l'organe de commande [15].

II. 4.4 Elimination du phénomène de chattering :

Le phénomène de chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissements sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [15].

Le broutement (phénomène de chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « signe » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation figure. (Fig. II.10) :

- **Fonction SAT**

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{SAT}(s)=1 & \text{si } s > \mu \\ \text{SAT}(s)=-1 & \text{si } s < -\mu \\ \text{SAT}(s) < \frac{s}{\mu} & \text{si } |s| > \mu \end{array} \right.$$

μ : Un paramètre petit et positif.

- **Fonction SMOOTH**

On peut aussi remplacer la fonction « signe » par une fonction de classe C1. on donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction, figure (Fig. II.11).

$$\text{Smooth}(s) = \frac{s}{|s| + \mu}$$

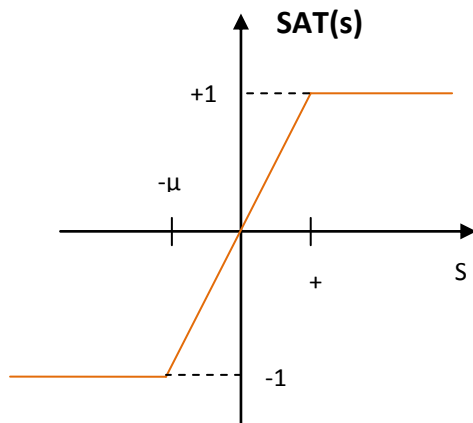


Fig. II.10: Fonction «SAT»

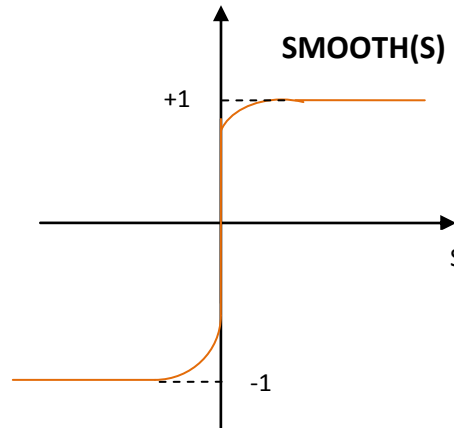


Fig. II.11 Fonction «SMOOTH»

II.5 Domaine d'application du réglage par mode glissant :

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables: ou complètement ouvertes ou complètement fermées. Une autre application consiste à l'utilisation des onduleurs monophasés ou triphasés à pulsation pour l'alimentation des machines asynchrones ou synchrones.

Les entraînements électriques pour des machines outils ou des robots, entraînement qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur de réglage par mode glissant.

En effet, il existe un large domaine d'application pour cette technique moderne, mais elle est peu connue jusqu'à présent.

II.6 les avantages de la commande par mode glissant :

Cette commande présente les caractéristiques suivantes:

- Elle est robuste, rejetant la perturbation P.
- Il suffit de connaître une borne pour P, ce qui simplifié le réglage.
- Le choix de la surface de commutation est assez libre.

- La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de V .
- On peut étendre la technique à des surfaces autres que des droites et de dimensions quelconques.

II.7 Conclusion

Ce chapitre est rappel de la théorie des systèmes à structure variable et des modes glissants. La commande par mode glissant était synthétisée pour le fonctionnement des systèmes non-linéaires où les paramètres incertains et variables ne peuvent influencer la robustesse de cette technique. Par ailleurs, on peut choisir plusieurs formes de la surface de glissement, de même qu'on peut travailler sur plusieurs surfaces en même temps.

Vu les nombreux avantages de cette méthode, on a essayé d'utiliser cette commande dans le cas d'un moteur asynchrone et ceci pour rendre le moteur robuste du point de vue variations paramétriques et qui fera l'objectif du chapitre suivant.

CHAPITRE II

Théorie sur la logique floue

CHAPITRE III

Théorie sur la logique floue

III.1 Introduction :

De nos jours, la logique floue (fuzzy logic) est un axe de recherche important sur lequel se focalisent de nombreux scientifiques. Des retombées technologiques sont d'ores et déjà disponibles, tant dans le domaine grand public (appareils photos, machines à laver, fours à micro-onde), que dans le domaine industriel (classification, aide à la décision, réglage et commande de processus, complexes liés à l'énergie, aux transports, à la transformation de la matière, à la robotique, aux machines-outils).

La logique floue est une extension de la logique booléenne créée par Lotfi Zadeh en 1965 en se basant sur sa théorie mathématique des ensembles flous, qui est une généralisation de la théorie des ensembles classiques. En introduisant la notion de degré dans la vérification d'une condition, permettant ainsi à une condition d'être dans un autre état que vrai ou faux, la logique floue confère une flexibilité très appréciable aux raisonnements qui l'utilisent, ce qui rend possible la prise en compte des imprécisions et des incertitudes.[19]

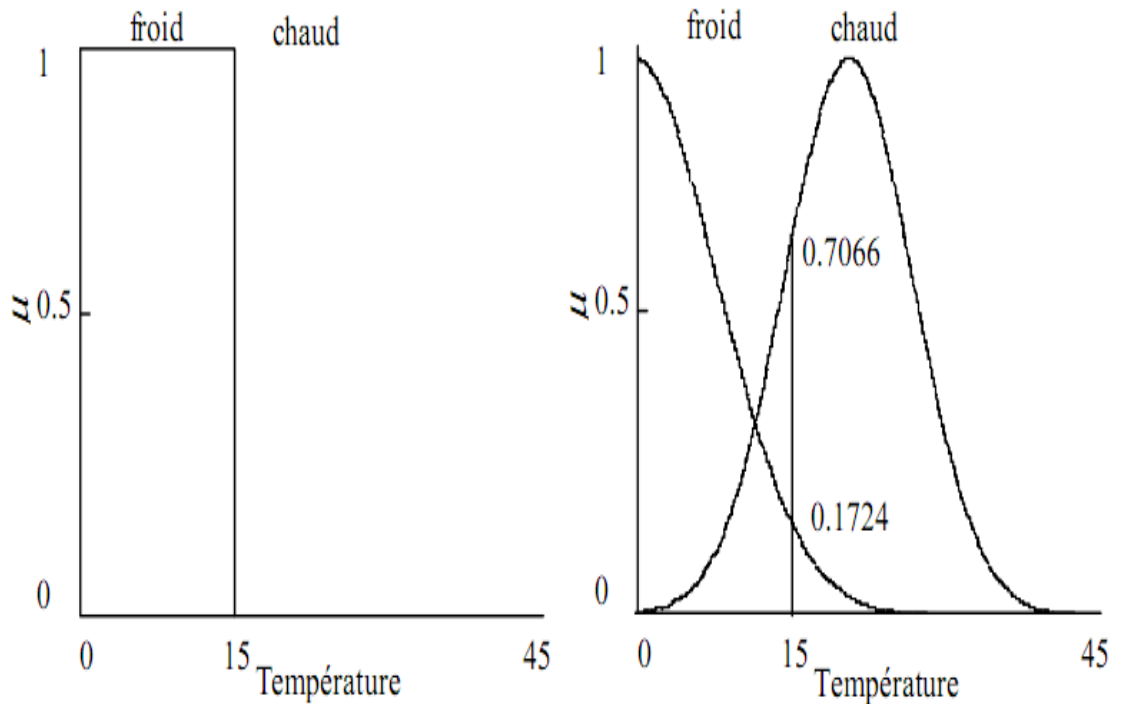
III.1.1 Logique classique et logique floue :

Dans le cadre de la logique classique, une proposition est soit vraie, soit fausse (1 ou 0). Par exemple, la logique classique peut facilement partitionner la température d'une pièce en deux sous-ensembles, «moins de 15 degrés» et «15 degrés ou plus». La **figure III.1(a)** montre le résultat de cette partition. Toutes les températures de moins de 15 degrés sont alors considérées comme appartenant à l'ensemble «moins de 15 degrés». On leur affecte une valeur de 1. Toutes les températures atteignant 15 degrés ou plus ne sont pas considérées comme appartenant à l'ensemble «moins de 15 degrés». On leur attribue une valeur de 0.

Cependant, le raisonnement humain s'appuie fréquemment sur des connaissances ou des données inexacts, incertaines ou imprécises. Une personne placée dans une pièce

dont la température est soit de 14.95 degrés soit de 15.05 degrés, ne fera certainement pas de distinction entre ces deux valeurs. Cette personne sera pourtant capable de dire si la pièce est «froide» ou «chaude», sans pour cela utiliser de température limite ni de mesure précise.

La logique floue permet de définir des sous-ensembles, comme «froid» ou «chaud», en introduisant la possibilité pour une valeur d'appartenir plus ou moins à chacun de ces sous ensembles.



(a) Deux ensembles selon la logique classique

(b) Deux ensembles selon la logique floue

Figure III.1 : classification des températures d'une pièce en deux ensembles

III.1.2 Valeurs analogiques et logique floue :

Lorsqu'on mesure une grandeur physique, on obtient une valeur qui peut ensuite être utilisée dans une série de calculs. Les grandeurs physiques sont en général continues (sauf par exemple en physique quantique) et le résultat de la mesure est un nombre réel. Dans bon nombre de systèmes de régulation ou de commande, on utilise directement la valeur de la mesure en tant qu'entrée du contrôleur.

Pourtant, réaliser une mesure sans tenir compte de sa précision est indigne d'un bon physicien. Non seulement la mesure est imprécise (le plus souvent à cause de l'appareil de mesure), mais elle peut également être incertaine puisque aucun appareil de mesure n'est parfaitement fiable : un capteur défectueux peut continuer à fournir une mesure erronée sans que le système de régulation en soit informé.

La logique floue permet de faire intervenir les notions d'imprécision et d'incertitude dans un système. Cela permet par exemple de faire intervenir une température «d'environ 15 degrés» dans un contrôleur flou. L'incertitude et l'imprécision peuvent également être prises en compte dans le cadre de la logique floue quand on utilise une connaissance issue d'un expert humain. Comment pourrait-on utiliser avec des outils standards une connaissance humaine du genre : «il pleut souvent en hiver» ?

III.2 Sous-ensembles flous :

Dans cette section, nous décrivons rapidement les fondements mathématiques de la théorie des sous-ensembles flous. Dans la théorie ensembliste classique, l'appartenance d'un élément à un sous-ensemble est définie par une valeur logique standard : 1 si l'élément appartient au sous ensemble, 0 sinon. Dans la théorie floue, un élément peut appartenir en partie à un sous ensemble: son degré d'appartenance est décrit par une valeur comprise entre 0 et 1.

III.2.1 Définitions :

Etant donné un ensemble de référence X qui peut être fini ou infini, dénoté par ses éléments $\{x\}$, on peut indiquer les éléments $\{x\}$ qui appartiennent à une certaine classe de X (on leur donne une valeur 1) et ceux qui n'y appartiennent pas (on leur donne une valeur 0). Cette classe est alors un sous-ensemble classique de X caractérisé par une fonction caractéristique X_A prenant simplement deux valeurs 0 ou 1 :

$$X_A: X \rightarrow \{0,1\} \quad (\text{III.1})$$

Si l'appartenance de certains éléments de X à une classe n'est pas absolue (l'élément appartient un peu au sous-ensemble), on peut remplacer la fonction caractéristique par une fonction d'appartenance qui prend ses valeurs dans l'intervalle $[0, 1]$. Cette classe est appelée sous-ensemble flou de X . L'ensemble X sera également appelé univers du discours.

III.2.1.1 Définition Sous-ensemble flou :

Un sous-ensemble flou A dans un univers du discours X est caractérisé par sa fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui associe à chaque élément x de X une valeur dans l'intervalle des nombres réels $[0, 1]$.

$$\mu_A: X \rightarrow [0,1] \quad (\text{III-2})$$

Ainsi un sous-ensemble flou A dans X peut être représenté par un ensemble de couples

Ordonnés

$$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in X\} \quad (\text{III-3})$$

Le sous-ensemble classique n'est en fait qu'un cas particulier de sous-ensemble flou dont la fonction d'appartenance ne prend que les valeurs 0 ou 1. Un sous-ensemble flou A de X est aussi souvent représenté par la notation suivante qui indique pour tout élément x de X son degré $\mu_A(x)$ d'appartenance à A :

$$A = \int_x \mu_A(x) / x \quad \text{si } X \text{ est continu} \quad (\text{III-4})$$

Et

$$A = \sum_{x_i \in X} \mu_A(x_i) / x_i \quad \text{si } X \text{ est discret} \quad (\text{III-5})$$

Comme les valeurs $\mu_A(x_i)$ représentent les degrés d'appartenance avec lesquels les x_i appartiennent à A , si $\mu_A(x_i)$ prend la valeur 1 pour tous les éléments de X , cela signifie que A est identique à X . Au contraire, A est vide si $\mu_A(x_i)$ prend la valeur 0 sur tout X .

Les gabarits de fonctions d'appartenance les plus utilisés sont représentés sur la figure (III.2). En commande floue, les fonctions d'appartenance utilisées peuvent théoriquement être quelconques. Pourtant on choisit souvent des fonctions triangulaires ou trapézoïdales afin de simplifier les calculs.

III.2.1.2 Définition de Support :

Le support d'un sous-ensemble flou A dans un univers du discours X est le sous-ensemble (au sens classique du terme) des éléments de X pour lesquels la fonction d'appartenance prend une valeur strictement positive. C'est l'ensemble des éléments de X qui appartiennent au moins un peu à A :

$$S(A) = \{x \mid \mu_A(x) > 0\} \quad (\text{III-6})$$

III.2.1.3 Définition de Point de croisement :

Le point de croisement d'un sous-ensemble flou A dans un univers du discours X est le sous-ensemble des éléments de X pour lesquels la fonction d'appartenance prend une valeur égale à 0.5. C'est l'ensemble des éléments de X qui appartiennent autant à A qu'à son complémentaire :

$$C(A) = \{x \mid \mu_A(x) = 0.5\} \quad (\text{III-7})$$

III.2.1.4 Définition de Noyau :

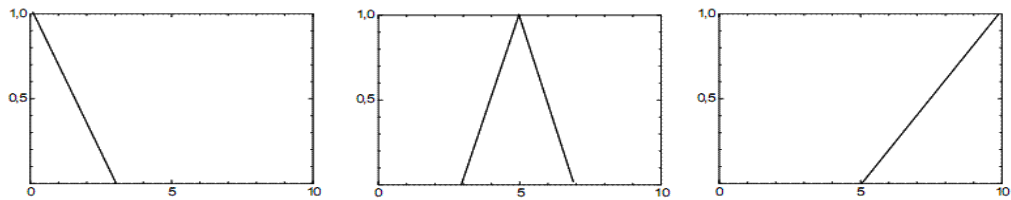
Le noyau d'un sous-ensemble flou A dans un univers du discours X est le sous-ensemble des éléments de X pour lesquels la fonction d'appartenance vaut 1. C'est l'ensemble des points qui appartiennent intégralement à A :

$$N(A) = \{x \mid \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{III-8})$$

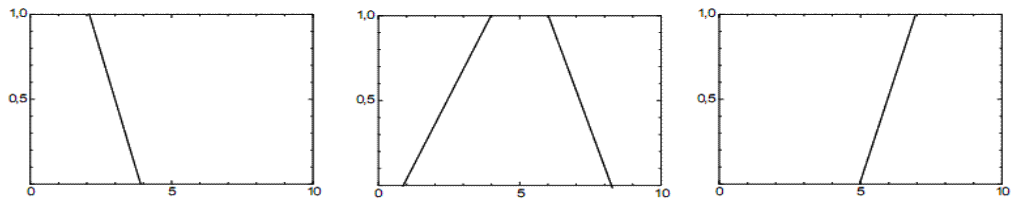
III.2.1.5 Définition de Hauteur :

La hauteur d'un sous-ensemble flou A dans un univers du discours X est la valeur maximale prise par la fonction d'appartenance μ_A sur l'ensemble X . C'est le plus fort degré avec lequel un élément de X appartient à A :

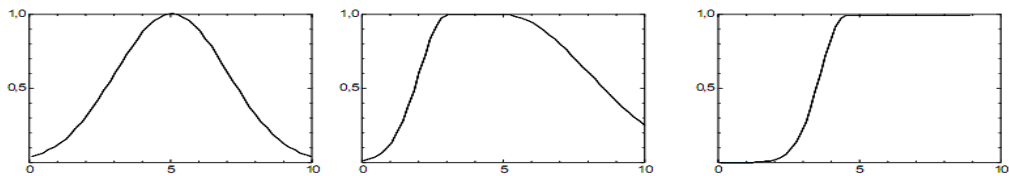
$$H(A) = \sup_X \mu_A(x) \tag{III-9}$$



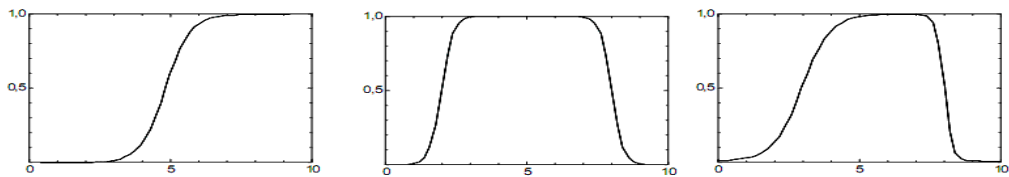
(a) Fonctions d'appartenance triangulaires



(b) Fonctions d'appartenance trapézoïdales



(c) Fonctions d'appartenance Gaussiennes



(d) Fonctions d'appartenance sigmoïdes

Figure. III.2 : Les fonctions d'appartenance les plus utilisées

III.2.1.6 Définition de α -coupe :

Pour toute valeur α de l'intervalle $[0, 1]$, on appelle α -coupe d'un sous-ensemble flou A de X , le sous-ensemble noté A_α des éléments de X pour lesquels la fonction d'appartenance est supérieure ou égale à α :

$$A_\alpha = \{x \in X / \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad (\text{III-10})$$

Ce sous-ensemble est défini par la fonction caractéristique suivante :

$$x_{A_\alpha} = 1 \quad \text{si et seulement si} \quad \mu_A(x) \geq \alpha \quad (\text{III-11})$$

Si nous choisissons $\alpha = 0$, alors A_α est l'univers du discours X . Si nous choisissons $\alpha = 1$, alors A_α est le noyau de A , $N(A)$. Sur la figure III.3 nous illustrons les définitions précédentes par un exemple. Le sous-ensemble flou A est celui des températures tièdes dans l'univers du discours X des températures.

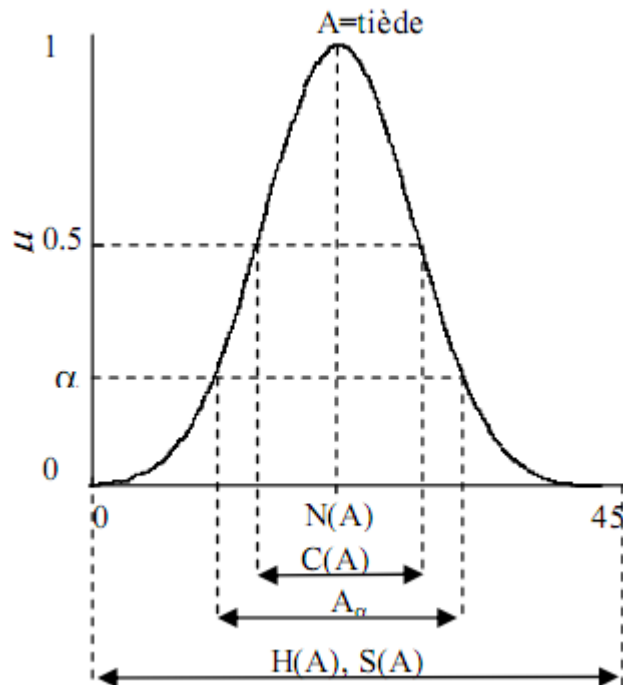


Figure. III.3 : Les concepts flous décrivant un température tiède

III.2.2 Opérations sur les sous-ensembles flous :

Supposons que A et B sont deux sous-ensembles flous définis dans un univers du discours

X par les fonctions d'appartenance μ_A et μ_B . On peut définir des opérations ensemblistes telles que **l'égalité, l'inclusion, l'intersection, l'union et le complément** grâce à des opérations sur les fonctions d'appartenance.

III.2.2.1 Définition de l'égalité :

A et B sont dits égaux, propriété que l'on note $A=B$ si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur en tout point de X :

$$\forall x \in X \quad \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{III-12})$$

III.2.2.2 Définition de l'inclusion :

A est dit inclus dans B propriété que l'on note $A \subseteq B$ si tout élément x de A qui appartient à A appartient aussi à B avec un degré au moins aussi grand :

$$\forall x \in X \quad \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III-13})$$

Les définitions d'intersection, d'union et de complément de sous-ensembles flous définies ci-dessous font intervenir les opérateurs de minimum, maximum et de complémentation à 1. Cela correspond à une extension triviale des opérateurs ensemblistes standards.

D'autres définitions sont également possibles lorsque l'on fait intervenir les concepts de normes triangulaires et de conormes triangulaires, qui seront présentés dans la section suivante.

III.2.2.3 Définition de l'intersection :

L'intersection de A et B que l'on note $A \cap B$ est le sous-ensemble flou constitué

Des éléments de X affectés du plus petit des deux degrés d'appartenance μ_A et μ_B :

$$\forall x \in X \quad \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) \quad (\text{III-14})$$

Dans cette définition, \min et \wedge désignent l'opérateur de calcul du minimum des deux valeurs.

III.2.2.4 Définition de l'union:

L'union de A et B que l'on note $A \cup B$ est le sous-ensemble flou constitué des éléments de X affectés du plus grand des deux degrés d'appartenance μ_A et μ_B :

$$\forall x \in X \quad \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) \quad (\text{III-15})$$

Dans cette définition, \max et \vee désignent l'opérateur de calcul du maximum de deux valeurs.

III.2.2.5 Définition de complément:[19]

Le complément de A , que l'on note A^c est le sous ensemble flou de X constitué des éléments d lui appartenant d'autant plus qu'ils appartiennent peu a A :

$$\forall x \in X \quad \mu_{A^c} = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III-16})$$

III.3 Le raisonnement en logique floue :

En logique classique, les raisonnements sont de la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } P \text{ alors } q \\ P \text{ vrai alor } q \text{ vrai} \end{array} \right.$$

En logique floue, le raisonnement ou, également appelé raisonnement approximatif, se base sur des règles floues qui sont exprimées en langage naturel en utilisant les variables linguistiques dont nous avons donne la définition précédemment. Une règle floue aura cette forme :

$$\text{Si } x \in A \text{ et } y \in B \text{ alors } z \in C, \text{ avec } A, B \text{ et } C \text{ des ensembles flous.}$$

Par exemple :

Si (la qualité de la nourriture est délicieuse), alors (le pourboire sera élève).

La variable pourboire appartient à l'ensemble ou élève a un degré qui dépend du degré de validité de la prémisse, autrement dit du degré d'appartenance de la variable qualité de la nourriture a l'ensemble ou délicieux. L'idée sous-jacente est que plus les

propositions en prémisse sont variées, plus l'action préconisée pour les sorties doit être respectée. Pour connaître le degré de vérité de la proposition floue le pourboire sera élève, nous devons nier l'implication floue.

A l'instar des autres opérateurs flous, il n'existe pas de définition unique de l'application floue : le concepteur du système ou devra choisir parmi le large choix d'implications floues déjà déniées, ou bien le définir à la main. Voici les deux définitions de l'implication floue les plus couramment utilisées :

Nom	Valeur de vérité
Mamdani	$\min (f_a(x), f_b(x))$
Larsen	$f_a(x) \times f_b(x)$

Fait notable, ces deux implications ne généralisent pas l'implication classique. Il existe d'autres définitions d'implication floue la généralisant, mais elles sont moins utilisées.

Si nous choisissons l'implication de Mamdani, voici ce que nous obtenons pour la règle floue 'Si (la qualité de la nourriture est délicieuse), alors (le pourboire sera élève)' lorsque la qualité de la nourriture est notée 8,31 sur 10 :

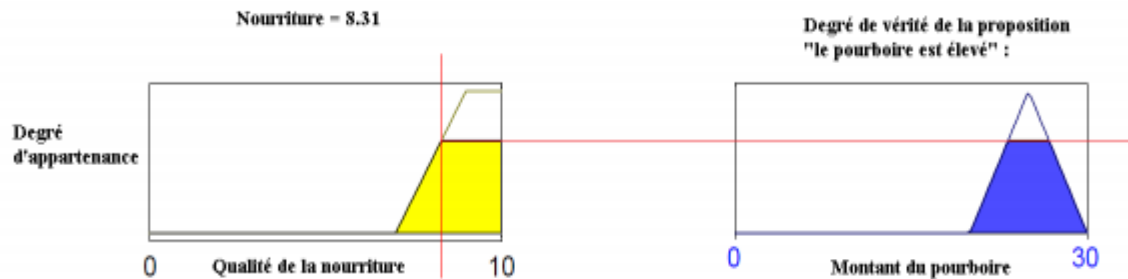


Figure III.4 : Exemple d'implication floue

Le résultat de l'application d'une règle floue dépend donc de trois facteurs :

1. la définition d'implication floue choisie ;
2. la définition de la fonction d'appartenance de l'ensemble ou de la proposition située en conclusion de la règle floue ;

3. le degré de validité des propositions situées en prémisse.

Comme nous avons défini les opérateurs flous ET, OU et NON, la prémisse d'une règle floue peut très bien être formée d'une conjonction de propositions floues. L'ensemble des règles d'un système ou est appelé la matrice des décisions. Voici celui de notre exemple du pourboire :

Si le service est mauvais ou la nourriture est exécrable	alors le pourboire est faible
Si le service est bon	alors le pourboire est moyen
Si le service est excellent ou la nourriture est délicieuse	alors le pourboire est élevé

La **Figure III.5** montre nous obtenons pour la règle floue 'Si (le service est excellent ou la nourriture est délicieuse), alors (le pourboire sera élevé)' lorsque la qualité du service est notée 7,83 sur 10 et la qualité de la nourriture 7,32 sur 10 si nous choisissons l'implication de Mamdani ainsi que la traduction du OU par MAX [20].

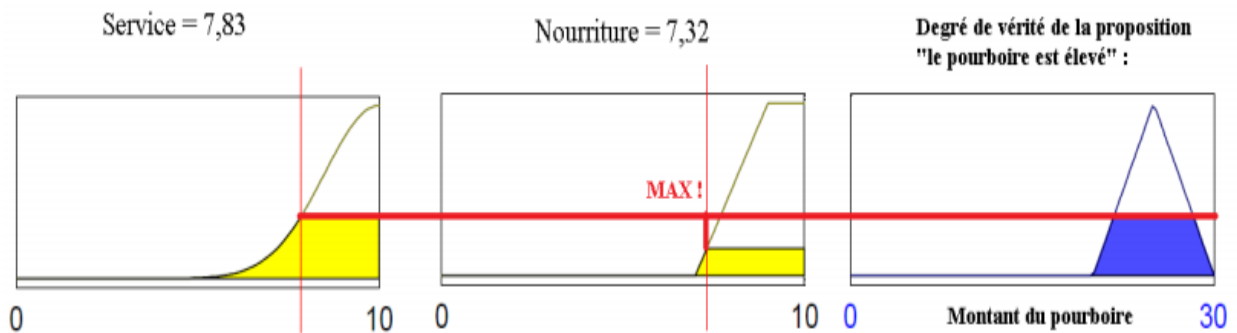


Figure III.5 : Exemple d'implication floue avec conjonction OU traduite par un MAX

Nous allons maintenant appliquer l'ensemble des 3 règles de notre matrice des décisions. Cependant, nous allons obtenir 3 ensembles flous pour le pourboire : nous les agrégerons par l'opérateur MAX qui est presque toujours utilisé pour l'agrégation. La **figure III.6** montre cette agrégation.

Comme nous le voyons, il ne nous reste plus qu'à prendre la décision finale, à savoir quel pourboire nous allons réellement donner sachant que la qualité du service est notée 7,83 sur 10 et la qualité de la nourriture 7,32 sur 10. Cette étape finale, qui permet de

passer de l'ensemble ou issu de l'agrégation des conclusions a une décision unique, s'appelle la defuzzication.[20]

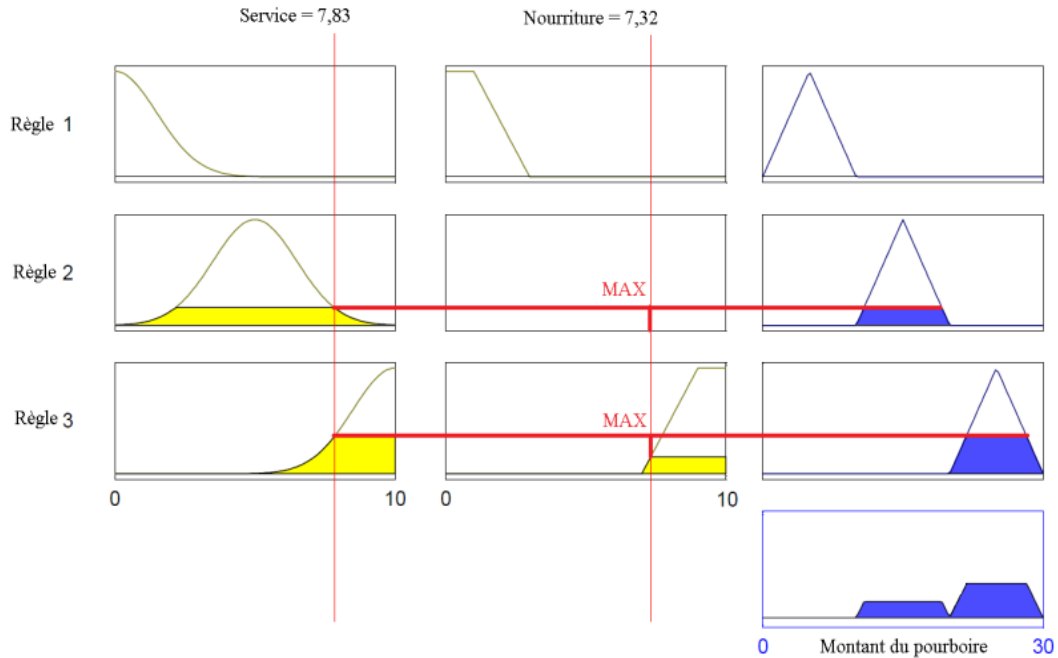


Figure III.6 : Exemple d'implication floue utilisant la matrice de la décision

III.4 Fuzzification :

La fuzzification est réalisée dans l'interface d'entrée du contrôleur flou. Durant cette phase, les informations issues du système sont tout d'abord normalisées. Ensuite, les données normalisées sont transformées en qualifications linguistiques, en utilisant des règles sémantiques définies par un expert.

Durant la phase de normalisation, chaque mesure issue du système est modifiée pour fournir une valeur appartenant à un univers du discours relativement simple. On peut choisir comme univers du discours un intervalle centré sur zéro [-c,c] si la mesure initiale d est comprise dans un autre intervalle [a,b] la normalisation est souvent réalisée par Transformation linéaire, selon :

$$Y = \frac{2c}{b-a} \left[x - \frac{a+b}{2} \right] \tag{III-17}$$

L'univers du discours est ensuite représenté par une variable linguistique, qui comporte un nombre assez restreint de termes (en général trois, cinq ou sept) de façon à limiter le nombre de règles.

Enfin, les valeurs normalisées déduites de chacune des entrées sont transformées en qualifications linguistiques, en utilisant les variables linguistiques correspondantes.

Exemple : Une variable linguistique sur l'univers de discours $[-6, +6]$, peut être définie de la façon précisée dans le tableau 1:

Terme linguistique	Signification	Règle sémantique
NG	négatif grand	environ -6
NM	négatif moyen	environ -4
NP	négatif petit	environ -2
EZ	environ zéro	environ 0
PP	positif petit	environ +2
PM	positif moyen	environ +4
PG	positif grand	environ +6

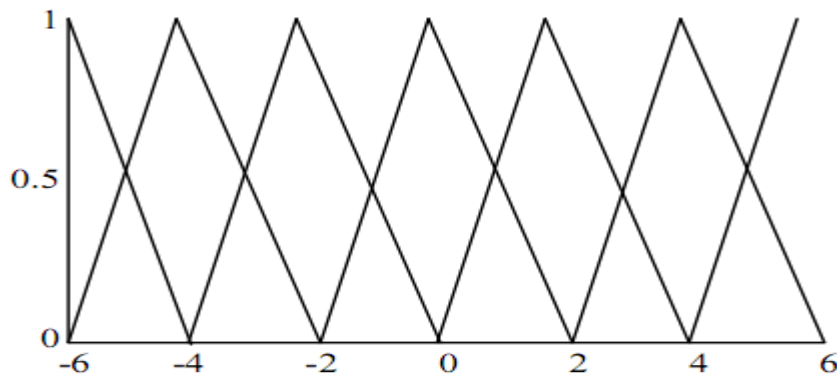
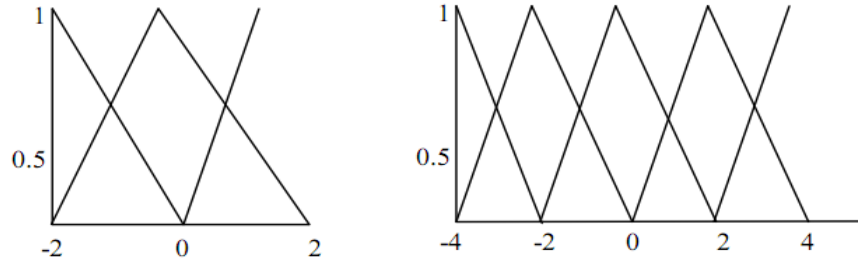


Figure III.7 : univers du discours partitionne par les termes linguistiques définis par le tableau 1

Dans cet exemple, les termes linguistiques utilisés sont ceux initialement proposés par Mamdani lorsque la variable linguistique en comporte sept. Les fonctions d'appartenance

correspondant à des variables comportant trois et cinq termes sont représentées sur la **figureIII.8**



(a) Désignations standard pour trois termes

(b) Désignations standard pour cinq termes

Figure III.8 : Désignation standard et fonction d'appartenance

La fuzzification est une étape clé dans tout contrôleur flou. La variable linguistique, qui est définie par une expertise, doit respecter un certain nombre de critères afin d'être efficace :

- Chaque terme linguistique est un nombre flou, de noyau non nul et dont la fonction d'appartenance est convexe.
- Les fonctions d'appartenance doivent respecter l'ordre linguistique.
- Les fonctions d'appartenance ne doivent pas trop se superposer. On tolère en général un chevauchement qui ne dépasse pas la mi-hauteur des termes linguistiques consécutifs

III.5 La defuzzification :

Comme pour tous les opérateurs flous, le concepteur du système ou doit choisir parmi plusieurs définitions possibles de defuzzification. Une liste détaillée peut être consultée dans [21]. Nous allons présenter brièvement les deux principales méthodes de defuzzification : **la méthode moyenne des maxima (MM) et la méthode du centre de gravité (COG).**

- **La defuzzification MM** : définit la sortie (décision du montant du pourboire) comme étant la moyenne des abscisses des maxima de l'ensemble ou issu de l'agrégation des conclusions.

$$\text{Décision} = \frac{\int_S y \, dy}{\int_S dy} \quad (\text{III-18})$$

$$\text{Ou } S = \{y_m \in R, \mu(y_m) = \text{SUP}_{y \in R}(\mu(y))\}$$

Et **R** est l'ensemble ou issu de l'agrégation des conclusions.

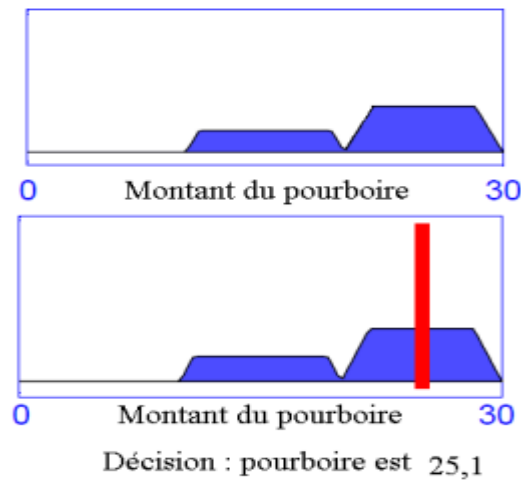


Figure III.9 : defuzzification avec la méthode moyenne de maxima(MM)

- **La defuzzification COG** : est plus couramment utilisée. Elle définit la sortie comme correspondant à l'abscisse du centre de gravité de la surface de la fonction d'appartenance caractérisant l'ensemble ou issu de l'agrégation des conclusions

$$\text{Décision} = \frac{\int_S y \mu(u) \, dy}{\int_S \mu(u) \, dy} \quad (\text{III-19})$$

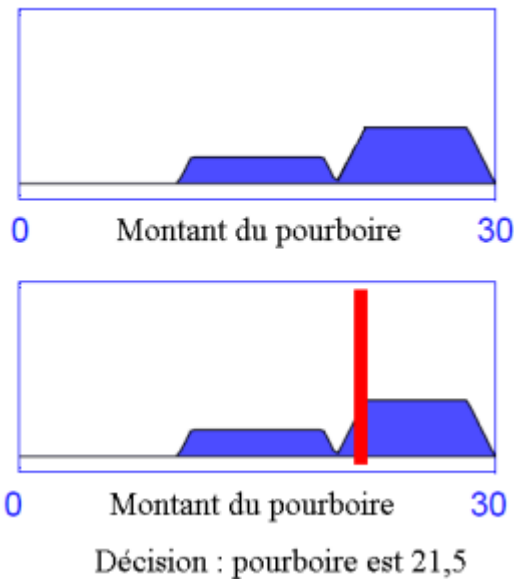


Figure III.10 : defuzzification avec la méthode centre gravité(COG)

Cette définition permet d'éviter les discontinuités qui pouvaient apparaître dans la defuzzification MM, mais est plus complexe et demande des calculs plus importants. Certains travaux tel [22] cherchent à améliorer les performances en cherchant d'autres méthodes aussi efficaces mais avec une complexité algorithmique moindre. Comme nous le voyons sur les 2 figures montrant les méthodes de defuzzification MM et COG appliquées à notre exemple, le choix de cette méthode a un effet important sur la décision finale.

III.6 Commande floue :

De façon générale, un système de commande a pour objectif de piloter l'entrée d'un processus afin d'obtenir un fonctionnement correct de ce dernier. Lorsqu'on dispose d'un modèle plus ou moins précis du système à commander, on peut utiliser un contrôleur de structure standard, fixe ou adaptatif, dont les paramètres seront évalués à partir du modèle.

Malheureusement, lorsque le système est difficilement modélisable, la conception du contrôleur peut s'avérer très complexe, sinon impossible. Lorsqu'un opérateur humain commande manuellement un système, les actions qu'il réalise sont dictées par une connaissance subjective du fonctionnement de ce système. Par exemple, s'il fait «froid» dans une pièce, on «augmente» le chauffage ; s'il fait «très froid», on «chauffe plus». Cette

commande du système peut être envisagée de façon différente selon la personne qui la réalise : la sensation de «froid» n'est pas directement liée à une mesure de la température.

Ce principe est à la base de la commande floue. La mesure réalisée sur le système («température») est prise en compte par l'intermédiaire d'une variable linguistique («froid», «tiède», «chaud»), qui est issue d'une analyse par un expert humain. Ensuite, l'action à réaliser est déduite à la fois d'un ensemble de règles de commande («s'il fait froid, on chauffe plus» . . .) et de l'état du système, qualifié par la variable linguistique. Enfin, la commande finale du système est créée en utilisant les conclusions de la déduction [7].

En résumé, un contrôleur flou comporte les différents éléments suivants :

- 1-Un sous-système d'interface avec le flou, composé en général d'un ensemble de variables linguistiques.
- 2-Une base de connaissances : «base de données» et «base de règles linguistiques de commande».
- 3-Un sous-système réalisant un raisonnement en utilisant des méthodes issues de la logique floue.
- 4- Un sous-système d'interface avec le non flou, qui fournit la ou les commandes envoyées au système.

La **figure III-11** montre la structure générale d'un contrôleur floue

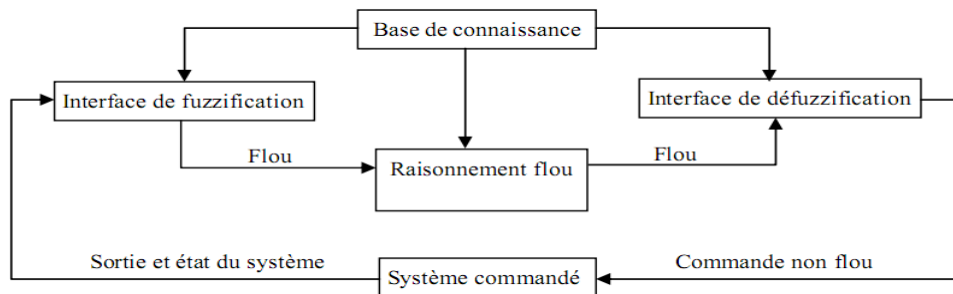


Figure III-11 : Configuration générale d'un contrôleur floue

III.7 Conclusion :

Nous avons vu dans ce chapitre l'intérêt de la logique floue dans le domaine du contrôle de processus. Cette approche permet de tenir compte à la fois des connaissances d'un expert humain et de l'incertitude et de l'imprécision des données traitées par le contrôleur.

Pourtant, la conception d'un contrôleur flou n'est pas toujours chose aisée. Lorsqu'on utilise un contrôleur de type standard (par exemple un PID), on dispose de nombreux outils de synthèse permettant de choisir au mieux les paramètres du régulateur en fonction de la structure ou du modèle du système à commander. Malheureusement, la panoplie d'outils disponibles est beaucoup plus limitée dans le cas des contrôleurs flous.

En fait, le fonctionnement d'un contrôleur flou dépend d'un nombre très important de paramètres (fonctions d'appartenance, règles floues, règles d'inférence, défuzzification) qu'il faut régler lors de la conception. Comme ces paramètres s'influencent mutuellement, il est peu probable qu'une méthode de synthèse traitant indépendamment chaque sous-système du contrôleur flou puisse fournir un résultat «optimal».

Dans certains cas, une approche globale de la conception est toutefois possible. Elle est basée sur une méthode d'apprentissage, dans laquelle un système extérieur au contrôleur analyse les performances de ce dernier lorsqu'il utilise un ensemble donné de paramètres. Par essais successifs, le système extérieur peut sélectionner le jeu de paramètres qui assurera le «meilleur» fonctionnement du contrôleur.

CHAPITRE VI

APPLICATION

CHAPITRE VI

APPLICATION

IV.1 Commande par mode glissement d'un convertisseur DC-DC

Comme il a été mentionné, au chapitre précédent, des caractéristiques les plus importantes du régime de mode de glissement, est sa capacité d'atteindre la réponse qui est indépendante du système. De ce point de vue, le convertisseur DC - DC est particulièrement adapté pour l'application de la SMC, le système est contrôlable si chaque variable d'état peut être affecté par un signal d'entrée. La tension de la sortie et son dérivé sont à la fois continue et accessible pour la mesure.

Pour les convertisseurs DC-DC utilisés dans la pratique, l'écart de la variation du courant est beaucoup plus rapide que l'écart de la variation de la tension de sortie. Le problème de contrôle peut être résolu en utilisant la structure de la commande en cascade avec boucles de régulation.

Modalisation de convertisseur :

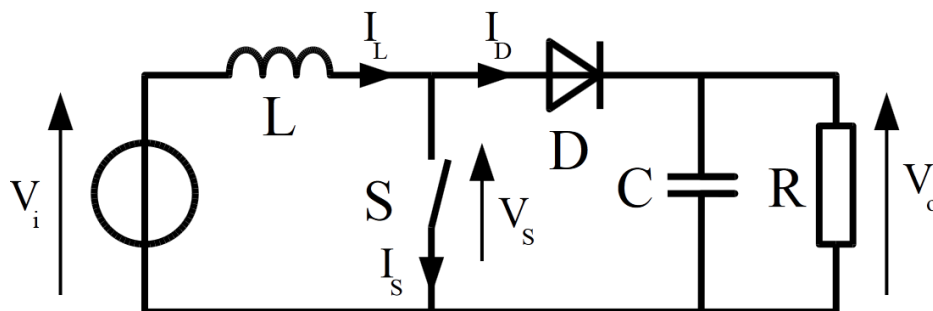


Fig.IV.1 : topologie du convertisseur DC-DC.

Suivant les états de fermeture et d'ouverture de l'interrupteur S , et en prenant comme variable d'état la tension aux bornes de C et le courant i_L , le convertisseur sera décrit par le modèle d'espace d'état suivant :

1-Modèle instantané :

α : est une fonction de commutation qui prend les valeurs 0 et 1.

Chaque état de commutation peut être décrit les équations d'état suivantes :

Etat « ON »,

$$\alpha \in [0, \alpha T] :$$

$$\begin{cases} v_i - L \frac{d_i}{dt} = 0 \\ c \frac{d_{v_0}}{dt} = -\frac{v_0}{R} \end{cases}$$

Etat « OFF »,

$$\alpha \in [0, \alpha T] :$$

$$\begin{cases} v_i - L \frac{d_i}{dt} - v_0 = 0 \\ c \frac{d_{v_0}}{dt} = i_d - \frac{v_0}{R} \end{cases}$$

2-Modèle moyenne :

$$\begin{cases} v_i - L \frac{d_i}{dt} = v_0(1 - \alpha) \\ c \frac{d_{v_0}}{dt} = -\frac{v_0}{R} + i(1 - \alpha) \end{cases}$$

Le système est défini comme suivant :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \tag{IV.1}$$

$$x = \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}, \alpha = \{0, 1\}$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{v_i}{L} - \frac{v_0(1-\alpha)}{L}$$

$$\frac{dv}{dt} = -\frac{v_0}{R} + \frac{i(1-\alpha)}{c}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_i - v_0}{L} & \frac{v_0}{L} \\ \frac{1}{c} \left(i - \frac{v_0}{R} \right) & -\frac{i}{c} \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{v_i - v_0}{L} \\ \frac{1}{c} (i - \frac{v_0}{R}) \end{bmatrix}, g(x) = \begin{pmatrix} \frac{v_0}{L} \\ -\frac{i}{c} \end{pmatrix}$$

IV.2 Application du régulateur Mode glissant :

La figure (Fig.IV.2) montre le schéma du réglage non linéaire par mode glissant utilisant le principe de la méthode de la commande en cascade

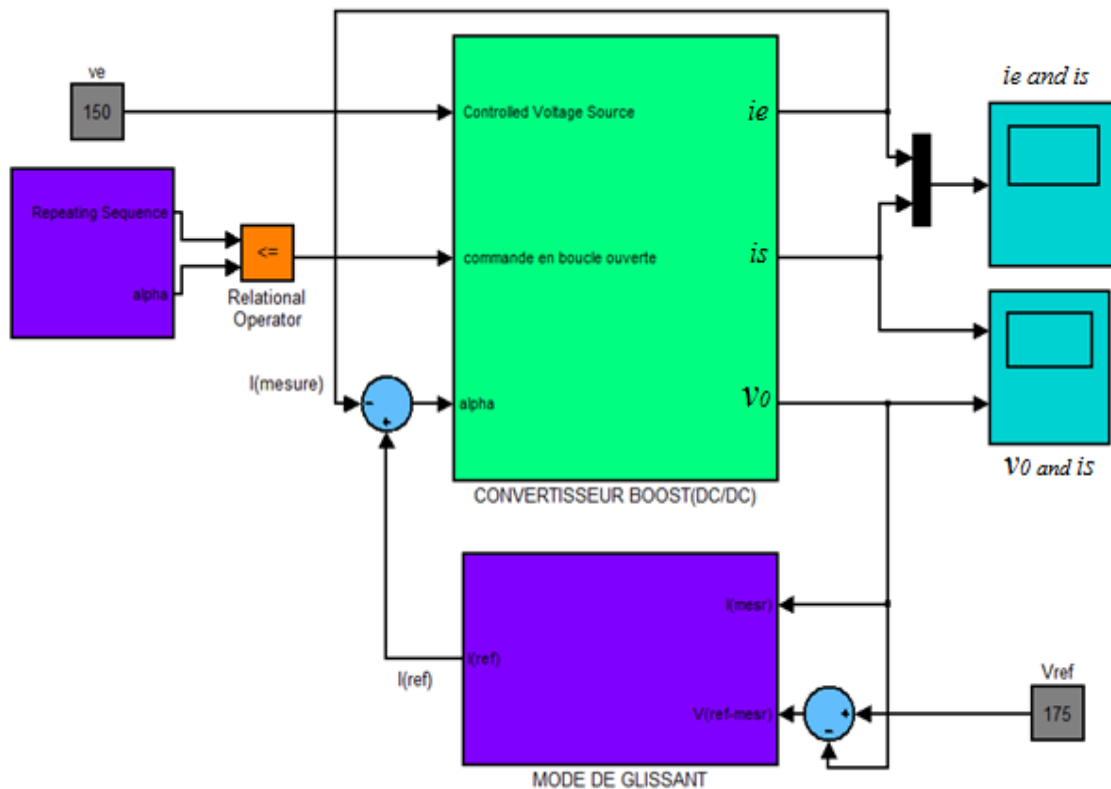


Fig.IV.2 : Principe du réglage par mode glissant.

IV.2.1 Choix de la surface :

De l'équation (IV.5), et pour n = 1, la surface du glissement sera :

$$S(v_0) = e(v_0) = v_{ref} - v_0 \tag{IV.2}$$

Où, A représente le gain du capteur atténuateur.

IV.2.2 Condition d'attractivité :

Il faut rendre la surface S(v₀) attractive et invariante.

De la loi S(x).Ṡ(x) < 0, on peut choisir l'équation

$$U_N = K \text{sign}(S(V_L)) \quad (\text{IV.3})$$

IV.3. Détermination des composantes de la commande :

IV.3.1 composante équivalente :

De l'équation

$$S(x) = 0 \Rightarrow \dot{S}(x) = 0 \quad (\text{IV.4})$$

On définit la composante équivalente :

$$\dot{S}(v_0) = 0 \Rightarrow U_{eq} = \frac{v_0}{R}$$

IV.3.2 composante non linéaire :

Elle est définie par :

$$U_N = K \text{sing}(S(v_0)) \quad (\text{IV.5})$$

IV.3.3 loi de commande :

Elle regroupe les deux composantes U_{eq} et U_N , par conséquent la loi de commande à la sortie du régulateur devient :

$$u = \frac{v_0}{R} + K \text{sing}(S(v_0)) \quad (\text{IV.6})$$

IV.4 Résultat de la simulation numérique :

Pour illustrer et pour faciliter la compréhension des résultats théoriques, une simulation est développée sous MATLAB/SIMILINK. Pour le convertisseur étudié en utilisant les paramètres suivants :

R résistance (Ω)	L Inductance (mH)	C condensateur (μF)	Ve Tension d'entrée(V)	V(ref) (V)
220	10	470	150	175

Tableau 1 : valeur de composants de circuit.

IV.5 Résultat de simulation

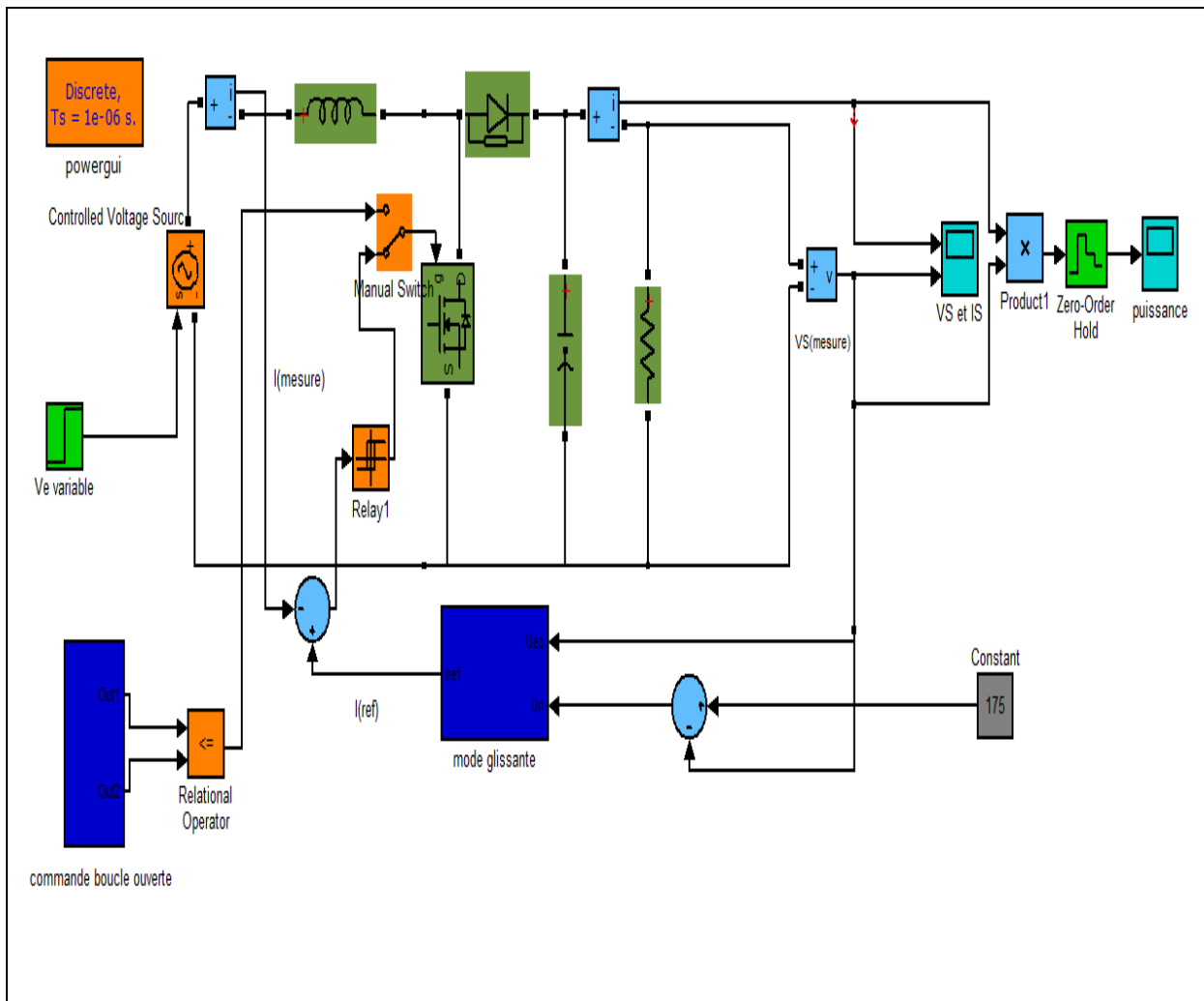


Fig.IV.3 : Schéma Bloc de la structure de commande d'un convertisseur DC/DC par mode glissant

On peut voir sur la figure ci-dessus Fig.IV.3 un schéma bloc qui représente un convertisseur DC/DC DE type boost (élevateur) qui est commandé par un régulateur avancé type mode glissant.

IV.5.1 Teste de la variation de la tension d'alimentation :

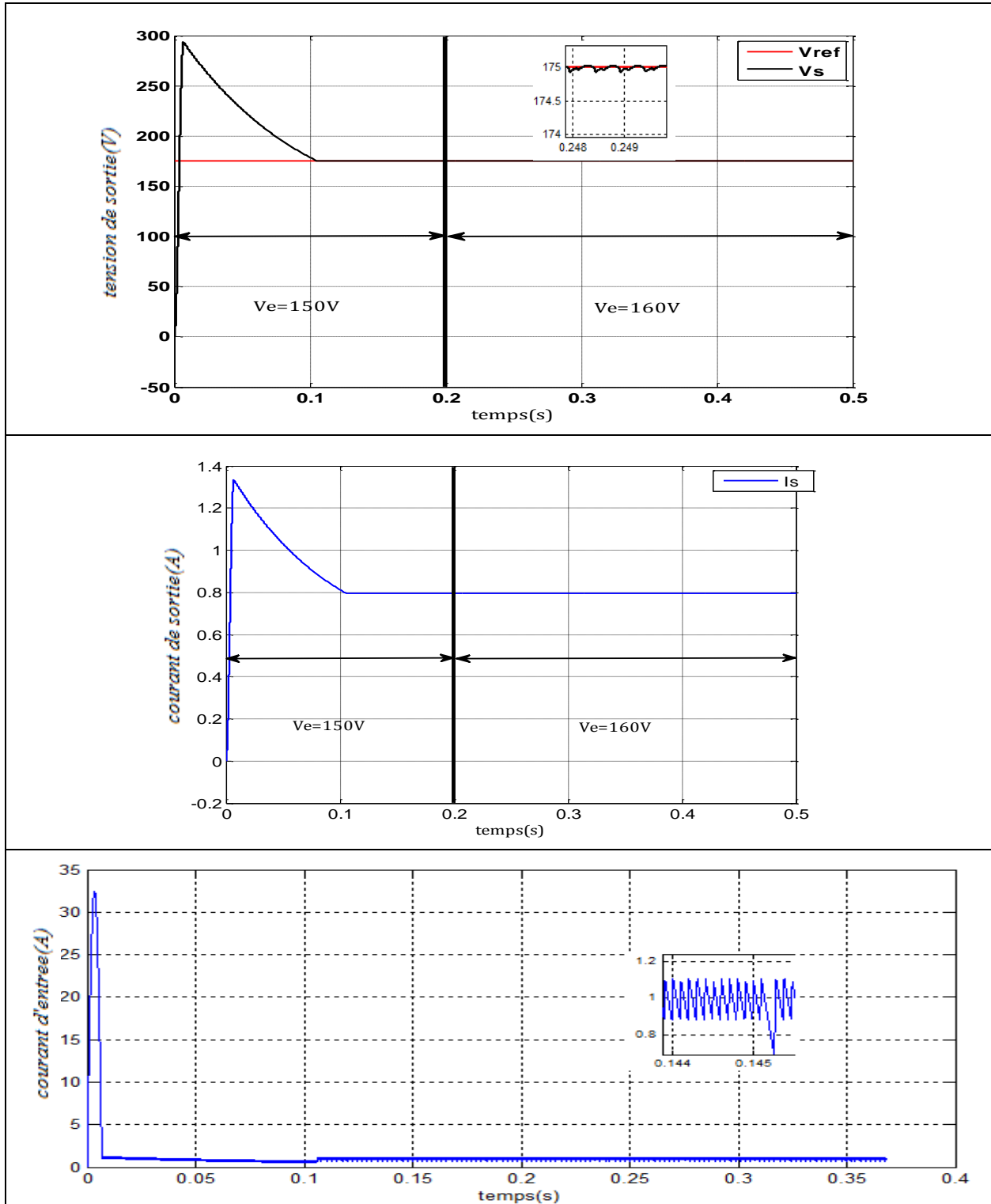
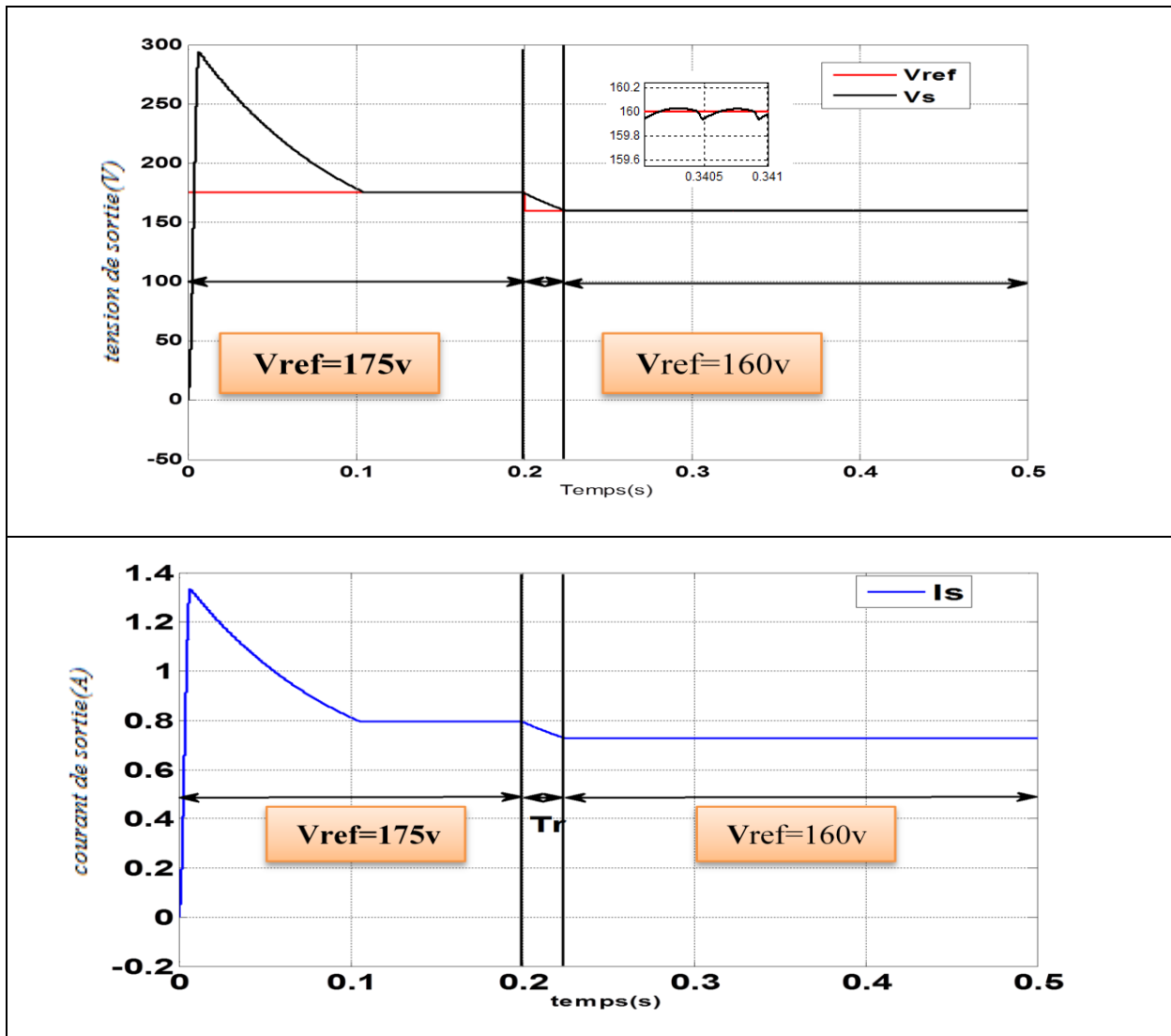


Fig. IV.4 : Variation de la tension d'alimentation (150v à 160v).

Cette figure IV.4. Représente les résultats de tension de sortie et le courant de sortie après régulation. On a alimenté notre convertisseur avec une tension de 150v, on a remarque que le régulateur a suivie la consigne donné au départ puis a 0.2 s une perturbation s'est produite qui a augmenté la tension d'alimentation a 160v malgré ca le régulateur a gardé la même consigne. On a remarque aussi que le régulateur a besoin d'un certain intervalle pour garder la consigne.

IV.5.2 Teste de la variation de la référence



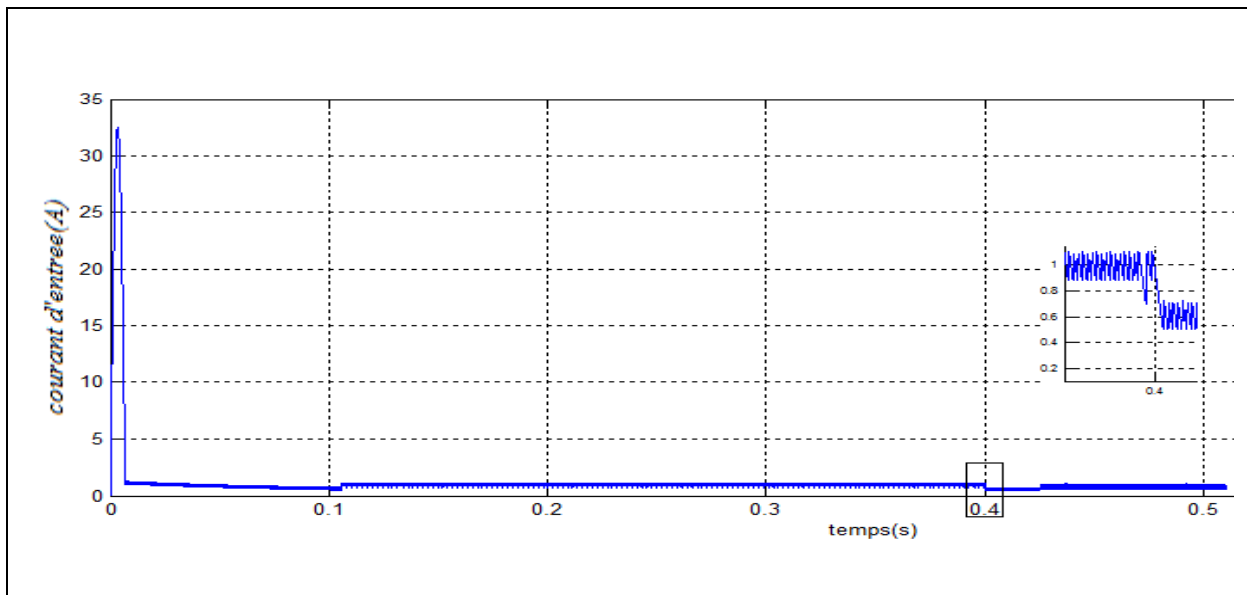


Fig. IV.5 : Variation de la tension de référence (175v à 160v).

La figure ci-dessus IV.5 représente les résultats de tension de sortie et le courant de sortie après régulation. On a fixé l'alimentation de notre convertisseur avec une tension de 150v, puis on donne comme tension de référence 175v au régulateur. On a remarqué que le régulateur a suivi la consigne donnée au départ, puis à 0.2 s une perturbation s'est produite qui a diminué la tension de référence à 160v cette diminution a pris un certain temps appelé T_r (0.02s), avec ce changement de tension de référence notre régulateur a suivi une nouvelle consigne. On a remarqué aussi que le régulateur a besoin d'un certain intervalle pour garder la consigne.

IV.5.3 Teste de la variation de la charge

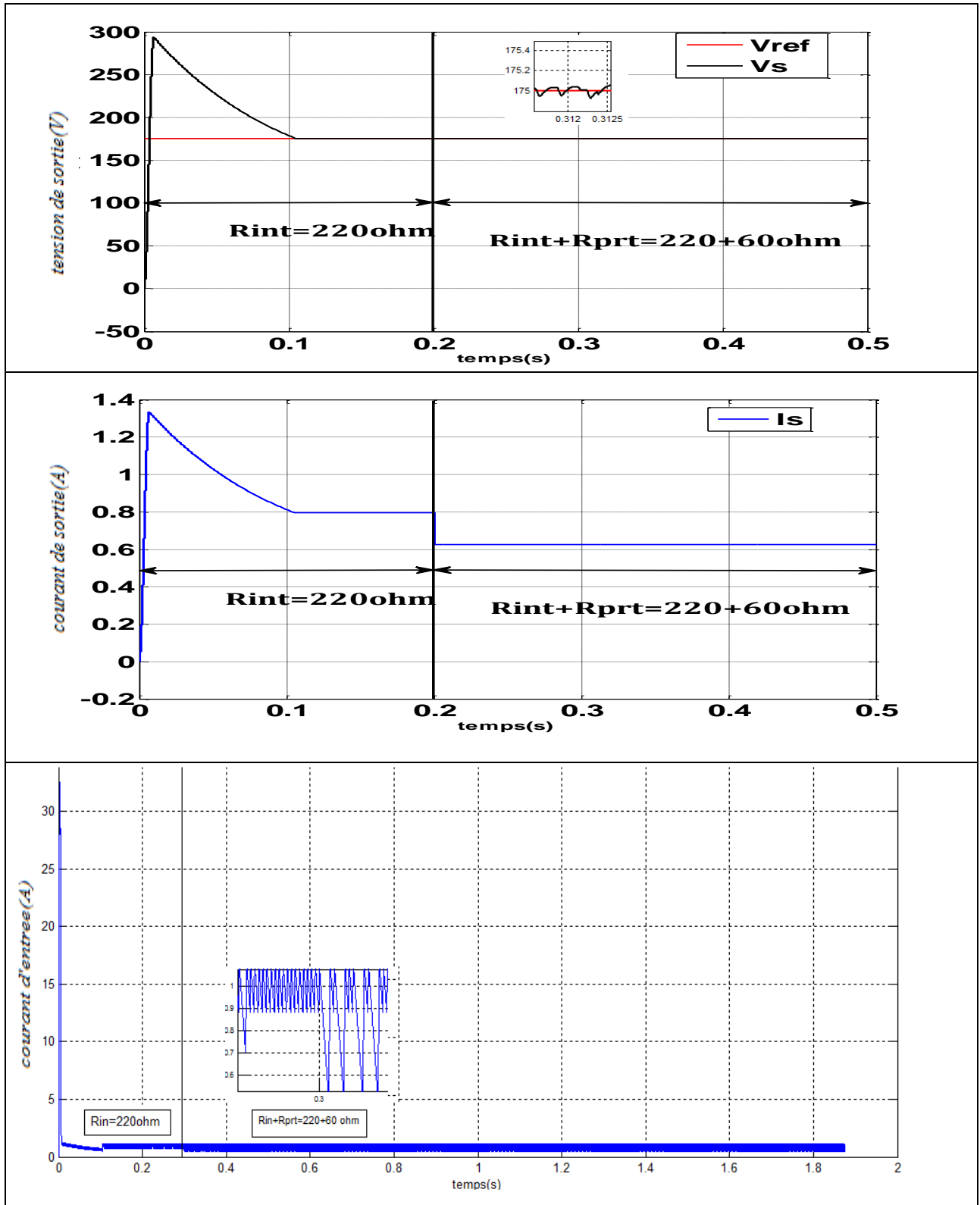


Fig. IV.6 : Variation de la charge R_{in} de (220Ω à 280Ω).

La figure IV.6 représente les résultats de tension de sortie et le courant de sortie après régulation. On a fixé trois paramètres qui sont la tension d'alimentation (150V), la référence à 175V et la charge initiale 220Ω, on a remarqué que le régulateur a suivi la consigne donnée au départ puis à 0.2 s une perturbation s'est produite qui a augmenté la charge à 280Ω malgré ça le régulateur a gardé la même consigne de tension de référence avec une diminution de la valeur du courant de sortie. On a remarqué aussi que le régulateur a besoin d'un certain intervalle pour garder la consigne.

IV.6 Commande par logique floue d'un convertisseur DC-DC

IV.6.1 Boucle de régulation de la tension

La stratégie du contrôle par logique floue est représentée par la figure (Fig. IV.9). Elle consiste à comparer la tension V_s mesurée avec la tension de référence V_{ref} . Cette erreur e est considérée comme étant une première variable d'entrée, tandis que son dérivé Δe est considéré comme une deuxième variable d'entrée, telle que :

$$e(k) = V_{ref}(k) - V_s(k) \quad (IV.6)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k - 1) \quad (IV.7)$$

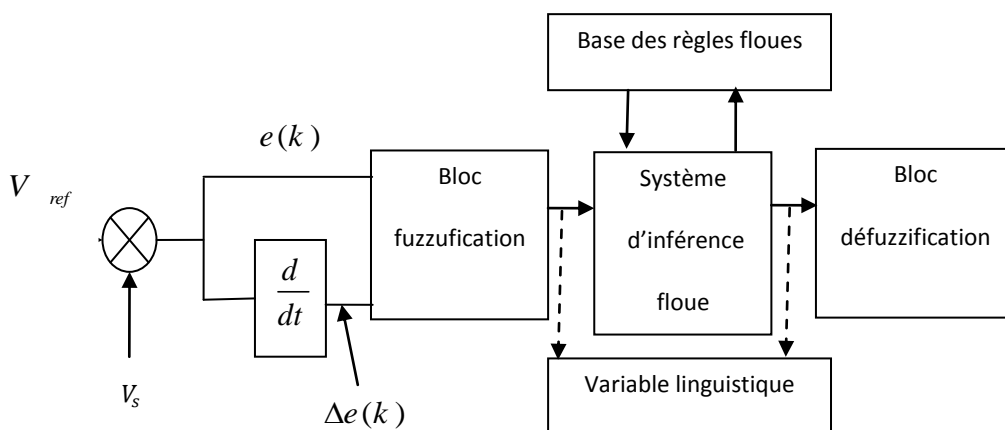


Fig. IV.7 : Schéma de principe d'un contrôleur flou.

IV.6.1.1 Fuzzification

Sept niveaux flous sont définis pour e et Δe , qui sont répartis comme suit : négatif Grand (NG), négatif petit (NP), zéro (ZE), positif petit (PP), et positif Grand (PG). Chaque variable de l'entrée est assignée à une valeur d'adhésion dans chaque ensemble flou, basée sur la fonction de l'adhésion correspondante. Les fonctions d'appartenance sont représentées par les figures (Fig. IV.10) et (Fig. IV.11).

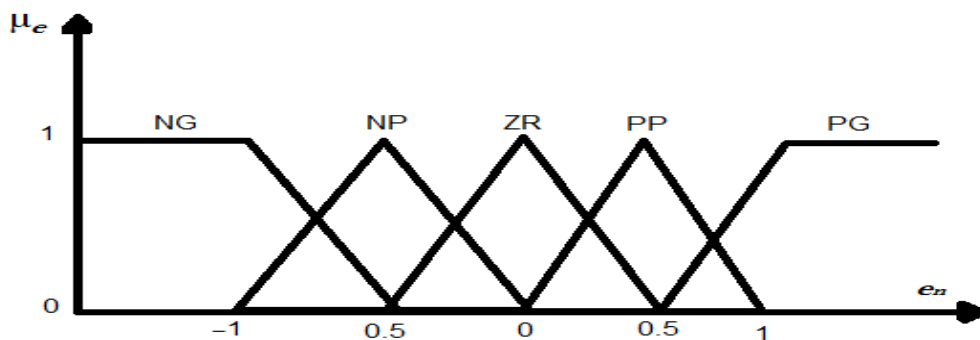


Fig. IV.8 : Fonction de répartition pour (e) et (Δe).

Notons ici que la sortie du régulateur flou est une fonction de répartition triangulaire qui se compose de sept ensembles flous : négatif Grand (NG), négatif moyen (NM), négatif petit (NP), zéro (ZR), positif petit (PP), positif moyen (PM), et positif Grand (PG).

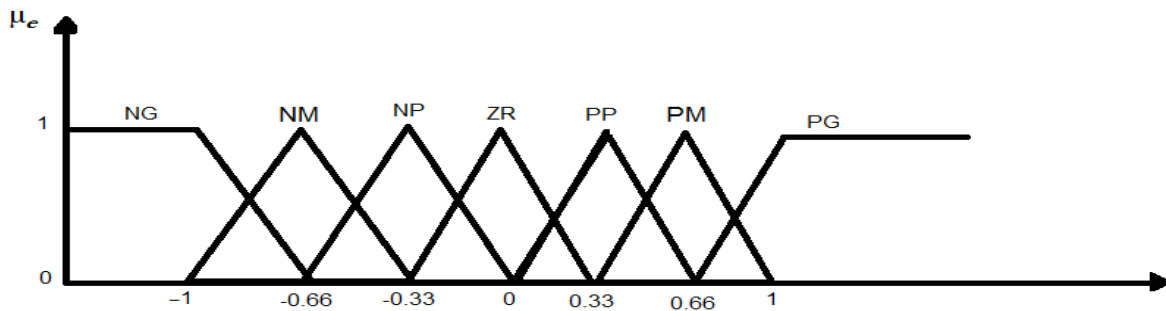


Fig. IV.9 : Fonction de répartition pour la sortie.

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

$\Delta e_n \backslash e_n$	NG	NP	ZR	PP	PG
NG	NG	NG	NM	NP	ZR
NP	NG	NM	NP	ZR	PP
ZR	NM	ZR	PP	PM	PG
PP	NP	ZR	PP	PM	PG
PG	ZR	PP	PM	PG	PG

Tableau 2 : matrice d'inférence du régulateur floue.

Cette matrice d'inférence est établie par une logique qui tien compte de la physique du système. En effet ,il est tout a fait normal de générer une variation du courant de référence négative grand quand l'erreur sur la tension de sortie du convertisseur par rapport a sa consigne et sa variation sont négative grandes ...ext

Donc un parfait connaissance du comportement du système par a régler nous permet d'établir un ensemble de régler floues, contrairement aux méthodes classique ou il nous faut un modèle mathématique.

L'action ou la commande Δ_i ,est déduite en tentant compte de l'ensemble des25 règles de la matrice d'inférence, en effet :

$\Delta_{in} = \{Si (en \text{ est } PG \text{ ET } \Delta_{en} \text{ est } PP) \text{ alors } \Delta_{in} \text{ est } PG \text{ Ou ;}$
 $Si (en \text{ est } NP \text{ et } \Delta_{en} \text{ est } ZR) \text{ alors } \Delta_{in} \text{ est } NP \text{ OU ;}$
 Ext.....}

Pour la defuzzification, on utilise la méthode du centre gravite présentée précédemment, on obtient :

$$\Delta i_n = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} S_i}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} S_i}$$

Ou μ_{ci} est le facteur d'appartenance de la prémisse ou de la condition de la i^{eme} règle. Si est l'aire de la fonction d'appartenance de la sortie en liaison avec l' i^{eme} règle. elle ne dépend pas des entrées X_{Gi} est l'abscisse du center de gravite de la surface si, on peut écrire enfin que :

$$i_{ref}(k+1) = i_{ref}(k) + k_{\Delta i} \Delta i_n(k + 1)$$

IV.7 Résultat de simulation :

On présente dans cette section les résultats de simulation d'un réglage flou de la tension et courant des sorties.

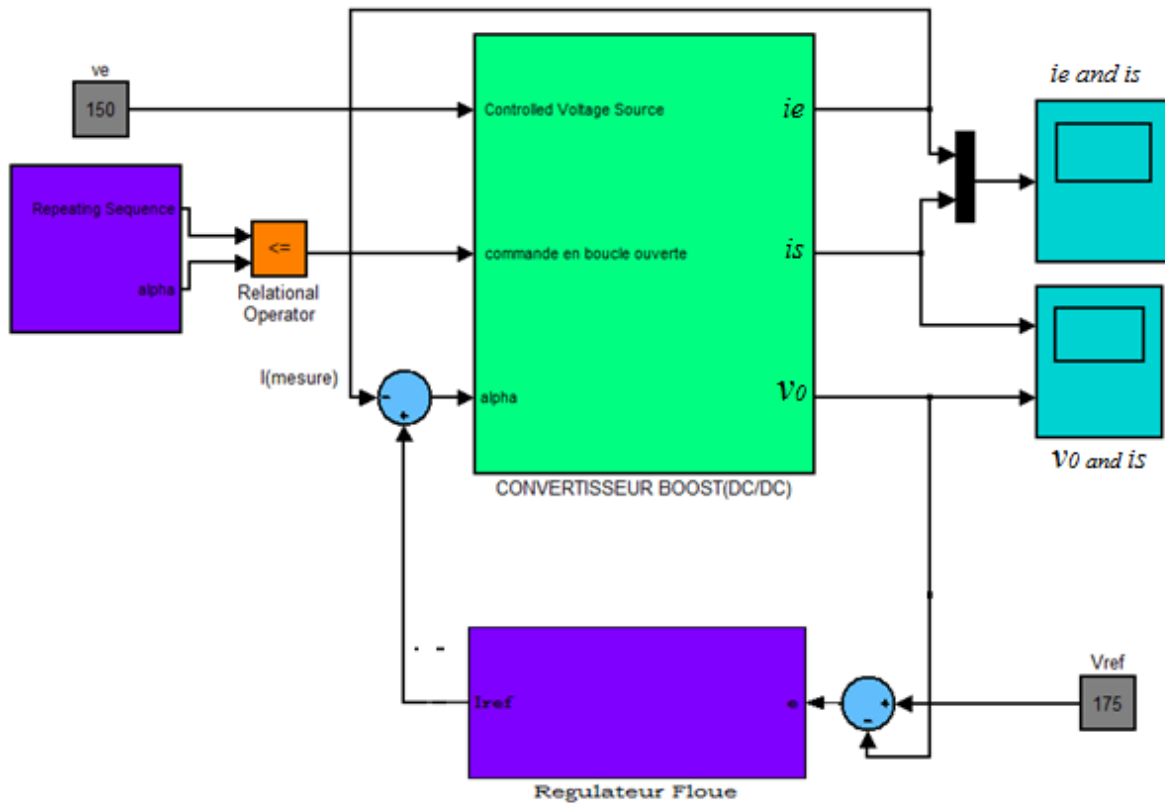


Fig.IV.10 : Principe du réglage par logique floue.

Comme tous les régulateurs classique, le régulateur floue est appliqué à la commande de Mosfet le régulateur floue présenté dans ce chapitre permet à partir d'un erreur de tension ($V_{ref} - V_s$) et sa variation (Δe), d'estimer le courant de référence ou de commande comme la figure .IV.11.

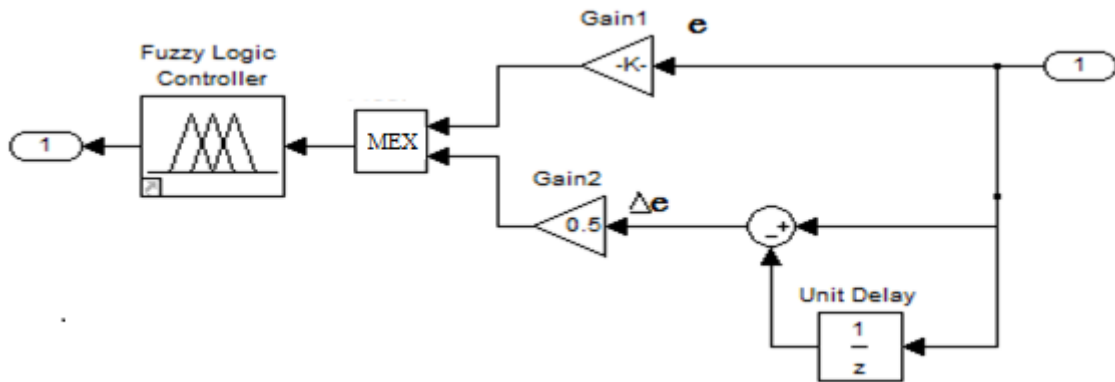


Fig.IV.11 : régulateur flou.

Le paramètre de régulateur flou dans ce chapitre est :

- Gain de l'erreur $K_e=0.01$
- Gain de variation de l'erreur $K_{\Delta e}=0.5$

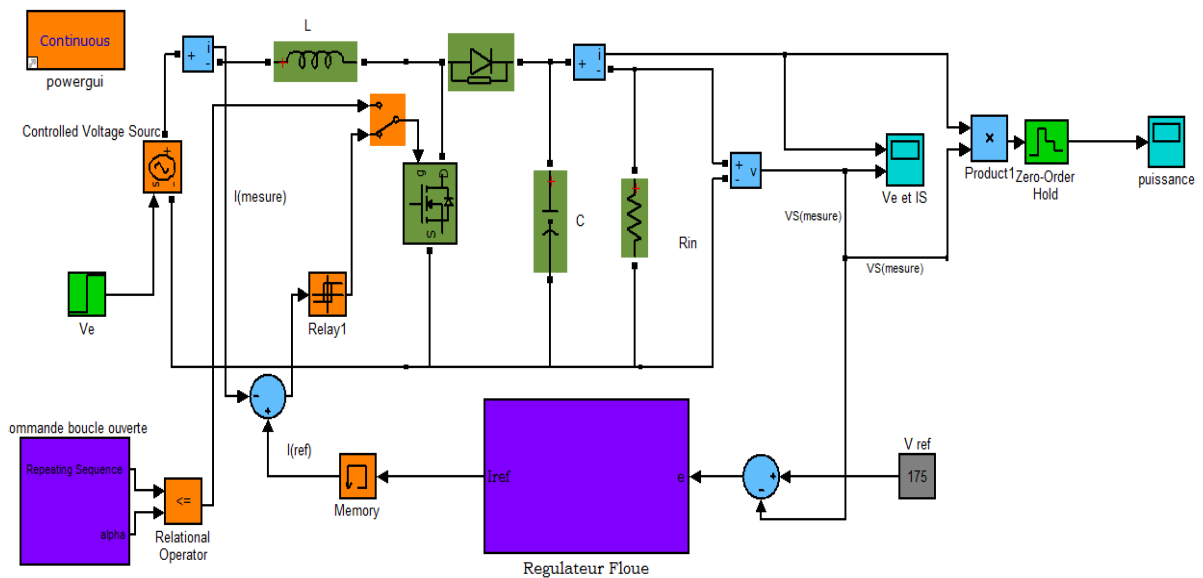


Fig.IV.12 : Schéma Bloc de la structure de commande d'un convertisseur DC/DC par logique floue.

IV.7.1 Teste de la variation de la tension d'alimentation

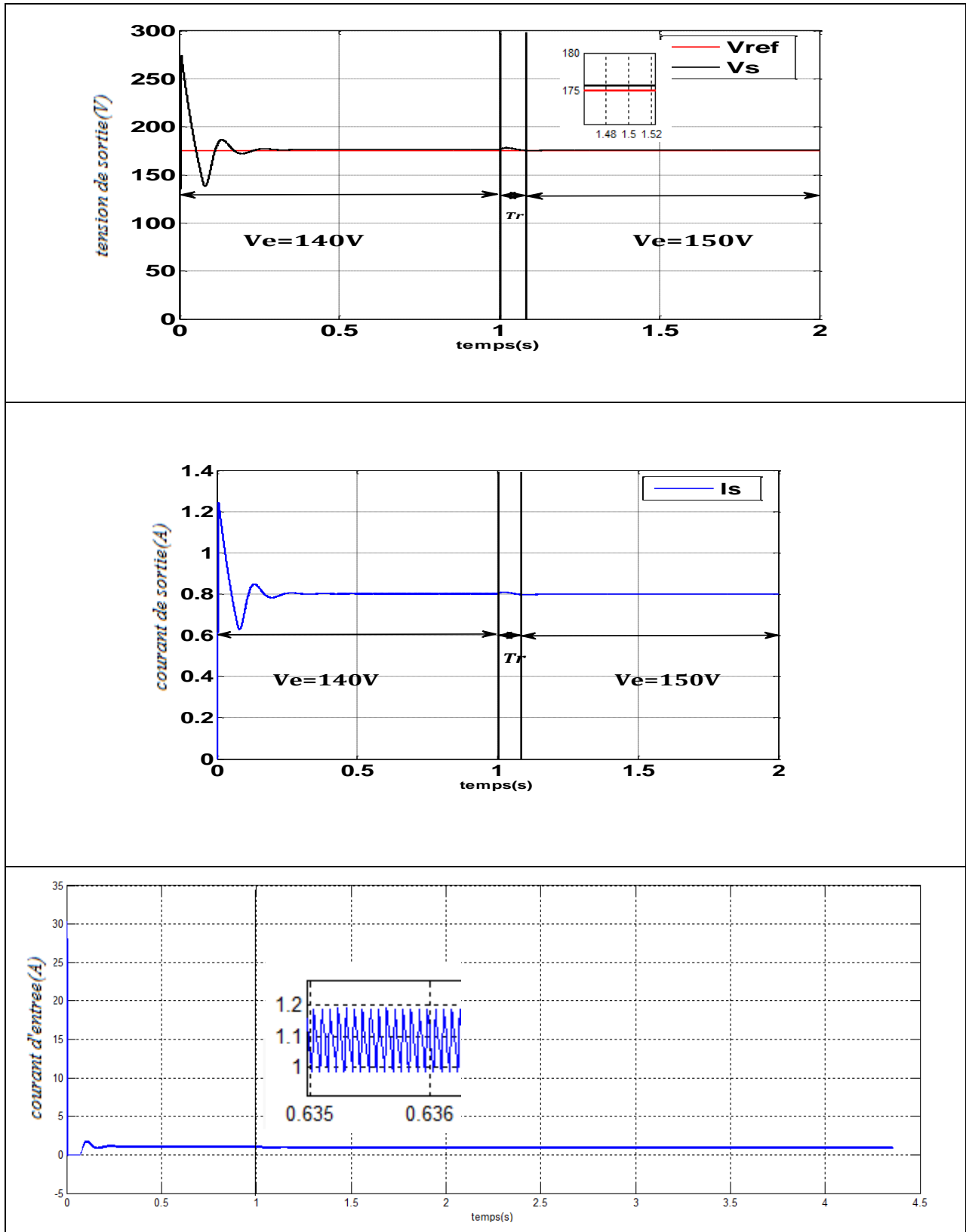
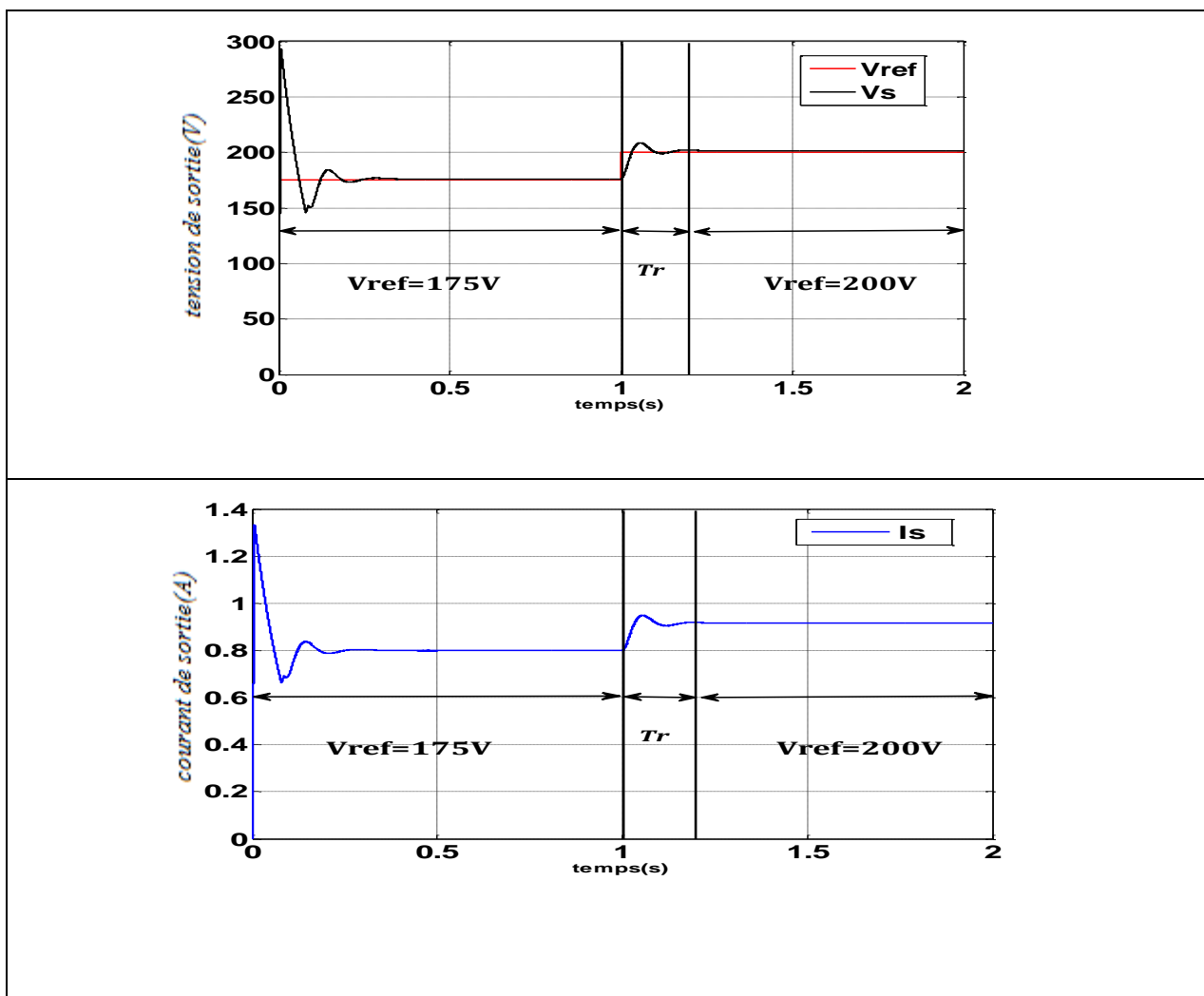


Fig. IV.13 : Variation de la tension d'alimentation (140v à 150v).

Cette figure IV.13. Représente les résultats de tension de sortie et le courant de sortie après régulation. On a alimenté notre convertisseur avec une tension de 140v, on a remarqué que le régulateur a suivi la consigne donné au départ puis a 1 s une perturbation s'est produite qui a augmenté la tension d'alimentation à 150v malgré ça le régulateur a gardé la même consigne mais avec un temps de réponse de 0.15 s. On a remarqué aussi que le régulateur a besoin d'un certain intervalle pour garder la consigne.

IV.7.2 Teste de la variation de la référence



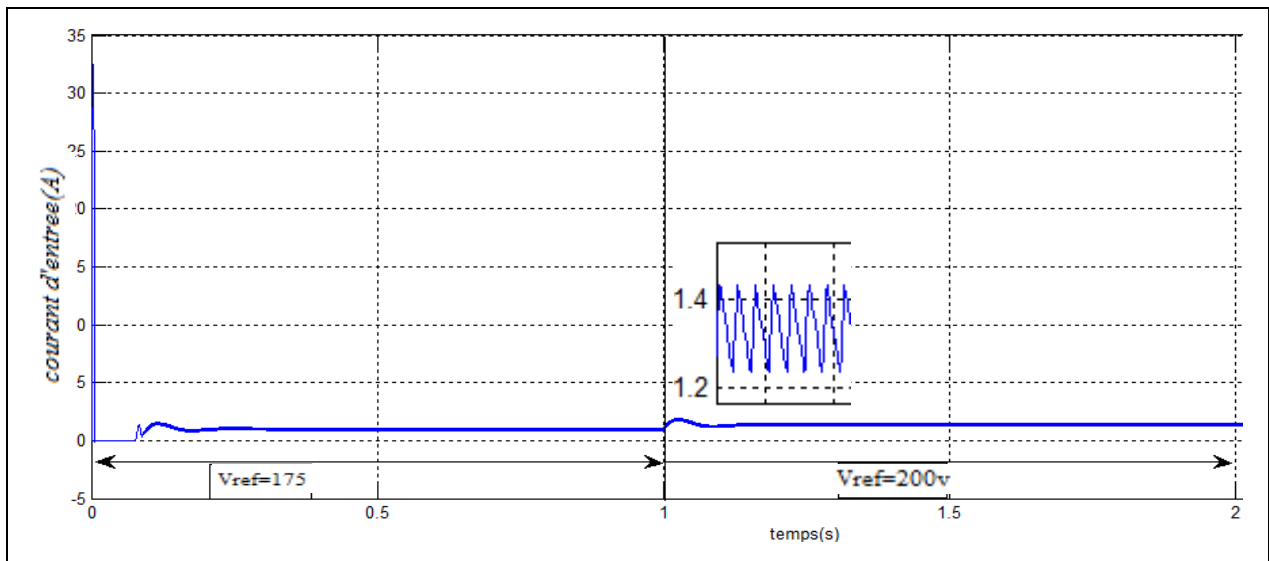
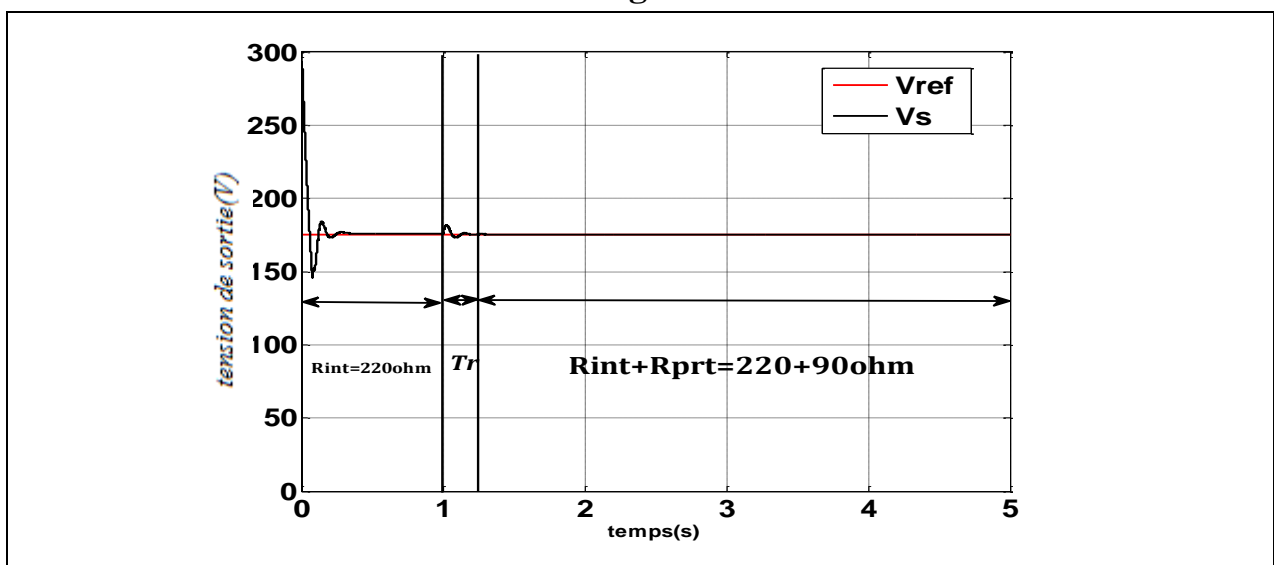


Fig. IV.14 : Variation de la tension de référence (175v à 200v).

La figure ci-dessus IV.14 représente les résultats de tension de sortie et le courant de sortie après régulation. On a fixé l'alimentation de notre convertisseur avec une tension de 150v, puis on donne comme tension de référence 175v au régulateur. On a remarqué que le régulateur a suivi la consigne donnée au départ, puis à 1 s une perturbation s'est produite qui a augmenté la tension de référence à 200v cette augmentation a pris un certain temps appelé T_r (0.18s), avec ce changement de tension de référence notre régulateur a suivi une nouvelle consigne. On a remarqué aussi que le régulateur a besoin d'un certain intervalle pour garder la consigne.

IV.7.3 Teste de la variation de la charge



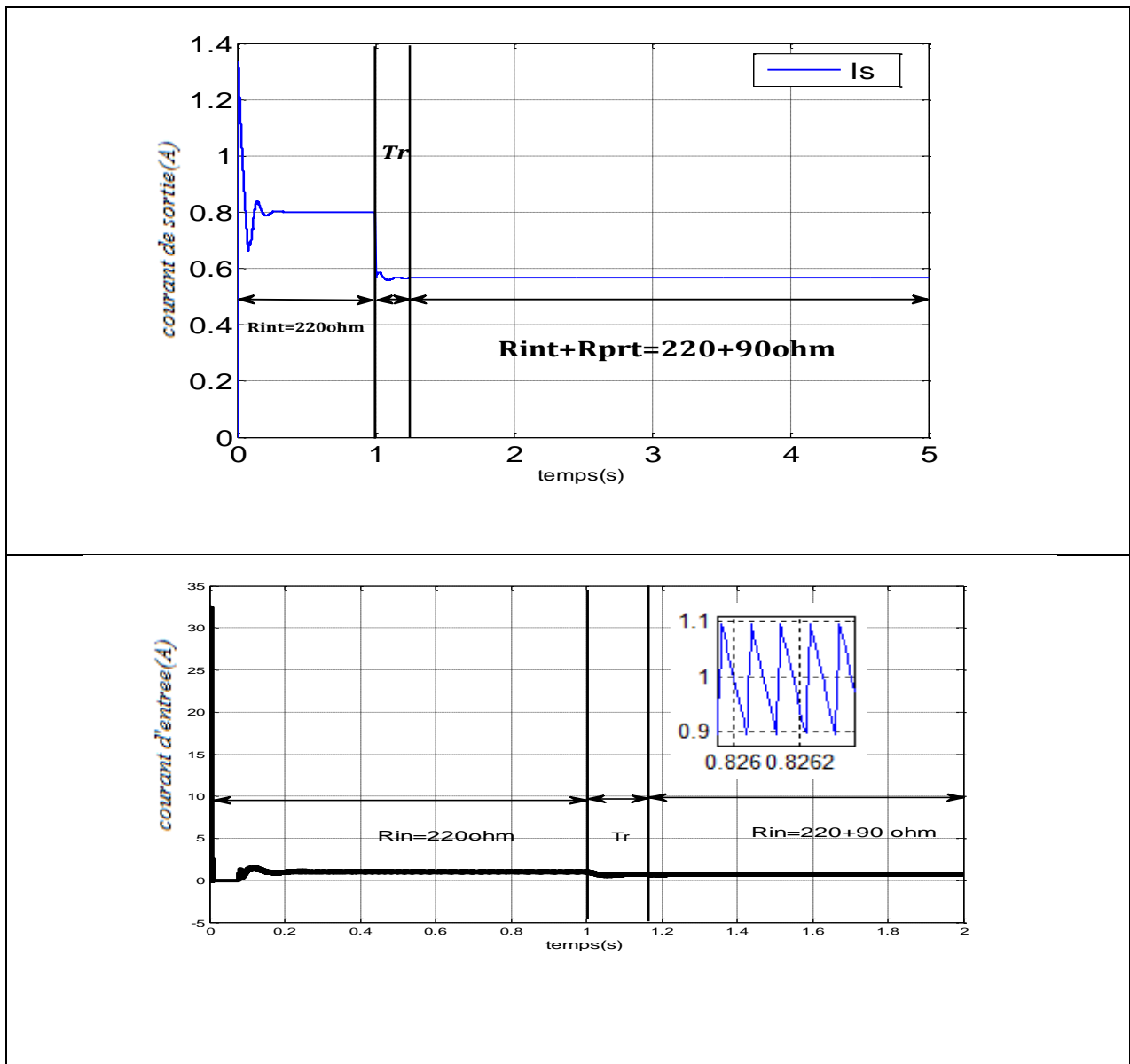


Fig. IV.15 : Variation de la charge R_{in} de (220Ω à 310Ω).

La figure IV.15 représente les résultats de tension de sortie et le courant de sortie après régulation. On a fixé trois paramètres qui sont la tension d'alimentation (150V), la référence à 175V et la charge initiale 220Ω , on a remarqué que le régulateur a suivi la consigne donnée au départ puis à 1 s une perturbation s'est produite qui a augmenté la charge à 310Ω malgré cela le régulateur a gardé la même consigne de tension de référence avec une diminution de la valeur du courant de sortie. On a remarqué aussi que le régulateur a besoin d'un certain intervalle pour garder la consigne.

IV.8. Commande en mode glissant auto réglable :

Généralement, la valeur du gain utilisée dans le régulateur en mode glissant est imposée d'une manière empirique (par tâtonnement), le paramétrage de ce gain ne subit pas à des règles précises. Afin de mettre une solution pour la détermination de la valeur du gain, une solution de le mettre adaptatif (Auto-réglable) est proposée.

La figure (**Fig. IV.16**) montre le schéma du réglage non linéaire par commande en mode glissant auto réglable. Elle combine deux techniques de commande : le mode glissant pour délivrer la valeur max du courant de référence, et un régulateur flou incorporé pour délivrer la valeur du gain utilisé pour le régulateur en mode glissant.

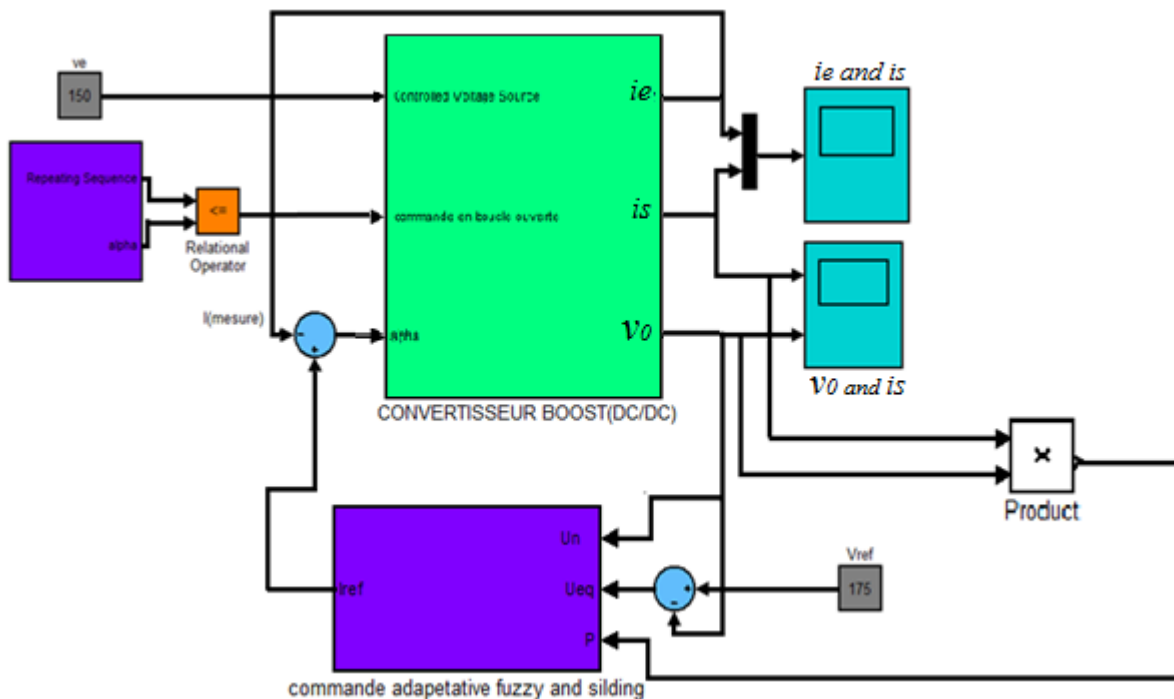


Fig. IV.16 : Principe du réglage adaptatif.

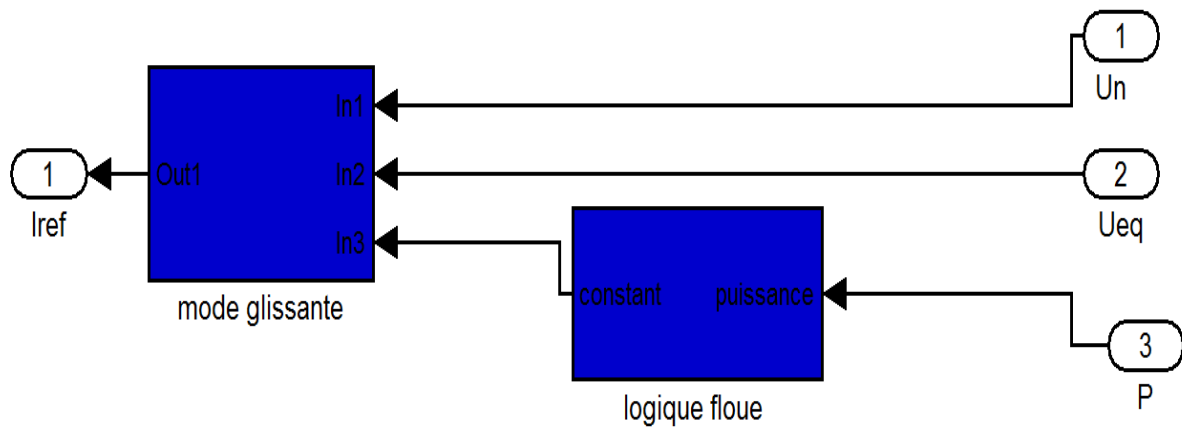


Fig. IV.17 : Régulateur mixte (logique floue et mode glissant).

Autoréglage Flou :

Afin de concevoir les règles floues du contrôleur désigné pour produire la valeur du gain, on a effectué une série de testes en variant la valeur de la charge et en fixant la valeur du gain adéquat. A partir des informations délivrées par cette table un contrôleur flou basé sur des règles linguistiques qui expriment le sens de la variation du gain en fonction du changement de la charge est désigné.

La variation de $R_m(\Omega)$	Valeur de K	Puissance (watt)
220	0.19	139
250	0.01	122.5
280	0.12	109.5
310	0.25	99
190	0.4	160
160	0.5	191.5
130	0.85	235.3

Tableau 3 : variation de K en fonction de la puissance et la charge.

IV.8.1 Teste de la variation de la tension d'alimentation

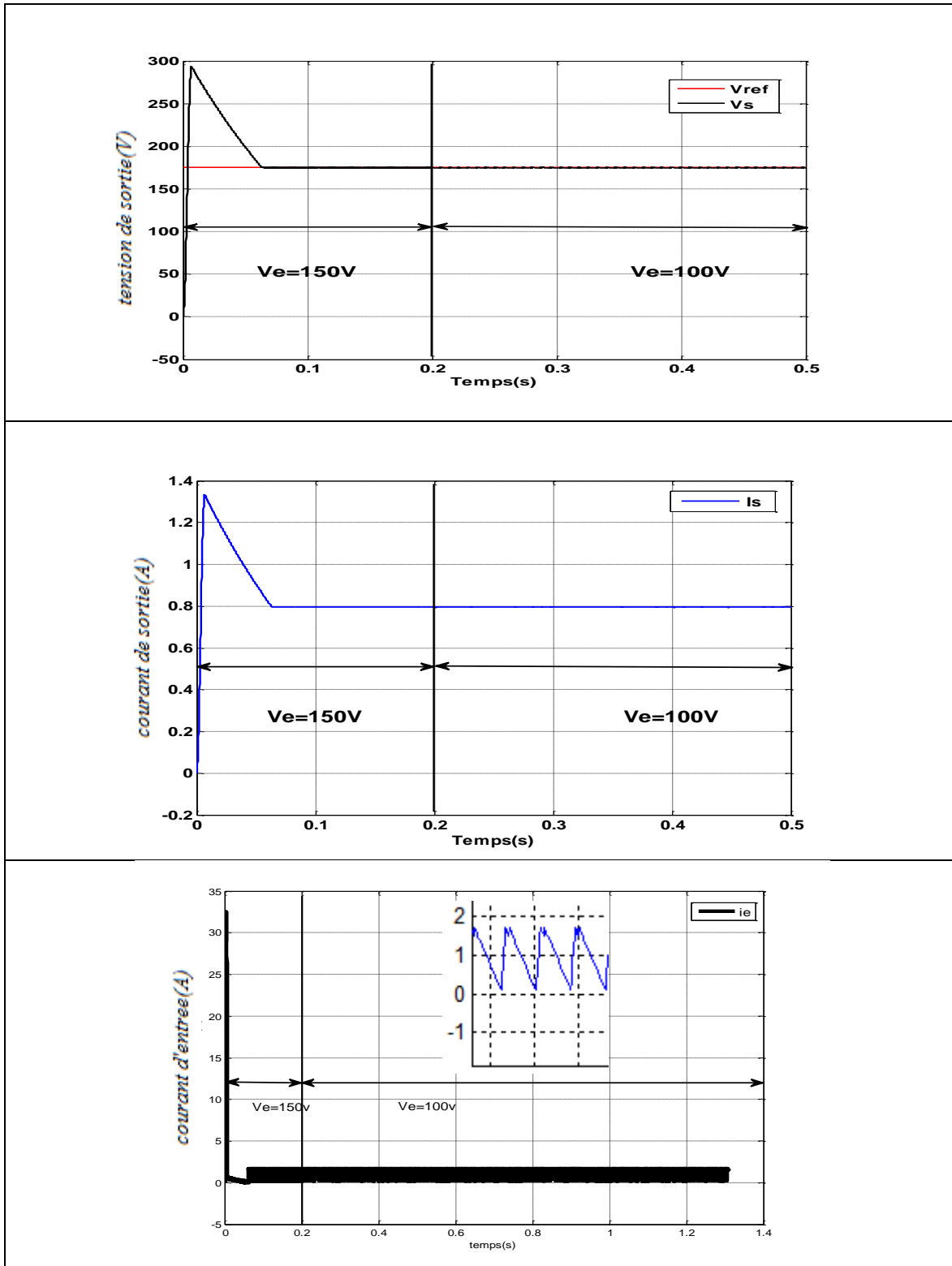
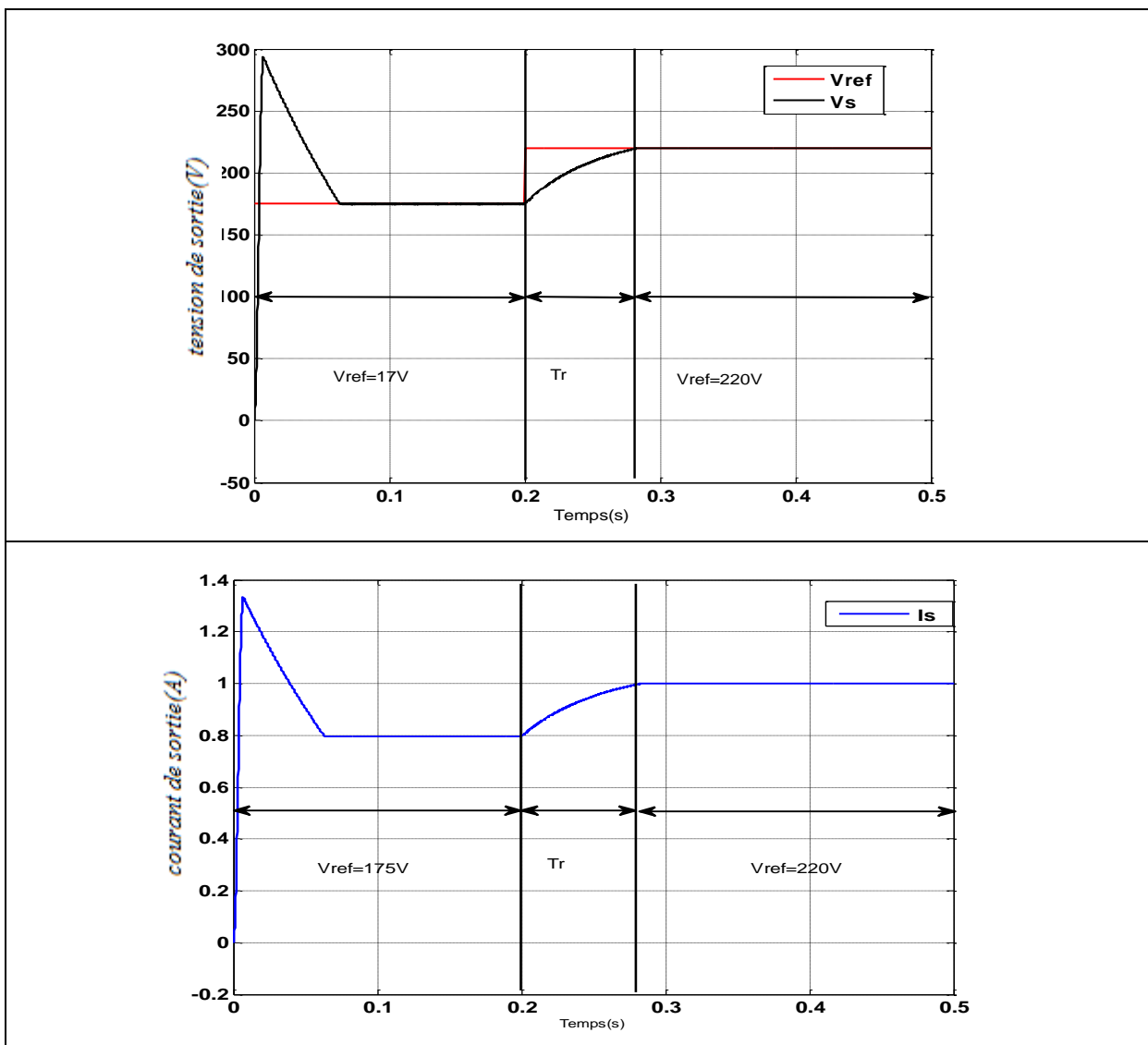


Fig. IV.18 : Variation de la tension d'alimentation (150v à 100v).

Cette figure IV.18. Représente les résultats de tension de sortie et le courant de sortie après régulation. On a alimenté notre convertisseur avec une tension de 150v, on a remarqué que le régulateur a suivi la consigne donnée au départ puis a 0.2s une perturbation s'est produite qui a diminué la tension d'alimentation à 100v malgré ça le régulateur a gardé la même consigne. On a remarqué aussi que le régulateur a besoin d'un intervalle très large pour garder la consigne.

IV.8.2 Teste de la variation de la référence



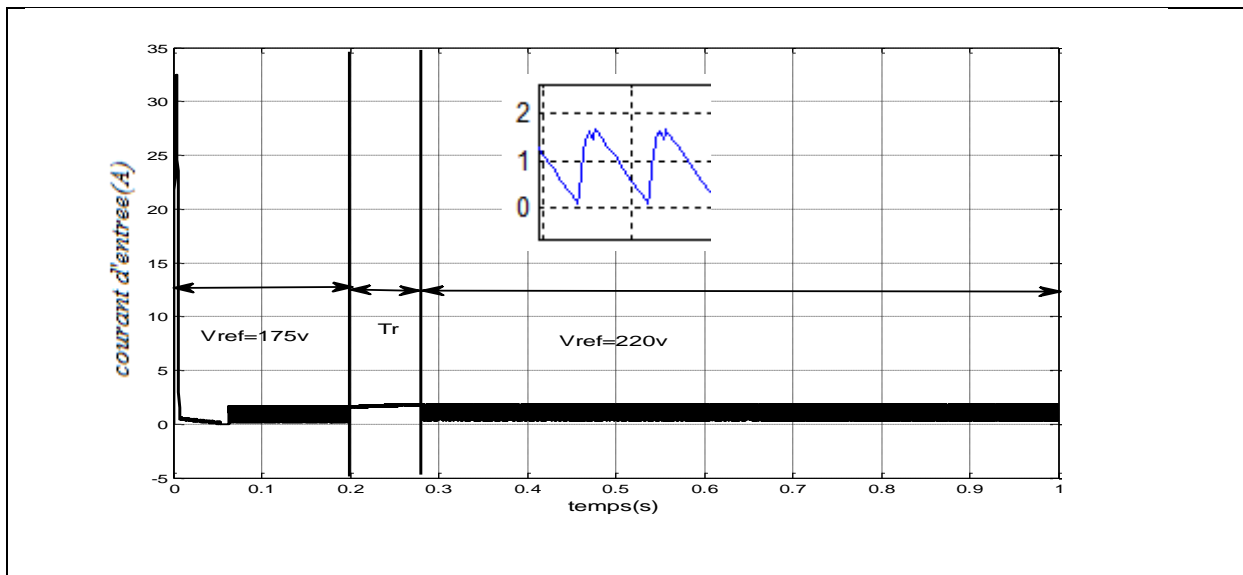
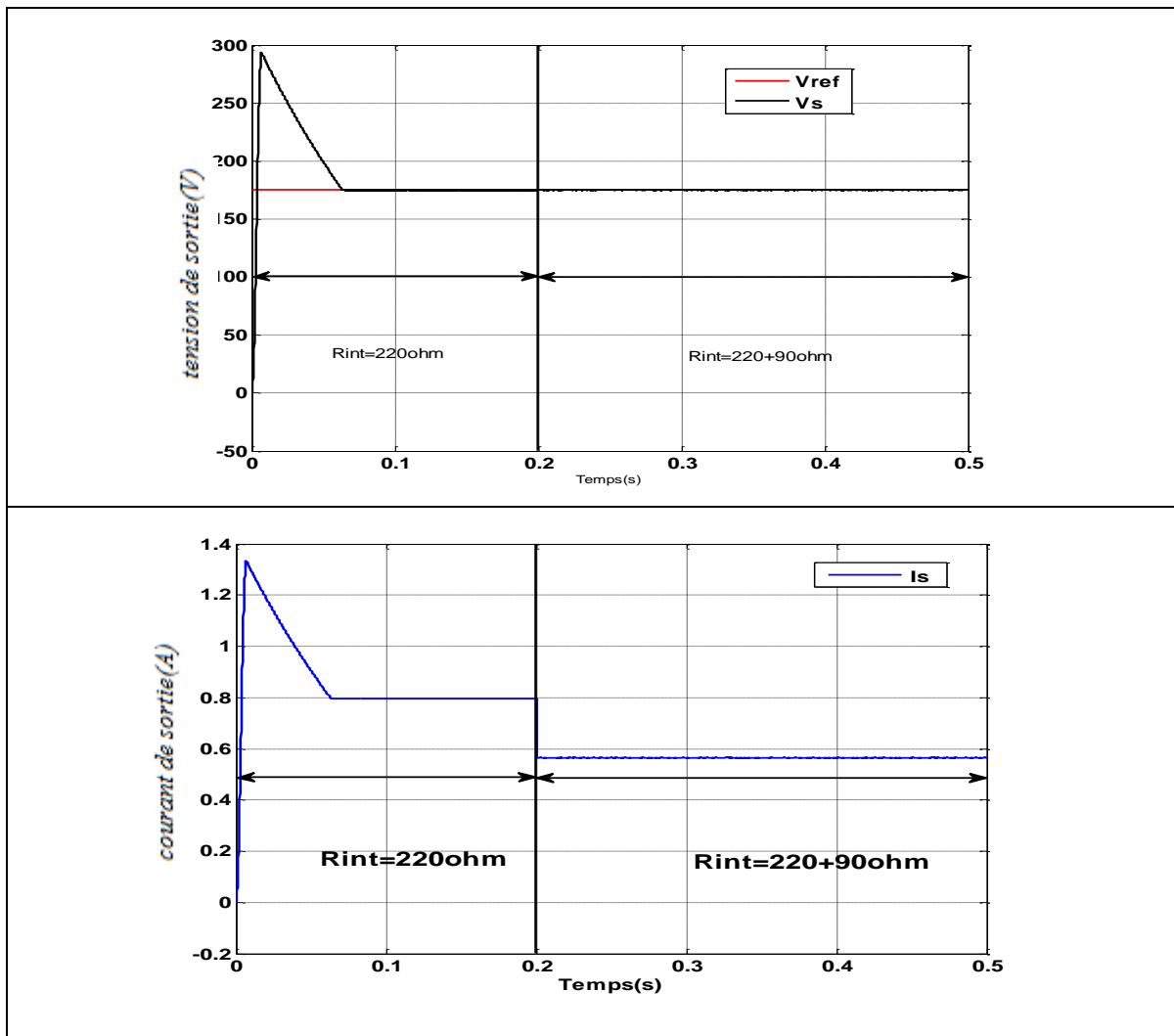


Fig. IV.20 : Variation de la tension de référence (175v à 220v).

La figure ci-dessus IV.20 représente les résultats de tension de sortie et le courant de sortie après régulation. On a fixé l'alimentation de notre convertisseur avec une tension de 150v, puis on donné comme tension de référence 175v au régulateur. On a remarque que le régulateur a suivie la consigne donné au départ, puis a 0.2 s une perturbation s'est produite qui a augmenté la tension de référence a 220v cette augmentation a pris un certain temps $T_r = (0.08s)$, avec ce changement de tension de référence notre régulateur a suivie une nouvelle consigne. On a remarque aussi que le régulateur a besoin d'un intervalle très large pour garder la consigne.

IV.8.3 Teste de la variation de la charge

Fig. IV.21 : Variation de la charge R_{in} de (220Ω à 310Ω)

La figure IV.21 représente les résultats de tension de sortie et le courant de sortie après régulation. On a fixé trois paramètres qui sont la tension d'alimentation (150V), la référence à 175V et la charge initiale 220Ω , on a remarqué que le régulateur a suivi la consigne donnée au départ puis à 0.2 s une perturbation s'est produite qui a augmenté la charge à 310Ω malgré cela le régulateur a gardé la même consigne de tension de référence avec une diminution de la valeur du courant de sortie. On a remarqué aussi que le régulateur a besoin d'un intervalle très large pour garder la consigne.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de recherche de nouvelles solutions modernes, à base d'électronique de puissance, de l'amélioration de la qualité de l'énergie transférée par un convertisseur DC-DC, plus particulièrement celui d'un hacheur boost. Il est consacré à l'optimisation des temps de réponse du convertisseur lors de la présence d'une perturbation, que soit au niveau de la source, en termes de fluctuation de l'amplitude du signal d'entrée, ou bien les paramètres de la charge et de même la valeur du signal de consigne.

A la lumière de l'étude bibliographique approfondie faite sur les différentes structures de convertisseurs *DC/DC*, nous avons pu apprécier l'importance des recherches effectuées sur les hacheurs de type boost. L'attention particulière portée, par les chercheurs, à cette structure est due principalement à ses nombreuses applications et aux avantages qu'elle offre. Dans ce contexte, nous avons élaboré lors de nos recherches des stratégies de commande, visant toutes un objectif commun, maintenir la tension de sortie autour de la référence désirée avec des réponses très rapides en cas de changement de structures. Elles se différencient par la nature des grandeurs commandées en deux catégories :

- régulation de la tension continue à la sortie par différents types de régulateurs ;
- contrôle par hystérésis du courant absorbé.

La première stratégie de commande proposée dans ce travail consiste à contrôler la tension continue à la sortie et le courant prélevé la source à l'aide des régulateurs mode glissant. Ils sont robustes, rapide mais ils nécessitent une série de calcul pour le dimensionnement d'une part, et la fréquence de commutation variable, d'autre part. Par la suite, nous avons abordé l'étude du contrôle par hystérésis au niveau de boucle de courant.

Ainsi, de nouvelles approches de commande hautement performantes sont apparues comme exécutable. Parmi ces commandes modernes, nous nous sommes intéressés dans le cadre de ce travail à la logique floue. Dans ce contexte, nous avons développé un contrôleur flou pour le réglage de la tension du bus continu. Le contrôleur flou proposé possède une meilleure réponse dynamique par rapport au régulateur mode glissant . Par la suite, nous avons proposé pour le même but un régulateur en mode glissant, il répond aux différents comportements de perturbations provoquées au niveau du convertisseur, que soit les

changements de la structure de la charge, ou bien les paramètres de l'alimentation ou de réglage.

Vu que certains paramètres sont donnés d'une manière heuristique, une partie supplémentaire est additionnée afin de proposer une méthode basée sur les règles floues pour dimensionner ces paramètres est éliminer l'ambiguïté. Cette solution a montré son efficacité durant la simulation du convertisseur avec sa commande.

En conclusion, l'utilisation des techniques nouvelles de commandes dites avancées permettent d'avoir un très bon contrôle des convertisseurs DC-DC.

Les travaux que nous avons rapportés dans ce mémoire répondant aux exigences que nous nous sommes fixées, en l'occurrence la conception d'un convertisseur *DC/DC* capable à la fois de fournir une tension continue réglable de qualité. Nous sommes conscient également que certains problèmes ne sont pas abordés dans ce travail et méritent d'être traités ultérieurement comme :

- l'exploitation d'autres techniques qui n'ont pas été exploités dans ce travail, tel que la commande prédictive et d'autres techniques de commande intelligentes ;
- l'association du convertisseur avec les techniques proposées avec une station de courant continu (panneaux solaires, Super-capacités,.....)

Figure.I.1 : Schéma de base d'un convertisseur Buck	02
Figure.I.2 : les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant interrupteur S	03
Figure.I.3 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck	04
Figure.I.4 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en conduction discontinue	07
Figure.I.5 : schéma de base d'un convertisseur boost	09
Figure.I.6 : les deux configurations d'un convertisseur Boost suivant l'état de l'interrupteur S	10
Figure I.7 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur boost	12
Figure I.8 : formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost en conduction discontinue	13
Figure. I.9 :Schéma de base d'un convertisseur Buck-Boost	14
Figure. I.10 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck-Boosta suivant l'état de l'interrupteu S	15
Figure.I.11 Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck-Boost en conduction discontinue	16
Figure. I.12 :Schéma de base d'un convertisseur SEPIC	19
Figure. I.13 :Schéma de base d'un convertisseur FLYBACK	21
Figure. II.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase	26
Figure.II.2 : Configuration par changement de retour d'état	28
Figure.II.3 :Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande	28
Figure. II.4 .Démonstrations du mode de glissement	29
Figure. II.5 .Linéarisation exacte de l'écart.	31
Figure. II.6 . Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement	33
Figure. II.7 Commande appliquée au système à structure variable	33
Figure. II.8 .La valeur V_{eq} prise par la commande lors de la commutation	35
Figure. II.9 . Représentation de la fonction «Signe»	36
Figure. II.10 : Fonction «SAT»	38
Figure. II.11 Fonction «SMOOTH»	38
Figure III.1 : classification des températures d'une pièce en deux ensembles	40
Figure. III.2 : Les fonctions d'appartenance les plus utilisées	44
Figure. III.3 : Les concepts flous décrivant une température tiède	45
Figure III.4 : Exemple d'implication floue	

Figure. III.5: Exemple d'implication floue avec conjonction OU traduite par un MAX	52
Figure.III.6: Exemple d'implication floue utilisant la matrice de la décision	53
Figure. III.7 : univers du discours partitionne par les termes linguistiques	54
Figure. III.8 : Désignation standard et fonction d'appartenance	55
Figure .III.9: defuzzication avec la méthode moyenne de maxima(MM)	56
Figure .III.10: defuzzication avec la méthode centre gravité(COG)	57
Figure. III.11 : Configuration générale d'un contrôleur floue	58
Fig.IV.1 : topologie du convertisseur DC-DC.	60
Fig.IV.2 : Principe du réglage par mode glissant	62
Fig.IV.3 : Schéma Bloc de la structure de commende d'un convertisseur DC/DC par mode glissant	64
Fig. IV.4 : Variation de la tension d'alimentation (150v à 160v).	65
Fig. IV.5 : Variation de la tension de référence (175v à 160v).	67
Fig. IV.6 : Variation de la charge R_{in} de (220 Ω à 280 Ω)	68
Fig. IV.7 : Schéma de principe d'un contrôleur flou	69
Fig. IV.8 : Fonction de répartition pour (e) et (Δe).	70
Fig. IV.9 : Fonction de répartition pour la sortie	70
Fig.IV.10 : Principe du réglage par logique floue	72
Fig.IV.11 : régulateur floue	72
Fig.IV.12 : Schéma Bloc de la structure de commende d'un convertisseur DC/DC par logique floue	73
Fig. IV.13 : Variation de la tension d'alimentation (140v à 150v).	74
Fig. IV.14 : Variation de la tension de référence (175v à 200v)	76
Fig. IV.15 : Variation de la charge R_{in} de (220 Ω à 310 Ω)	77
Fig. IV.16 : Principe du réglage adaptatif	78
Fig. IV.17 : Régulateur mixte (logique floue et mode glissant)	79
Fig. IV.18 : Variation de la tension d'alimentation (150v à 100v)	80
Fig. IV.20 : Variation de la tension de référence (175v à 220v)	82
Fig. IV.21 : Variation de la charge R_{in} de (220 Ω à 310 Ω)	83
Fig.IV.2 : Principe du réglage par mode glissan	62
Fig.IV.3 : Schéma Bloc de la structure de commende d'un convertisseur DC/DC par mode glissant	64
Fig. IV.4 : Variation de la tension d'alimentation (150v à 160v).	65
Fig. IV.5 : Variation de la tension de référence (175v à 160v).	67

Fig. IV.6 : Variation de la charge R_{in} de (220 Ω à 280 Ω)	68
Fig. IV.7 : Schéma de principe d'un contrôleur flou	69
Fig. IV.8 : Fonction de répartition pour (e) et (Δe).	70
Fig. IV.9 : Fonction de répartition pour la sortie	70
Fig. IV.10 : Principe du réglage par logique floue	72
Fig. IV.11 : régulateur floue	72
Fig. IV.12 : Schéma Bloc de la structure de commande d'un convertisseur DC/DC par logique floue	73
Fig. IV.13 : Variation de la tension d'alimentation (140v à 150v).	74
Fig. IV.14 : Variation de la tension de référence (175v à 200v)	76
Fig. IV.15 : Variation de la charge R_{in} de (220 Ω à 310 Ω)	77
Fig. IV.16 : Principe du réglage adaptatif	78
Fig. IV.17 : Régulateur mixte (logique floue et mode glissant)	79
Fig. IV.18 : Variation de la tension d'alimentation (150v à 100v)	80
Fig. IV.20 : Variation de la tension de référence (175v à 220v)	82
Fig. IV.21 : Variation de la charge R_{in} de (220 Ω à 310 Ω)	83

- [1]. [En ligne] disponible sur : <http://ww.Hacheur - Wikipédia.htm/> .Consulté le :15/02/2014.
- [2]. **Guy Séguier**, Électronique de puissance, 7th edition, Dunod, Paris 1999,page.
- [3]. [En ligne] disponible sur : [http://fr.wikipedia.org/wiki/Convertisseur Boos](http://fr.wikipedia.org/wiki/Convertisseur_Boos) . Consulté le 15/02/2014.
- [4]. [En ligne] disponible sur: http://fr.wikipedia.org/wiki/Convertisseur_Buck-Boost, Consulté le 22/02/2014.
- [5] . [En ligne] disponible sur : http://fr.wikipedia.org/wiki/Convertisseur_SEPIC, Consulté le 22/02/2014.
- [6]. **Huang bin**, thés docteur de l'institut nationale polytechnique de lorraine, convertisseur continue-continue a rapport de transformation élève pour applications pile a combustible ,14/05/2009, page 15 et 16 .
- [7] . **Michel Girard**, Alimentations à découpage : Cours et exercices corrigés, Dunod, 2003, 336 p.
- [8]. Jean-Paul Ferrieux, François Forest, Alimentations à découpage : Convertisseurs à Résonance , principes, composants, modélisation, Dunod, 2006, 316 p.
- [9]. **L.Fadhila** « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectoriel d'un machine asynchrone » IEEE2004 Algeria , 2nd International conference on electrical.
- [10]. **sonia Hajiri** « commande dynamique par mode glissant application application à la robustification des processus complexe » Thèse de doctorat en automatique et informatique industrielle, ENIM,1997.
- [11]. **H.Tamrobed et T.Azarodr** « Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone », proceedigs de la conférence CEE'00, PP.136-141 ,2000. Dirigé par A bdelhadi et Bellala promotion 1998.
- [12] **M.Hamata Omar et M.Louchen Nourdin** « contribution à la commande vectorielle de
-

machine asynchrone double alimentation » Mémoire d'ingénieur .

[13]. **W.Gao,J.C.hung**, « variable structure contrôle système » , IEEE Trans Indust . Applic. Vol.40,N.1,pp45-55,1993.

[14]. **A. Achour** « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone ». IEEE Trans. Indust. Applic .Vol.40, N1,pp45-55.

[15]. **H.Tamrbed et T.Azarobr** « Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone » proceedings de la conférence CEE'00,pp.136-141,2000.

[16]. **S.V.Emilyanov**, « sliding mode contrôle systèmes » Nauka ,Moscow,1967.

[17] **V.I.Utkin**, « Variable structure systems with sliding mode » , IEEE.TAC, Vol.AC-22,N°2,p.212-222,1977.

[18]. **A.G.Fillipov**,” application of the thory of differential equations with discontinuous right-hands sides to non-linear problems in automatic control ,in Proc.Ist IFAC. congress , p.923-927,1960.

[19]. **These-Mokeddem-Diab**« Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques »Thèse de doctorat En Sciences en Electronique, UNIVERSITE FERHAT ABBAS, juillet 2010.

[20]. [**Zadeh, 1965**] Zadeh, L. (1965). Fuzzy sets. Information and Control, 8(3) :338 – 353.

[cited at p. 2].

[21]. [**Leekwijck and Kerre, 1999**] Leekwijck, W. V. and Kerre, E. E. (1999). Defuzzification : criteria and classification. Fuzzy Sets and Systems, 108(2) :159 – 178.

[cited at p. 9].

[22]. [**Madau D., 1996**] Madau D., D. F. (1996). Influence value defuzzification method. Fuzzy Systems, Proceedings of the Fifth IEEE International Conference, 3 :1819 – 1824.[cited at p. 11].