

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Oran

Mohamed BOUDIAF

FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

**MEMOIRE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
MAGISTER**

SPECIALITE : AUTOMATIQUE

OPTION : AUTOMATIQUE ROBOTIQUE PRODUCTIVE

PRESENTE PAR

Mr TAHRI Ghrissi

SUJET DU MEMOIRE

**CONTRIBUTION A LA MODELISATION ET A
LA COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR CC-CC
DE TYPE ELEVATEUR**

Soutenu le :

DEVANT LE JURY COMPOSE DE

A. Midoun	Professeur	USTO MB	PRESIDENT
A. Zoubir Foitih	Maître de conférence A	USTO MB	RAPPORTEUR
A. Tahri	Maître de conférence B,	USTO MB	CO-RAPPORTEUR
W. Nouibat	Maître de conférence A,	USTO MB	EXAMINATEUR
M. Bendjebbar	Maître de conférence A,	USTO MB	EXAMINATEUR

بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

﴿ أَوْلَمْ يَرَ الَّذِينَ كَفَرُوا أَنَّ السَّمَاوَاتِ
وَالْأَرْضَ كَانَتَا رَتْقًا فَفَتَقْنَاهُمَا وَجَعَلْنَا مِنَ
الْمَاءِ كُلَّ شَيْءٍ حَيٍّ أَفَلَا يُؤْمِنُونَ ﴾

الأنبياء: 30

﴿ هُوَ الَّذِي خَلَقَ لَكُمْ مَا فِي الْأَرْضِ جَمِيعًا
ثُمَّ اسْتَوَىٰ إِلَى السَّمَاءِ فَسَوَّاهُنَّ سَبْعَ
سَمَاوَاتٍ وَهُوَ بِكُلِّ شَيْءٍ عَلِيمٌ ﴾

البقرة: 29

﴿ اللَّهُ الَّذِي يُرْسِلُ الرِّيَّاحَ فَتُثِيرُ سَحَابًا فَيَبْسُطُهُ فِي السَّمَاءِ
كَيْفَ يَشَاءُ وَيَجْعَلُهُ كِسْفًا فَيَتْرَىٰ الْوَدْقَ يَخْرُجُ مِنْ خِلَالِهِ فَإِذَا
أَصَابَ بِهِ مَنْ يَشَاءُ مِنْ عِبَادِهِ إِذَا هُمْ يَسْتَبْشِرُونَ ﴾

الرّوم: 48



DEDICACES

A mes chers parents,

A mon chère frère Ali

A mes sœurs, Fatiha, Meriem, Fadela, Latifa, Amina et Dalila

A la mémoire de mon oncle Tahri Mohamed;

*martyr de la révolution Algérienne contre l'occupation
française,*

A tous mes amies (is),

Je dédie ce travail.



REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier mon encadreur Maitre de confrence A. Zoubir Foitih et mon co-encadreur A. Tahri de m'avoir guidé pour mener à bien le travail de ma thèse,

Je remercie également tous les enseignants des instituts d'automatique et d'électronique qui ont participé à ma formation pendant tout les cycles universitaires.

Mes vifs remerciements sont adressés à toutes les personnes travaillant au laboratoire d'électronique de puissance appliquée pour leurs aides et leur soutien. Je remercie spécialement Mademoiselle Dalila Tahri pour son aide et son soutien dans les moments difficiles.

Mes remerciements sont également adresser à tous mes amies (is) pour leur soutien moral lors de la réalisation de cette thèse.

Enfin, j'adresse mes remerciement à Mr . Midoun président du jury ainsi que les membres du jury pour avoir accepter d'évaluer ce travail.



Table des matières

Introduction générale	1
1 Modélisation du convertisseur $cc - cc$ <i>Boost</i> élévateur	1
1.1 Introduction	1
1.2 Convertisseurs $cc - cc$	4
1.3 Fonctionnement physique et les propriétés de base de la commutation des convertisseurs	6
1.4 Modélisation des convertisseurs $cc - cc$	7
1.5 Le modèle moyen en espace d'état <i>SSA (State-Space Averaging)</i>	8
1.5.1 Notion de base sur la modélisation par espace d'état	8
1.5.2 Les étapes de modélisation par la méthode d'espace d'état moyen (<i>stat-space averaging</i>)	10
1.6 Convertisseur cc - cc élévateur <i>Boost</i>	19
1.7 Principe de fonctionnement du convertisseur <i>Boost</i>	20
1.7.1 Le mode de conduction continu <i>CCM</i>	21
1.7.2 Le mode de conduction discontinue <i>DCM</i>	28
1.7.3 La structure du contrôle d'un convertisseur cc - cc	29
1.8 Modélisation du convertisseur $cc - cc$ <i>boost-idéal</i>	31

1.8.1	Les deux états du convertisseur <i>Boost</i>	31
1.8.2	Linéarisation et application de l'espace d'état moyen sur le modèle convertisseur <i>Boost</i>	36
1.9	Conclusion	45
2	Contrôle du convertisseur <i>Boost</i> par les régulateurs <i>P.I</i> et <i>P.I.D</i>	46
2.1	Introduction	46
2.1.1	Le but de la régulation	47
2.2	Correcteur Proportionnel et Intégral <i>P.I</i>	47
2.2.1	Le réglage du régulateur <i>proportionnel-intégral P.I</i> par la méthode de <i>MEPLAT</i>	49
2.2.2	Résultats de simulation pour le contrôleur classique <i>Proportionnel Intégral P.I</i>	51
2.3	Correcteur Proportionnel Intégral Dérivé <i>P.I.D</i>	57
2.3.1	Le réglage du régulateur <i>Proportionnel Intégrale Dérivé P.I.D</i>	58
2.3.2	Résultats de simulation pour le contrôleur classique <i>Proportionnel Intégral Dérivé P.I.D</i>	60
2.4	Etude de stabilité	66
2.4.1	Critère de <i>Rooth-Hurwitz</i>	66
2.5	Conclusion	68
3	Commande du convertisseur <i>Boost</i> par les contrôleurs numériques <i>Dahlin</i> et <i>RST</i>	69
3.1	Introduction	69

3.2	Les contrôleurs numériques	70
3.2.1	Fonction de transfert échantillonnée du processus convertisseur <i>cc-cc Boost</i>	71
3.2.2	Le contrôleur numérique <i>DAHLIN</i>	76
3.2.3	Résultats de simulation pour le contrôleur numérique <i>DAHLIN</i>	78
3.3	Contrôleur <i>RST</i> par placement de pôle robuste	84
3.3.1	Bornes de robustesse	88
3.3.2	Régulateur RST robustifié par le choix de A_{obs}	90
3.3.3	Résultats de simulation pour le contrôleur numérique de placement de pôles robuste <i>RST</i>	91
3.4	Conclusion	97
4	Commande du convertisseur <i>Boost</i> par la logique floue	98
4.1	introduction	98
4.2	Le principe de la logique floue	99
4.3	Les variables linguistiques, fonction d'appartenance	100
4.4	Les opérations en logique floue	102
4.5	Le raisonnement flou	105
4.6	L'intérêt d'un contrôleur flou	108
4.7	Le principe d'un contrôleur flou	110
4.7.1	Conception des régulateurs flous	118
4.7.2	Résultats de simulation pour le contrôle du convertisseur <i>cc - cc Boost</i> par la logique floue	124
4.8	Conclusion	129

Conclusion générale

130

Introduction générale

Problématique générale

La complexité croissante des techniques de contrôle et de commande employées dans les milieux énergétiques, en termes de fonctions réalisées et de méthodes de mise en oeuvre, mais aussi en terme de norme d'homologation, amène à envisager des outils toujours plus innovants lors de la conception d'un contrôleur de convertisseur $cc - cc$.

Cette complexité croissante des fonctions réalisées requiert une précision de description accrue pour les dispositifs impliqués, notamment pour les systèmes complexes où une approche analytique est difficilement envisageable.

Aux impératifs de précision de la description, qui imposent souvent de prendre en considération les non-linéarités des processus, s'ajoute donc la complexité d'analyse des phénomènes physiques à l'origine des observations que l'on souhaite modéliser.

Les développements qu'ont connus ces dernières années les techniques de modélisation non linéaires par l'utilisation de l'intelligence artificielle (notamment les réseaux de neurones formels ou la logique floue), alliés à la croissance de la capacité des ordinateurs et des calculateurs autonomes,

justifient donc notre intérêt à ces outils.

C'est dans cette optique qu'a été envisagée une étude portant sur les méthodes de modélisation et de la commande non linéaire par les techniques classiques et la logique floue. L'objectif de ce mémoire est l'étude d'un convertisseur $cc - cc$ de type élévateur *Boost*.

Nous nous intéressons, durant cette thèse, à la modélisation du convertisseur *Boost*, qu'il est nécessaire pour la conception des contrôleurs utilisés dans ce présent travail. Cette étude est basée sur la méthode de l'espace d'état moyen (*SSA*) (*Stat-Space Averaging*).

Pour le contrôle de la tension de sortie du convertisseur $cc - cc$ élévateur *Boost*, nous utiliserons des régulateurs classiques conventionnels : Proportionnel Intégral *P.I*, Proportionnel Intégral Dérivée *P.I.D* et des contrôleurs numériques robustes : *Dahlin* et placement de pôles robuste *RST* et le contrôle par La logique floue, dans la suite, on s'intéressera aussi à la synthèse des lois de commande précédentes et tester la robustesse des contrôleurs appliqués à des changements critiques de la tension d'entrée et de la charge.

Organisation du mémoire

Ce mémoire est scindé en quatre chapitres et une conclusion. Le premier chapitre présente les aspects théoriques et l'élaboration de la méthode de modélisation par l'espace d'état moyen (*SSA*) (*Stat-Space Averaging*).

Dans le deuxième chapitre nous exposons les deux contrôleurs *P.I* et *P.I.D* afin de contrôler la tension de sortie du convertisseur *Boost*.

Le troisième chapitre est consacré à l'utilisation des deux contrôleurs numériques robustes : *Dahlin* et placement de pôles robuste *RST*.

Le quatrième chapitre regroupera l'ensemble des travaux menés, au cours

de cette thèse, sur le thème de la logique floue. Après avoir élaboré une étude théorique concernant la logique floue, en particulier son application pour la réalisation du contrôleur à base de l'intelligence artificielle, nous présenterons les résultats obtenus sur ces applications.

La conclusion présente un résumé du travail accompli et des résultats obtenus ainsi qu'une vue prospective.

Chapitre 1

Modélisation du convertisseur

cc – cc Boost élévateur

1.1 Introduction

L'électronique de puissance permet à la technologie, d'assurer l'interface nécessaire entre la source électrique et la charge électrique, comme il est représenté sur la figure (1.1). L'alimentation à travers un convertisseur peut souvent avoir la tension d'entrée et de sortie différentes en amplitude, en fréquence et en nombre de phase. L'interface électronique de puissance facilite le transfert de l'énergie de la source à la charge par la conversion de la tension et du courant d'une forme à l'autre, ce qui est possible pour la source et la charge d'inverser les rôles. Le contrôleur indiqué dans figure (1.1) permet la gestion du processus de transfert de puissance dans laquelle la conversion des tensions et des courants doivent être réalisés avec le plus haut rendement énergétique et de densité de puissance élevée que possible.

L'ajustement de la vitesse des entraînements électriques représentent une application importante de l'électronique de puissance.

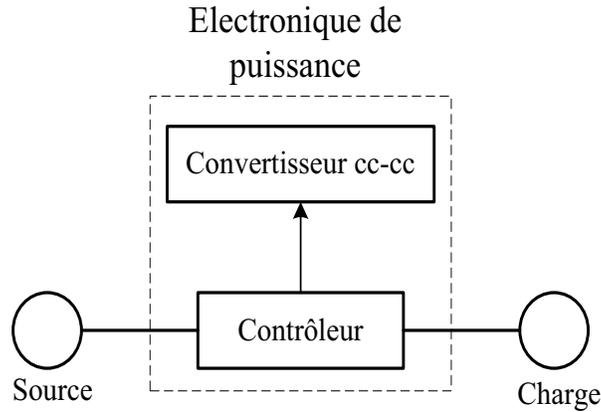


FIG. 1.1 – Interface d'électronique de puissance entre la source et la charge.

L'énergie électrique n'est normalement pas utilisée dans la forme sous laquelle elle est produite ou distribuée. Pratiquement tous les systèmes d'électroniques nécessitent une certaine forme de conversion de puissance. Un dispositif qui transfère l'énergie électrique à partir de la source à la charge, utilisant des circuits électroniques est appelé un bloc d'alimentation, bien que des convertisseurs de puissance serait un terme plus précis pour un tel dispositif.

Une application typique d'une alimentation est de convertir la tension d'utilité alternatif *ac* en courant continu *cc* régulée les tensions nécessaires pour les équipements électroniques. Aujourd'hui, dans la plupart des installations le flux d'énergie est contrôlé par des semi-conducteurs de puissance qui sont continuellement ouvert *on* et fermé *off* à haute fréquence.

Ces dispositifs sont appelés les alimentations à découpage (*Switch Mode Power Supplies*) (*SMPS*). En général, les alimentations à découpage peuvent être classées en types selon la forme des tensions d'entrée et de sortie : courant alternatif ac en courant continu cc (alimentation hors ligne ou d'un redresseur) ; courant continu cc en courant continu cc (convertisseur de tension) ; courant alternatif ac en courant alternatif ac (variateur de fréquence ou gradateur de tension) ; courant continu cc en courant alternatif ac (onduleur). Dans ce travail, la modélisation et les défis de conception de contrôle seront traités uniquement pour le convertisseur $cc - cc$ élévateur *Boost*.

Les convertisseurs de puissance sont des systèmes non linéaires. Les non-linéarités proviennent principalement de la commutation, le dispositif de puissance et des composants passifs tels que les inductances, les condensateurs et les éléments parasites. Les *SMPS* représentent les topologies de circuit de configurations différentes au sein de chaque cycle de commutation. Pour le mode continu, il ya deux topologies, pour le mode de conduction discontinuous de fonctionnement, une troisième configuration doit être ajoutée pour obtenir un total de trois topologies. Dans chaque configuration, le système peut être décrit par des équations d'état linéaire. Le passage d'une topologie à une autre fait varier la fonction de la sortie du système, ce qui complique l'analyse approfondie.

Les propriétés de conservation statique du convertisseur de commutation élémentaires (*Buck*, *Boost* et *Buck-boost*) ont été bien compris depuis le début des années 1970. Le comportement dynamique des convertisseurs de puissance de commutation doit encore être mieux compris et amélioré.

1.2 Convertisseurs *cc – cc*

Un système d'électronique de puissance se compose d'un ou plusieurs convertisseurs de puissance qui convertissent une forme et / ou le niveau d'énergie électrique en une autre forme à la charge grâce à des dispositifs à semi-conducteurs de puissance de commutation contrôlée.

Depuis le début des années 1970 un grand nombre de circuits convertisseurs *cc-cc* ont été profondément analysés et conçus. Un tel convertisseur peut être élévateur ou abaisseur de la tension de sortie [1].

Le convertisseur *cc-cc* élévateur (*Boost*) qui utilise le commutateur en parallèle avec la tension d'alimentation est une topologie qui donne une tension de sortie supérieure à la tension d'entrée. Au contraire, dans la topologie connue sous le nom convertisseur *cc-cc Buck*, la position du commutateur est en série avec la tension de l'alimentation, ce dernier produit une tension de sortie inférieure à celle de l'entrée.

Dans le convertisseur *Buck-Boost*, le commutateur relie alternativement l'inductance à travers l'entrée. Ce convertisseur inverse la polarité de la tension, et peut augmenter ou diminuer l'amplitude de la tension de sortie.

Le convertisseur *Cuk* contient un inducteur en série avec l'entrée du convertisseur et les ports de sortie. Le réseau de commutateur relie alternativement un condensateur à l'entrée et une inductance à la sortie. Identiquement au convertisseur *Buck-Boost* il peut aussi augmenter ou diminuer l'amplitude de la tension de sortie.

Ces convertisseurs sont largement utilisés dans les équipements électroniques comme alimentations pour des ordinateurs, les chargeurs de batterie et dans les applications médicaux, militaires et spatiales.

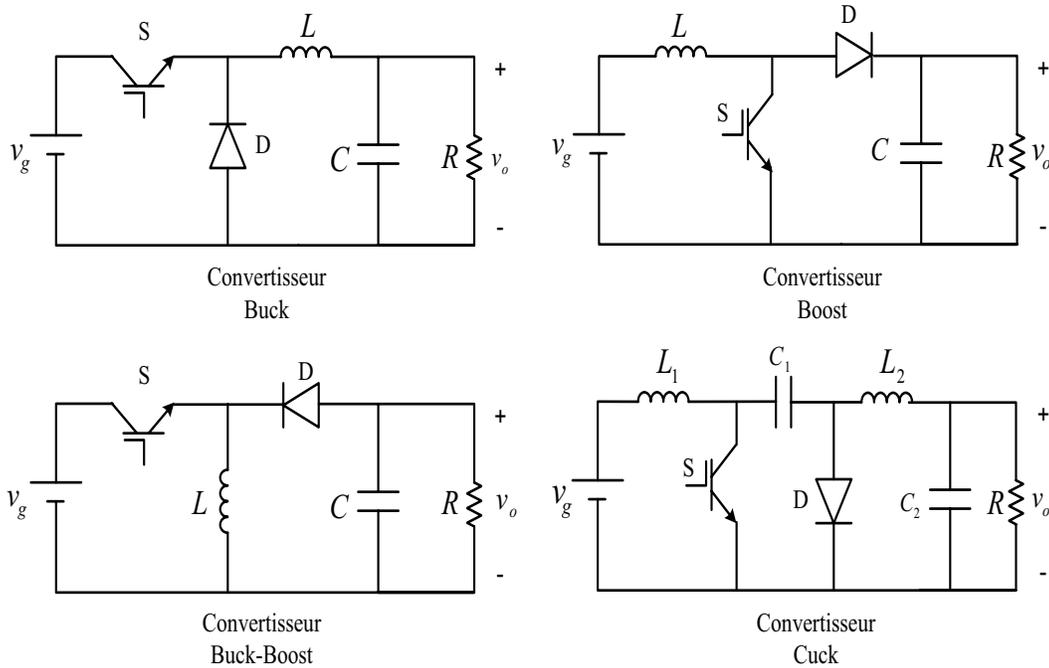


FIG. 1.2 – Les schémas des circuit de puissance de différent types de convertisseur *cc – cc*.

Le convertisseur *cc-cc* représente des configurations différentes pendant chaque cycle de commutation. Pour le mode de conduction continue (continuous conduction mode)(CCM) [1], [2], il existe deux topologies. Pour le mode discontinu de conduction (discontinuous conduction mode)(DCM) [3] de fonctionnement, une troisième configuration doit être ajoutée pour donner un total de trois topologies. Dans chaque configuration, le système peut être décrit par des équations d'état linéaire. La commutation entre les différentes topologies varie d'un cycle à l'autre en fonction de la sortie du système, ce qui complique encore l'analyse. Ce convertisseur présente un des

composants dynamiques non linéaires en raison de dispositifs de commutation de puissance.

L'approche principale de modélisation des convertisseurs élévateur *Boost* est la méthode de l'espace d'état moyen.

Le modèle du convertisseur *cc-cc Boost* est non linéaire en raison de la présence des termes multiplicatifs impliquants les variables d'état et le rapport cyclique. La procédure masque en moyenne toutes les informations sur la dynamique rapide du système, et les instabilités rapides (oscillations sous-harmoniques ne sont pas saisies) [4] [5].

1.3 Fonctionnement physique et les propriétés de base de la commutation des convertisseurs

Nous commençons par les trois communs convertisseurs à découpage (également appelé les étages de puissance en raison de leur capacité de gestion de puissance). représenté sur la figure (1.3). Tandis que la figure 1.3(a) représente la structure topologique de ces convertisseurs indépendamment de toute réalisation de commutateur particulier est représenté, Dans la figure 1.3 (b) un transistor bipolaire Q_s et une diode sont utilisés.

Il est aussi évident de la figure (1.3 (b)) que les transistors sont utilisés dans leur mode de commutation : soit complètement mis en service (correspondant à la position de l'interrupteur Q_s sur la figure (1.3 (a)) ou entièrement prélevée (l'autre position de l'interrupteur Q_s). Ce résultat est

obtenu en amenant un signal de commutation périodique comme indiqué sur la figure (1.4) à la base du transistor. La fréquence de répétition de ce signal est définie comme la fréquence de commutation $f_s = 1/T_s$, telque : T_s est la période de commutation, et le rapport cyclique est noté par D telque : $D = T_N/T_s$.

telque :

T_N : Le temps de fermeture du semi-conducteur (transistor bipolaire).

La diode de chaque convertisseur agit comme un interrupteur automatique synchrone avec le transistor. lorsque le transistor est sous tension, la diode est polarisée en inverse et efficacement elle est en état bloqué ; dèsque le transistor sera en état fermé *off*, la diode est à l'état passant

1.4 Modélisation des convertisseurs *cc – cc*

La modélisation et l'analyse de la commutation des convertisseurs *cc – cc* peut être soit numérique ou analytique. Dans les techniques numériques, plusieurs algorithmes ou des simulateurs de circuits sont utilisés pour produire des résultats quantitatifs. Ces méthodes sont faciles à utiliser, elles sont applicables en absence de modèle équivalent. Contrairement aux techniques numériques, les techniques analytiques fournissent des expressions analytiques représentant le fonctionnement et le rendement du convertisseur.

La technique la plus utilisée en temps continu est l'analyse des petits signaux, on utilise soit Le circuit moyen, l'espace d'état moyen *SSA State-Space Averaging*, ou la modélisation de largeur d'impulsion *MLI*.

Dans ce présent travail la technique de la modélisation du convertisseur *Boost* a été généralisée en introduisant la méthode de la moyenne d'espace d'état *SSA State-Space Averaging*.

Les représentations d'état de chaque mode ont été remplacées par une description d'espace d'état unique, dite la representation en espace d'état moyen [2] [3] [6].

1.5 Le modèle moyen en espace d'état *SSA* (*State-Space Averaging*)

Le modèle moyen en espace d'état est adressé pour les système convertisseurs, cette approche a été développé par *Middlebrook* et *Cuk* en 1970, l'objectif principal de cette méthode est d'éliminer les paramètres qui varient en fonction du temps dans le système d'équation original. Essentiellement le modèle moyen ne fait pas apparaitre les détails de la modulation.

1.5.1 Notion de base sur la modélisation par espace d'état

Concept d'état

Pour un réseau électrique, l'état est défini par le courant dans chaque inductance et la tension aux bornes de chaque condensateur.

Si un vecteur x est proposé pour représenter l'état d'un système, cette proposition sera pertinente s'il lui correspond un système d'équations :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u, t), & x(t_0) &= x_0 \\ y &= h(x, u, t) \end{aligned} \quad (1.1)$$

Où u et y sont les entrées et les sorties du système.

Dans le cas linéaire invariant dans le temps, les équations sont de forme générale :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1.2)$$

$$y(t) = Mx(t) + Nu(t) \quad (1.3)$$

Dont la forme générale des équations d'états est illustrée par l'équation (1.2), et les équations de sortie (1.3). $x(t)$ représente le vecteur d'état, $u(t)$ est le vecteur d'entrée, $y(t)$ est noté le vecteur de sortie.

$\dot{x}(t) = \frac{dx(t)}{dt}$: La dérivée de la variable d'état $x(t)$ par rapport au temps.

La solution générale des équations différentielles linéaires est bien de la forme spécifiée. On a en effet : $x(t) = \phi(t - t_0)x_0 + \int_{t_0}^t \phi(t - \tau) \cdot B \cdot u(\tau) d\tau$.
Où $\phi(t) \triangleq e^{At}$.

La conversion état-transfert

Méthode générale

On utilise l'opérateur de dérivation $s = \frac{d}{dt}$, d'où $\dot{x} = sx$, et on manipule formellement l'équation d'état :

$$sx = Ax + Bu \quad (1.4)$$

Qui donne : $(sI - A)x = Bu$

D'où : $x = (sI - A)^{-1} B u$.

L'équation de sortie $y = M x + N u$ donne :

$$y = [M (sI - A)^{-1} B + N].$$

Il en résulte une matrice de transfert :

$$M (sI - A)^{-1} B + N = H(s) = [H_{ij}(s)] \quad (1.5)$$

Chaque composante $H_{ij}(s)$ est un transfert rationnel. Le calcul fait intervenir l'inversion formelle de la matrice $(sI - A)$.

Méthode graphique

A chaque équation $\dot{x}_i = (\cdot)$, il correspond un intégrateur. Les équations d'état définissent donc un diagramme fonctionnel illustré par la figure (1.5).

1.5.2 Les étapes de modélisation par la méthode d'espace d'état moyen (*stat-space averaging*)

Considérons un convertisseur *cc – cc* ainsi que sa modulation de largeur d'impulsion *PWM*, opéré en mode de conduction continu (Continuous Conduction Mode) *CCM*. Le circuit convertisseur *cc – cc* contient des états indépendents qui forment le vecteur d'état $x(t)$, et conduit par une tension d'entrée continue $u(t)$.

Pendant le premier sous-intervalle quand l'interrupteur étant en position 1, le convertisseur est réduit à un circuit linéair qui peut être décrit par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} K \frac{dx(t)}{dt} &= A_1 x(t) + B_1 u(t) \\ y(t) &= C_1 x(t) + E_1 u(t) \end{aligned} \quad (1.6)$$

Pendant le deuxième sous-intervalle quand l'interrupteur étant en position 2, le convertisseur est réduit à un autre circuit linéair qui peut être aussi décrit par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} K \frac{dx(t)}{dt} &= A_2 x(t) + B_2 u(t) \\ y(t) &= C_2 x(t) + E_2 u(t) \end{aligned} \quad (1.7)$$

Pendant deux sous-intervalles, les éléments du circuit sont connectés différemment ; par conséquent, les matrices des équations d'états sont respectivement A_1, B_1, C_1, E_1 et A_2, B_2, C_2, E_2 sont aussi différentes. Donnant ces équations d'état, le résultat d'espace d'état moyen (*Stat-Space Averaging*) *SSA* sont les équations d'état de l'équilibre et pour les faibles signaux.

A condition que les fréquences naturelles du convertisseur soient plus élevées que la fréquence de commutation de l'interrupteur soit lente.

Le modèle d'espace d'état moyen qui décrit le convertisseur en régime permanent est :

$$\begin{aligned} 0 &= A x_0 + B u_0 \\ y_0 &= C x_0 + E u_0 \end{aligned} \quad (1.8)$$

Les matrices de la moyenne sont :

$$\begin{aligned} A &= d A_1 + d' A_2 \\ B &= d B_1 + d' B_2 \\ C &= d C_1 + d' C_2 \\ E &= d E_1 + d' E_2 \end{aligned} \quad (1.9)$$

Les composants d'équilibre sont éventuellement les paramètres de l'espace d'état moyen en régime permanent :

x_0 : Le vecteur d'état d'équilibre continu *cc*.

u_0 : L'entrée d'équilibre continue *cc*.

y_0 : Le vecteur de sortie d'équilibre continu *cc*.

d : Le rapport cyclique pour le premier sous-intervalle de l'interrupteur.

d' : Le rapport cyclique pour le deuxième sous-intervalle de l'interrupteur.

La résolution des équations (1.8) donne l'état d'équilibre ainsi que le vecteur de sortie en régime permanent :

$$\begin{aligned} x_0 &= -A^{-1} B u_0 \\ y_0 &= (-C A^{-1} B + E) u_0 \end{aligned} \quad (1.10)$$

Le modèle des équations d'état de faibles signaux *ac* sont :

$$K \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A \hat{x}(t) + B \hat{u}(t) + \{(A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U\} \hat{d}(t) \quad (1.11)$$

$$\hat{y}(t) = C \hat{x}(t) + E \hat{u}(t) + \{(C_1 - C_2) X + (E_1 - E_2) U\} \hat{d}(t)$$

Les quantités *ac* : $\hat{x}(t)$, $\hat{u}(t)$, $\hat{y}(t)$ et $\hat{d}(t)$ dans l'équation (1.11) sont de faibles variations, et le point de fonctionnement est défini par les équations (1.8) et (1.10).

Si on peut écrire les équations d'états (1.6) et (1.7) pour les deux sous-intervalles, on peut donc établir le modèle moyen *cc* ainsi que le modèle de faibles variations *ac* par l'évaluation des équations (1.8) et (1.11) [7].

Résultat de l'espace d'état moyen

En basse fréquence, le courant d'inductance et la tension aux bornes de la capacité sont modélisés par la moyenne pendant une période T . D'où on peut définir la moyenne du vecteur d'état $x(t)$ comme suit :

$$\langle x(t) \rangle_T = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(\tau) d\tau \quad (1.12)$$

Les composantes des vecteurs d'entrée et de sortie sont modélisées aussi par la moyenne du courant d'inductance et la tension aux bornes de la capacité, on obtient alors en basse fréquence l'équation d'état suivante :

$$K \frac{d \langle x(t) \rangle_T}{dt} = (d(t) A_1 + d'(t) A_2) \langle x(t) \rangle_T + (d(t) B_1 + d'(t) B_2) \langle u(t) \rangle_T \quad (1.13)$$

Considérant que les éléments du vecteur d'état $x(t)$, pendant le premier sous-intervalle où l'interrupteur est en position fermée, les équations d'états du convertisseur sont exprimées par l'équation (1.6). Par conséquent les éléments du vecteur $x(t)$ changent avec les pentes $K^{-1} (A_1 x(t) + B_1 u(t))$. Si on considère des approximations d'ondulations faibles et que $x(t)$ et $u(t)$ ne changent pas beaucoup pendant la période de commutation, puis les pentes sont essentiellement constantes et sont à peu près égales à :

$$\frac{dx(t)}{dt} = K^{-1} (A_1 \langle x(t) \rangle_T + B_1 \langle u(t) \rangle_T) \quad (1.14)$$

Cette hypothèse coïncide avec les conditions pour l'ondulation des petites commutations dans tous les éléments de $x(t)$ et les variations de l'entrée $u(t)$ sont lentes comparées à la fréquence de commutation. Si nous

supposons que le vecteur d'état est initialement égal à $x(0)$, alors nous pouvons écrire :

$$x(dT) = x(0) + (dT) K^{-1} (A_1 \langle x(t) \rangle_T + B_1 \langle u(t) \rangle_T) \quad (1.15)$$

Telque :

$x(dT)$: Valeur finale.

$x(0)$: Valeur initiale.

(dT) : Longueur d'intervalle.

$K^{-1} (A_1 \langle x(t) \rangle_T + B_1 \langle u(t) \rangle_T)$: Pente.

Les mêmes arguments sont appliqués pendant le deuxième sous-intervalle, l'interrupteur est en position ouverte, les équations d'états du convertisseur sont exprimées par l'équation (1.7). Avec l'hypothèse de petites ondulations au court de ce sous-intervalle, le vecteur d'état change avec la pente [7].

$$\frac{dx(t)}{dt} = K^{-1} (A_2 \langle x(t) \rangle_T + B_2 \langle u(t) \rangle_T) \quad (1.16)$$

Le vecteur d'état à la fin de la période de commutation est :

$$x(T) = x(dT) + (d' T) K^{-1} (A_2 \langle x(t) \rangle_T + B_2 \langle u(t) \rangle_T) \quad (1.17)$$

Telque :

$x(T)$: Valeur finale.

$x(dT)$: Valeur initiale.

$(d' T)$: Longueur d'intervalle.

$K^{-1} (A_2 \langle x(t) \rangle_T + B_2 \langle u(t) \rangle_T)$: Pente.

Nous injectons l'équation (1.15) dans (1.17), nous obtenons l'équation suivante :

$$x(T) = x(0) + (dT) K^{-1} \{A_1 \langle x(t) \rangle_T + B_1 \langle u(t) \rangle_T\} + (d'T) K^{-1} \{A_2 \langle x(t) \rangle_T + B_2 \langle u(t) \rangle_T\} \quad (1.18)$$

En réarrangeant les termes de l'équation précédente nous obtenons :

$$x(T) = x(0) + T K^{-1} \{d(t) A_1 + d'(t) A_2\} \langle x(t) \rangle_T + T K^{-1} \{d(t) B_1 + d'(t) B_2\} \langle u(t) \rangle_T \quad (1.19)$$

Ensuite, nous rapprochant la dérivée de $\langle x(t) \rangle_T$ en utilisant la variation pendant une période de commutation.

$$\frac{d \langle x(t) \rangle_T}{dt} = \frac{x(T) - x(0)}{T} \quad (1.20)$$

Nous injectons l'équation (1.19) dans (1.20), Nous obtenons le résultat exprimé par l'équation suivante :

$$K \frac{d \langle x(t) \rangle_T}{dt} = \{d(t) A_1 + d'(t) A_2\} \langle x(t) \rangle_T + \{d(t) B_1 + d'(t) B_2\} \langle u(t) \rangle_T \quad (1.21)$$

Cette dernière est identique à l'équation (1.14). C'est le modèle moyen de base, qui décrit le modèle dynamique du convertisseur. Il est non linéaire car l'entrée de commande $d(t)$ est multiplié par $\langle x(t) \rangle_T$ et $\langle u(t) \rangle_T$. La variation des élément du vecteur d'état $x(t)$ et sa moyenne sont illustrées par la figure (1.6).

Il est également souhaité pour trouver les composantes du vecteur de sortie $y(t)$ en basse fréquence de faire la moyenne du vecteur $y(t)$ qui est décrit par l'équation (1.6) pour le premier sous-intervalle, et par l'équation (1.7) pour le deuxième sous-intervalle. Par conséquent, les éléments du vecteur de sortie $y(t)$ peuvent être discontinus à la transition de commutation, comme illustré dans la figure (1.7) [3], [8]. Nous pouvons encore supprimer les harmoniques de commutation en faisant la moyenne pendant la période de commutation, et le résultat est donné par :

$$\langle y(t) \rangle_T = d(t) \{C_1 \langle x(t) \rangle_T + E_1 \langle u(t) \rangle_T\} + d'(t) \{C_2 \langle x(t) \rangle_T + E_2 \langle u(t) \rangle_T\} \quad (1.22)$$

Après réarrangement des termes de l'équation précédente, on obtient :

$$\langle y(t) \rangle_T = \{d(t) C_1 + d'(t) C_2\} \langle x(t) \rangle_T + \{d(t) E_1 + d'(t) E_2\} \langle u(t) \rangle_T \quad (1.23)$$

Cette dernière est aussi une équation nonlinéaire.

L'écriture finale du modèle d'espace d'état moyen est comme suit :

$$K \frac{d \langle x(t) \rangle_T}{dt} = \{d(t) A_1 + d'(t) A_2\} \langle x(t) \rangle_T + \{d(t) B_1 + d'(t) B_2\} \langle u(t) \rangle_T$$

$$\langle y(t) \rangle_T = \{d(t) C_1 + d'(t) C_2\} \langle x(t) \rangle_T + \{d(t) E_1 + d'(t) E_2\} \langle u(t) \rangle_T \quad (1.24)$$

La prochaine étape est la linéarisation des équations autour d'un point de fonctionnement au repos, à construire un modèle *ac* de faibles signaux.

Lorsque les entrées $d(t) = D$ et $u(t) = u_0$ sont appliquées, le convertisseur fonctionne en équilibre lorsque les dérivés de l'ensemble des éléments de $\langle x(t) \rangle_T$ sont nulles. Donc en définissant la dérivée de $\langle x(t) \rangle_T$ à zéro dans l'équation (1.24), on peut définir le point de fonctionnement du convertisseur comme étant la solution de :

$$\begin{aligned} 0 &= A x_0 + B u_0 \\ y_0 &= C x_0 + E u_0 \end{aligned} \quad (1.25)$$

Lorsque les définitions (1.9) ont été utilisées. On perturbe maintenant et on linéarise les formes d'ondes du convertisseur autour du point de fonctionnement [3].

$$\begin{aligned} \langle x(t) \rangle_T &= x_0 + \hat{x}(t) \\ \langle u(t) \rangle_T &= u_0 + \hat{u}(t) \\ \langle y(t) \rangle_T &= y_0 + \hat{y}(t) \\ d(t) &= D + \hat{d}(t) \Rightarrow d'(t) = D' + \hat{d}(t) \end{aligned} \quad (1.26)$$

Ici, $\hat{u}(t)$ et $\hat{d}(t)$ sont de petites variations *ac* dans le vecteur d'entrée et le rapport cyclique. Le vecteur $\hat{x}(t)$ et $\hat{y}(t)$ sont les petites variations résultantes *ac* du vecteur d'état et le vecteur de sortie. Nous devons supposer que ces variations *ac* sont beaucoup plus petites que les valeurs au repos. En d'autres termes : [8].

$$\begin{aligned} \|u_0\| &\gg \|\hat{u}(t)\| \\ D &\gg |\hat{d}(t)| \\ \|x_0\| &\gg \|\hat{x}(t)\| \\ \|y_0\| &\gg \|\hat{y}(t)\| \end{aligned} \quad (1.27)$$

$\|u_0\|$: désigne la norme du vecteur u_0 .

$\|x_0\|$: désigne la norme du vecteur x_0 .

$\|y_0\|$: désigne la norme du vecteur y_0 .

En injectant l'équation (1.27) dans le modèle d'espace d'état moyen qui devient donc comme suit :

$$\begin{aligned}
 K \frac{d(x_0 + \hat{x}(t))}{dt} &= \left\{ (D + \hat{d}(t)) A_1 + (D' - \hat{d}(t)) A_2 \right\} (x_0 + \hat{x}(t)) \\
 &\quad + \left\{ (D + \hat{d}(t)) B_1 + (D' - \hat{d}(t)) B_2 \right\} (u_0 + \hat{u}(t)) \\
 y_0 + \hat{y}(t) &= \left\{ (D + \hat{d}(t)) C_1 + (D' - \hat{d}(t)) C_2 \right\} (x_0 + \hat{x}(t)) \\
 &\quad + \left\{ (D + \hat{d}(t)) E_1 + (D' - \hat{d}(t)) E_2 \right\} (u_0 + \hat{u}(t))
 \end{aligned} \tag{1.28}$$

La dérivée $\frac{dx_0}{dt}$ est nulle, on réarrange l'équation précédente, on obtient alors.

$$\begin{aligned}
 K \frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= (A x_0 + B u_0) + A \hat{x}(t) + B \hat{u}(t) + \{(A_1 - A_2) x_0 + (B_1 - B_2) u_0\} \hat{d}(t) \\
 &\quad + (A_1 - A_2) \hat{x}(t) \hat{d}(t) + (B_1 - B_2) \hat{u}(t) \hat{d}(t) \\
 (y_0 + \hat{y}(t)) &= (C x_0 + E u_0) + C \hat{x}(t) + E \hat{u}(t) + \{(C_1 - C_2) x_0 + (E_1 - E_2) u_0\} \hat{d}(t) \\
 &\quad + (C_1 - C_2) \hat{x}(t) \hat{d}(t) + (E_1 - E_2) \hat{u}(t) \hat{d}(t)
 \end{aligned} \tag{1.29}$$

Etant donné que les termes du *cc* sont élaborés par l'équation (1.25), on

les injecte dans l'équation (1.29). En outre si l'hypothèse de faibles signaux qui est convaincu par (1.27), puis les termes nonlinéaires du deuxième ordre de l'équation (1.29) sont de petites grandeurs par rapport au termes *ac* du premier ordre. Nous pouvons à cet effet négliger les termes non-linéaires, pour obtenir le modèle linéarisé *ac* suivants :

$$\begin{aligned} K \frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= A \hat{x}(t) + B \hat{u}(t) + \{(A_1 - A_2) x_0 + (B_1 - B_2) u_0\} \hat{d}(t) \\ \hat{y}(t) &= C \hat{x}(t) + E \hat{u}(t) + \{(C_1 - C_2) x_0 + (E_1 - E_2) u_0\} \hat{d}(t) \end{aligned} \quad (1.30)$$

C'est le résultat souhaité, qui coïncide avec l'équation (1.10).

1.6 Convertisseur *cc-cc* élévateur *Boost*

Le convertisseur *cc – cc boost* élévateur illustré par la figure (1.8), quand l'interrupteur Q_s est à l'état ouvert, la diode est bloquée, et l'entrée fournit de l'énergie à l'inductance. La charge reçoit de l'énergie du condensateur.

Quand l'interrupteur Q_s est à l'état fermé, la sortie reçoit l'énergie de l'inductance aussi bien que l'entrée. La tension de sortie est toujours aussi grande que celle de l'entrée. Le courant d'entrée est de forme triangulaire et contient des harmoniques.

L'interrupteur Q_s idéal fermé représente une chute de tension négligeable et les pertes sont donc nulles quelque soit le courant qui le traverse, tandis qu'un interrupteur idéal ouvert n'a pas de courant de fuite, les pertes sont donc nulles quelque soit la tension qu'il supporte.

En pratique les interrupteurs seront réalisés à partir des semi-conducteurs fonctionnant en commutation. Ils sont donc utilisables en électronique de

puissance, les diodes, les thyristors, les triacs, les GTOs. Les transistors (bipolaires, MOS, IGBTs,...) seront utilisés uniquement en régime de commutation.

1.7 Principe de fonctionnement du convertisseur *Boost*

L'application principale du convertisseur élévateur *Boost* est la régulation de l'alimentation. La tension de sortie est supérieure à la tension d'entrée. Lorsque l'interrupteur est fermé, la diode D est bloquée, donc l'étage de sortie est isolé. Lorsque l'interrupteur est ouvert, la tension de sortie reçoit l'énergie de l'inductance ainsi de l'entrée. Dans les analyses de l'état d'équilibre présenté ici, le condensateur de filtrage de sortie est supposé être très important pour assurer une tension de sortie constante $u_0(t) \approx U_0$.

Le convertisseur *Boost* est analysé dans l'état d'équilibre, tous les paramètres du courant, la tension et le rapport cyclique sont des valeurs *cc*. Les interrupteurs sont considérés comme étant idéaux, et les pertes dans les éléments inductifs et capacitifs sont négligées. La tension d'entrée *cc* du convertisseur est supposé avoir une impédance interne nulle, il pourrait être une source de batterie.

Un schéma simplifié du convertisseur *Boost* est illustré par la figure (1.8). Il se compose d'un MOSFET de puissance en tant qu'interrupteur noté par Q_s , une diode D , une inductance L , un condensateur de filtrage C et la résistance de charge R_{ch} . Une source d'entrée *cc* u_{in} fournit la puissance au convertisseur et u_0 représente la tension de sortie.

Le commutateur est activé et désactivé à la fréquence de commutation $f_s = 1/T$ avec le rapport cyclique $D = t_{on}/T$, avec t_{on} est l'intervalle de temps pendant lequel l'interrupteur est en état fermé *On*. La résistance de charge R_{ch} nécessite une tension d'alimentation stable plus grande que la tension d'entrée u_{in} , tandis que V_p est le signal de commande du Mosfet de puissance. Plus précisément V_p est d'une forme d'onde carrée.

Au cours de la phase de la mise sous tension (V_p , qui est de niveau haut), Q_s est fermé lorsque la diode D est bloqué. puis le courant d'inductance augmente avec le temps tandis que la charge actuelle vient du condensateur C . La durée de cette phase est défini par T_1 ; lorsque V_p passe au niveau bas, le circuit entre dans la phase de mise hors tension. Q_s est ouvert, le courant d'inductance qui ne peut pas changé brusquement est transféré à la sortie à travers la diode D qui doit être passante, une partie de ce courant est restaurée dans le condensateur, tandis que le reste traverse la charge R_{ch} . La durée de cette phase est T_2 .

En fonction des lois de commande et des valeurs des composants, le courant d'inductance peut atteindre zéro, entrant ainsi la phase de roue libre dans lequel le mosfet Q_s et la diode D sont éteints et le courant de la charge est fournit seulement par le condensateur. La période de cette phase est définit par T_3 . En fonction de la présence ou l'absence de la troisième phase le circuit fonctionne en mode continu ou discontinu respectivement.

1.7.1 Le mode de conduction continu *CCM*

Si le courant de l'inductance L ne s'annule jamais pendant le cycle de la commutation, le convertisseur *boost* est fonctionnel dans le mode de la

conduction continue (*CCM*) [7]. La forme de la tension aux bornes de l'inductance et du courant d'inductance est illustrée par la figure 1.9.

A l'état stationnaire l'intégrale de la tension aux bornes de l'inductance pendant une période de commutation doit être égale à zéro :

$$u_{in} t_{on} + (u_{in} - u_0) t_{off} = 0 \quad (1.31)$$

Divisant les deux côtés par T_s et en réarrangeant les termes, on aura l'équation suivante :

$$\frac{u_0}{u_{in}} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1 - D} > 1 \quad (1.32)$$

Le convertisseur *Boost* tire son nom du fait que le rapport (u_0/u_{in}) est supérieur à 1.

L'hypothèse d'un circuit sans pertes, c'est $P_{in} = P_0$, nous avons $u_{in} i_{in} = u_0 i_0$ et $\frac{i_0}{i_{in}} = 1 - D$.

Avec :

p_{in} : Puissance d'entrée.

p_0 : Puissance de sortie.

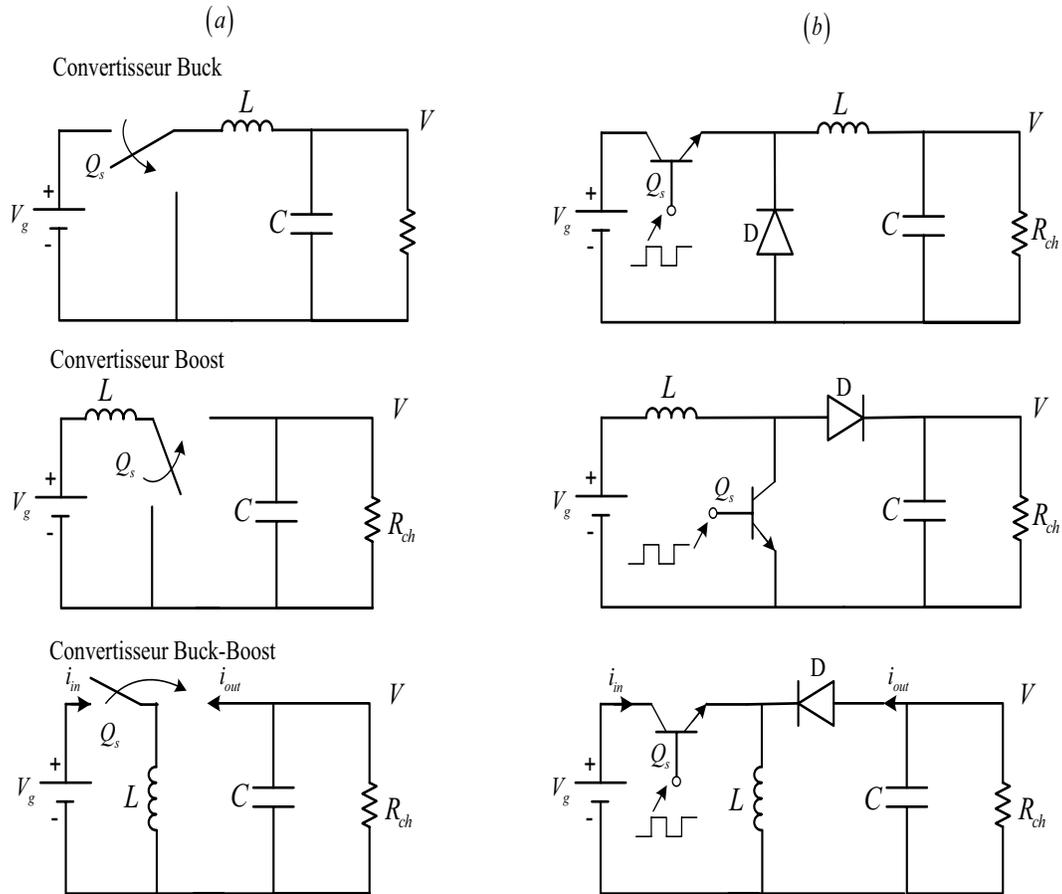


FIG. 1.3 – Fonctionnement de la commutation des convertisseurs *Buck*, *Boost* et *Buck-Boost*.

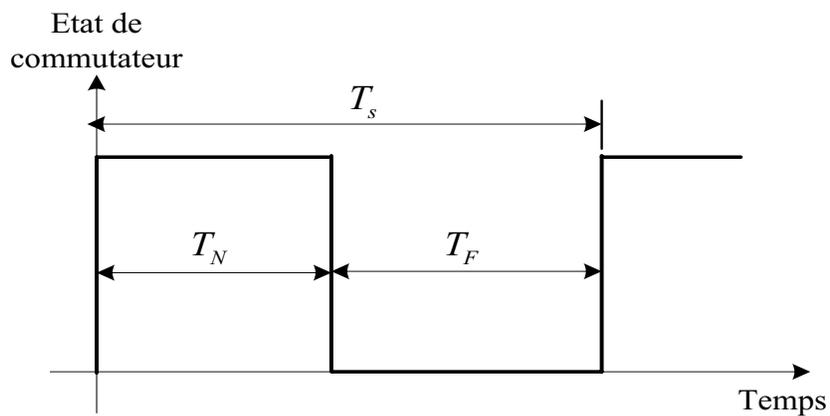


FIG. 1.4 – Définition de la période de commutation.

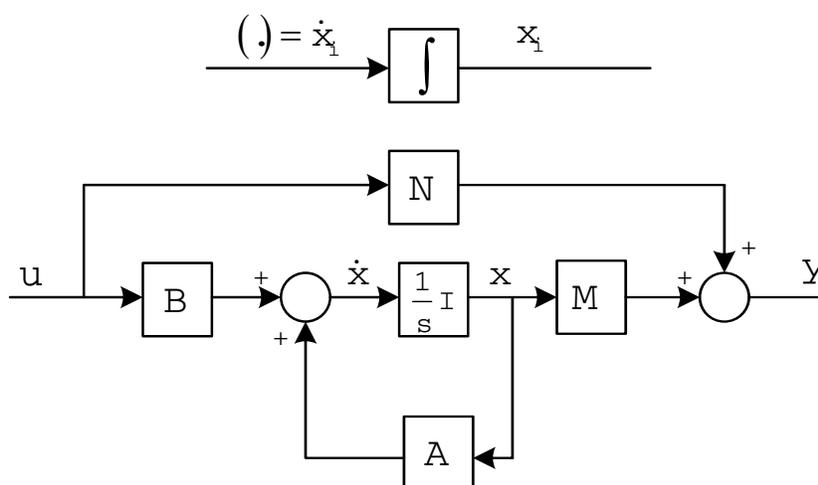


FIG. 1.5 – Diagramme fonctionnel de la représentation en équations d'état.

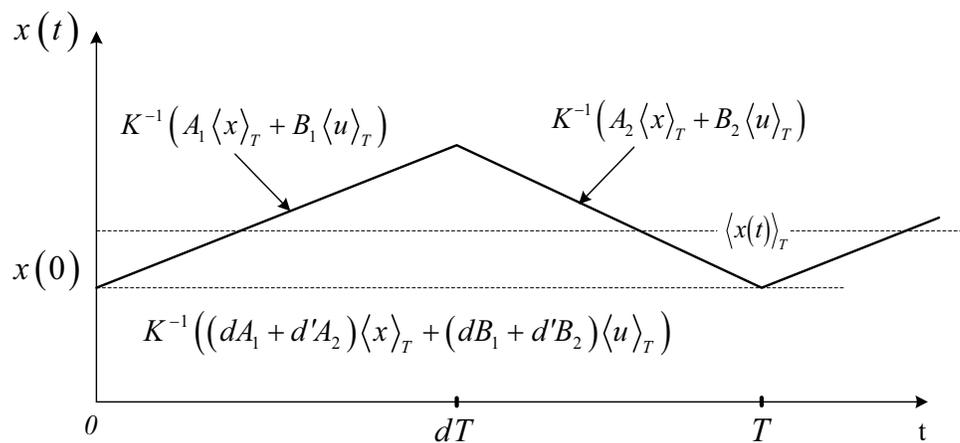


FIG. 1.6 – Evaluation d'un élément du vecteur d'état, et sa moyenne pendant une période de commutation.

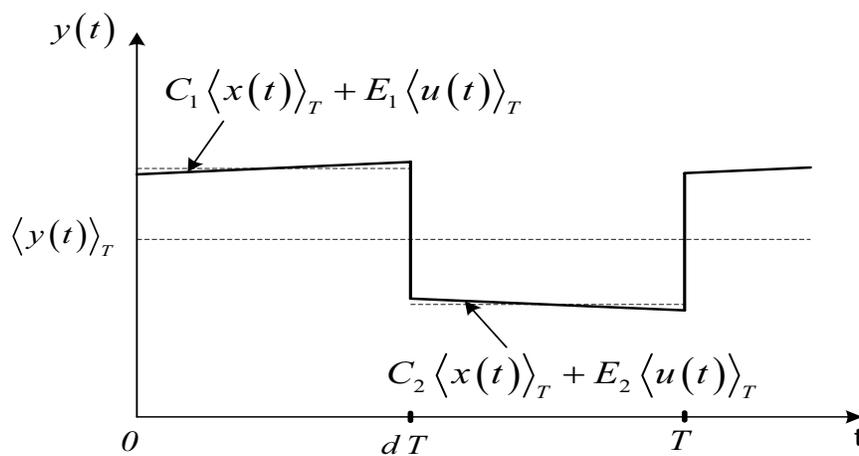
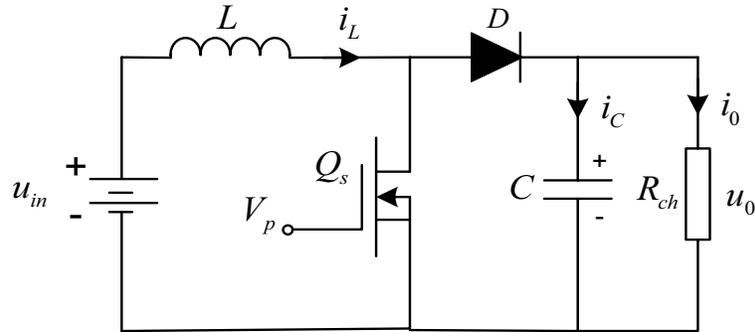
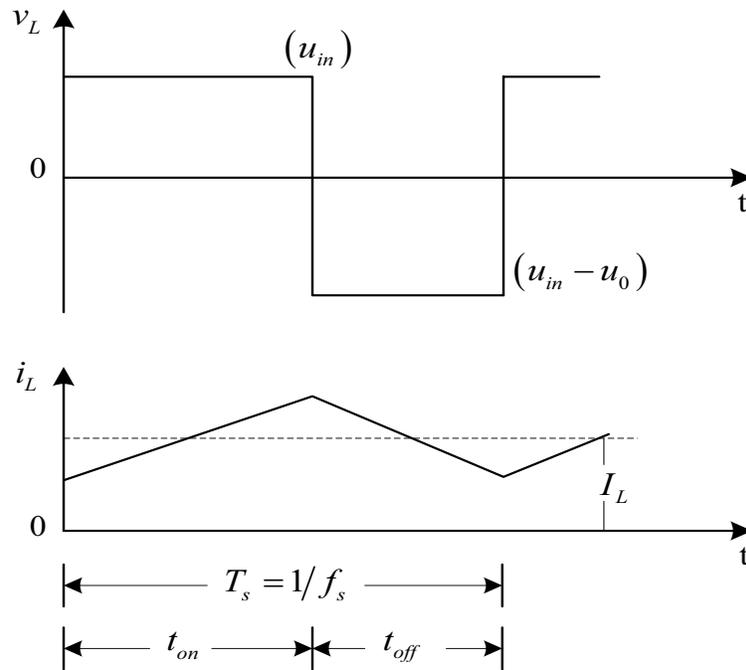
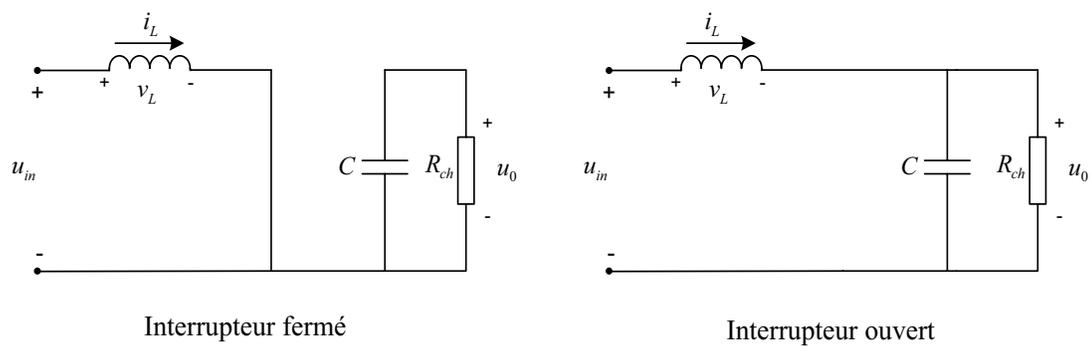


FIG. 1.7 – La moyenne d'un élément du vecteur de sortie.

FIG. 1.8 – Schéma simplifié du convertisseur *Boost*.FIG. 1.9 – Les formes d'onde de la tension et du courant d'inductance en mode de conduction continue *CCM*.

FIG. 1.10 – Circuit équivalent en mode de conduction continue CCM .

1.7.2 Le mode de conduction discontinue *DCM*

Si le courant d'inductance atteint le niveau zéro pendant une partie de temps fermée *off*, le convertisseur *boost* est dit fonctionnel dans le mode de conduction discontinu *DCM* [7]. Les formes d'ondes de la tension aux bornes de l'inductance et du courant d'inductance sont illustrées par la figure 1.11.

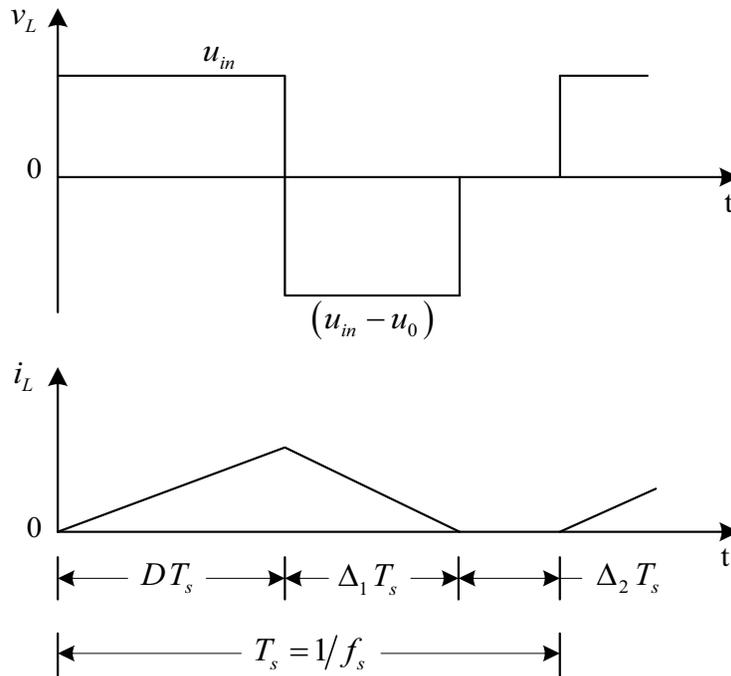


FIG. 1.11 – Les formes d'onde de la tension et du courant d'inductance en mode de conduction discontinue *DCM*.

L'intégral de la tension aux bornes de l'inductance en fonction du temps pendant une période doit être nulle.

$$u_{in} D T_s + (u_{in} - u_0) \Delta_1 T_s = 0 \quad (1.33)$$

ainsi :

$$\frac{u_0}{u_{in}} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{\Delta_1 - D}{\Delta_1} \quad (1.34)$$

Par conséquent, le rapport (u_0/u_{in}) . est également supérieur à 1.

1.7.3 La structure du contrôle d'un convertisseur **cc-cc**

Dans une application sur le convertisseur *cc – cc*, il est désiré d'obtenir une tension de sortie constante en dépit des changements et des perturbations dans la tension d'entrée ou le courant de la charge.

La tension de sortie du convertisseur *cc – cc boost* est contrôlée par le contrôle des durées d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur Q_s . L'une des méthodes permettant de contrôler la tension de sortie emploie une commutation à une fréquence constante à ajuster sur la durée de fermeture de l'interrupteur pour contrôler la tension de sortie moyenne. Dans cette méthode notée par modulation de la largeur d'impulsion (*MLI* : en anglais *PWM*), le rapport cyclique d de l'interrupteur est variable.

Les deux régimes de contrôle utilisés en pratique sont le contrôle de la tension de sortie *VMC* et le contrôle du courant d'entrée *CMC*.

Contrôle de la tension en mode de conduction continue **VMC**

La méthode de contrôle de la tension *VMC* dans un convertisseur *cc – cc* est la plus utilisée et la méthode de contrôle de la modulation de la largeur d'impulsion *MLI* est simple à appliquer, la figure (1.12) représente le

circuit de puissance du convertisseur *Boost* associé au contrôleur en mode de contrôle de tension *VMC* (*Voltage Mode control*) pour le convertisseur *Boost*.

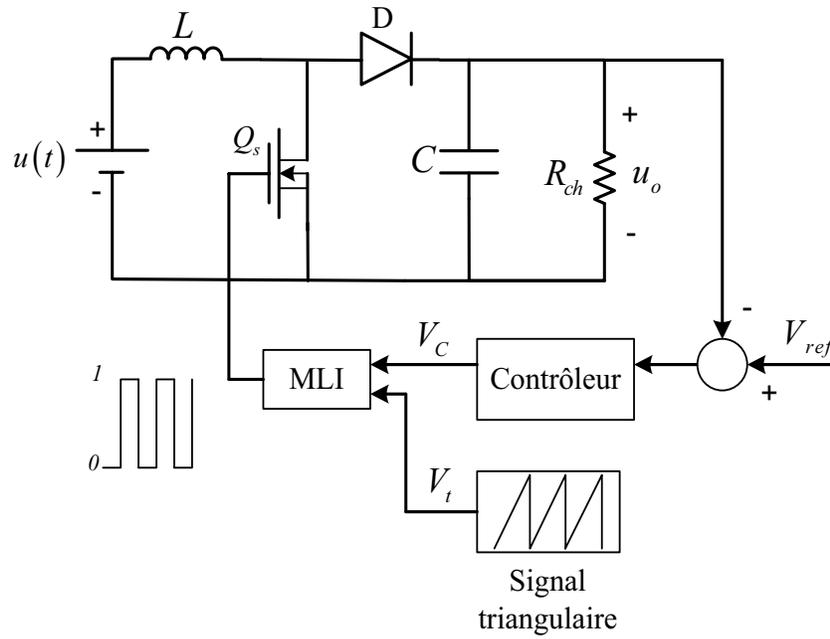


FIG. 1.12 – Le schéma électrique d'un convertisseur *cc – cc* élévateur *Boost* contrôlé en mode de tension *VMC*.

1.8 Modélisation du convertisseur *cc–cc boost-idéal*

Soit le schéma électrique du convertisseur *Boost* illustré par la figure (1.13).

On commence à écrire les équations de *Kirchoff* et des *noeuds* pour les deux états fermé et ouvert du mosfet Q_s .

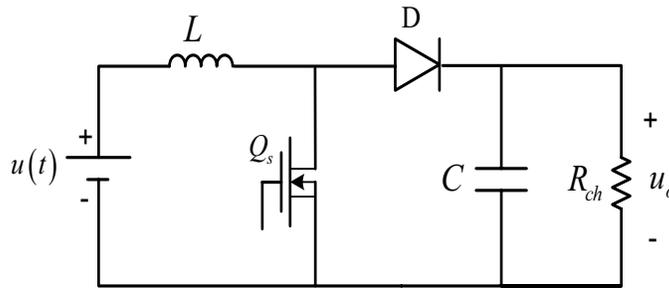


FIG. 1.13 – Le schéma électrique d'un convertisseur *cc – cc* élévateur *Boost*.

1.8.1 Les deux états du convertisseur *Boost*

mode 1 : L'état passant (l'interrupteur Q_s est fermé)

Q_s est fermé, et la diode est bloquée. Les variables d'états sont le courant de l'inductance L et la tension aux bornes de la capacité C , notées respectivement par x_1 et x_2 , dont le vecteur d'état est $x^T = [x_1 \ x_2]$.

La tension aux bornes de la capacité est :

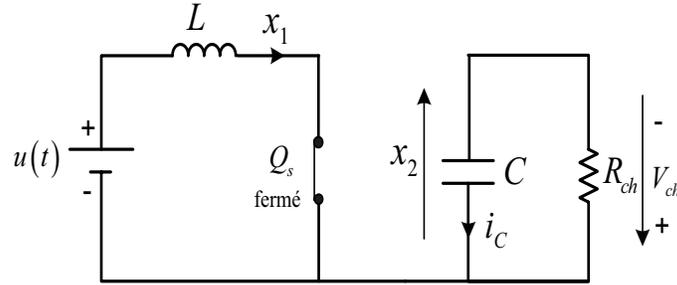


FIG. 1.14 – Le schéma électrique d'un convertisseur *cc-cc élévateur Boost* à l'état, avec Q_s fermé.

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(\tau) d\tau \Rightarrow i_c(t) = C \frac{dV_c(t)}{dt}$$

En utilisant la loi de Kirchoff, on a les deux equations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} -L\dot{x}_1(t) + u(t) = 0 \\ x_2 + CR_{ch}\dot{x}_2 = 0 \end{cases} \quad (1.35)$$

On prend les variables d'états telque

$$\begin{cases} x_1(t) = i_L(t) \\ x_2(t) = v_C(t) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{x}_1(t) = 0x_1(t) + 0x_2(t) + \frac{1}{L}u(t) \\ \dot{x}_2(t) = 0x_1(t) - \frac{1}{CR_{ch}}x_2(t) \end{cases} \quad (1.36)$$

L'équation de sortie est la suivante :

$$\begin{aligned} y(t) = V_{ch}(t) &\Rightarrow y(t) = R_{ch}i_C(t) \\ &\Rightarrow y(t) = CR_{ch}\dot{x}_2(t) \\ &\Rightarrow y(t) = -x_2(t) \end{aligned} \quad (1.37)$$

On peut représenter le système pour le premier sous-interval sous forme d'espace d'état en utilisant la formule (1.38).

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_1 x(t) + B_1 u(t) \\ y(t) = C_1 x(t) \end{cases} \quad (1.38)$$

Telque :

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR_{ch}} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix}$$

Donc la représentation du système est la suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \quad (1.39)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}$$

mode 2 : L'état bloqué (l'interrupteur est ouvert)

Les équations différentielles du schéma électrique du *convertisseur Boost* dans le deuxième mode continu (1.15).

$$\begin{cases} -L\dot{x}_1(t) - x_2(t) + u(t) = 0 \\ x_2(t) - R_{ch}i_{ch}(t) = 0 \end{cases} \quad (1.40)$$

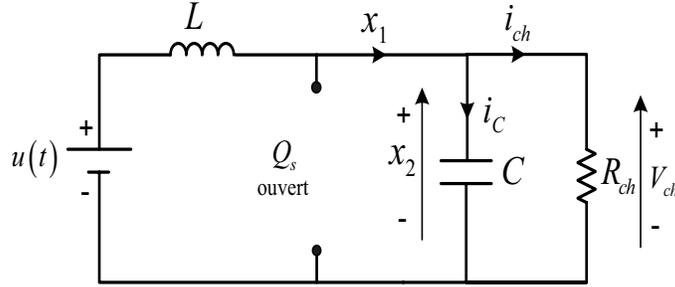


FIG. 1.15 – Le schéma électrique d'un convertisseur *cc-cc* élévateur *Boost*, avec Q_s fermé.

Suivant la loi des noeuds on a l'équation suivante :

$$i_L(t) = i_C(t) + i_{ch}(t) \quad (1.41)$$

D'où :

$$x_1(t) = C\dot{x}_2(t) + i_{ch}(t) \quad (1.42)$$

$$i_{ch}(t) = x_1(t) - C\dot{x}_2(t) \quad (1.43)$$

Injectant l'équation (1.43) dans le système d'équations (1.40).

$$\begin{cases} -L\dot{x}_1(t) - x_2(t) + u(t) = 0 \\ x_2(t) - R_{ch}[x_1(t) - C\dot{x}_2(t)] = 0 \end{cases} \quad (1.44)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = -\frac{1}{L}x_2(t) + \frac{1}{L}u(t) \\ \dot{x}_2(t) = \frac{1}{C}x_1(t) - \frac{1}{CR_{ch}}x_2(t) \end{cases} \quad (1.45)$$

L'équation de sortie est la suivante :

$$y(t) = R_{ch}i_{ch}(t) = R_{ch}[x_1(t) - C\dot{x}_2(t)] \quad (1.46)$$

$$y(t) = x_2(t) \quad (1.47)$$

On peut représenter le système pour le deuxième sous-intervalle sous forme d'espace d'état comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_2 x(t) + B_2 u(t) \\ y(t) = C_2 x(t) \end{cases} \quad (1.48)$$

Telque :

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_{ch}} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

D'où son représentation en espace d'état est donnée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \quad (1.49)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}$$

On veut lier les deux espaces d'états, (A_1, B_1) pour l'intervale $[0, T_{on}]$, et (A_2, B_2) pour l'intervale $[T_{on}, T_{off}]$.

La combinaison entre les deux espace d'état peut être établit par la méthode de l'espace d'état moyen (*SSA*) (*Stat-Space Averaged*).

1.8.2 Linéarisation et application de l'espace d'état moyen sur le modèle convertisseur *Boost*

On veut linéariser le processus autour d'un point de fonctionnement.

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (1.50)$$

Telque D représente le terme *cc* et \hat{d} modulation en petits signaux.

$$x(t) = x_0 + \hat{x}(t) \quad (1.51)$$

$$u(t) = u_0 + \hat{u}(t) \quad (1.52)$$

Injectons ces changements de variable dans l'équation (1.2), on a les modifications suivantes :

$$\dot{x}_0 + \hat{x} = \left[A_1 (\hat{d} + D) + A_2 (1 - \hat{d} - D) \right] (x_0 + \hat{x}) + \left[B_1 (\hat{d} + D) + B_2 (1 - \hat{d} - D) \right] (u_0 + \hat{u}) \quad (1.53)$$

On décompose maintenant tous les termes :

Le terme continu *cc* multiplié par un terme alternatif *ac* est un terme continu *cc*.

Le produit des termes alternatifs *ac* est négligé (de petites variations multipliée par d'autres résulte de très petites variations).

Pour les équations en mode continu *cc*, toutes les termes dérivatifs s'annulent, c'est à dire $\dot{x}_0 = 0$.

Les équations en mode continu cc

$$0 = [A_1 D + A_2 (1 - D)] x_0 + [B_1 D + B_2 (1 - D)] u_0 \quad (1.54)$$

Les équations en mode alternatif ac

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) = & [A_1 D + A_2 (1 - D)] \hat{x}(t) + [B_1 D + B_2 (1 - D)] \hat{u}(t) \\ & + [(A_1 - A_2) x_0 + (B_1 - B_2) u_0] \hat{d}(t) \end{aligned} \quad (1.55)$$

On remarque qu'il y'a des termes communs entre les deux équations précédentes en mode continu *cc*, et en mode alternatif *ac*, pour celà on note :

$$A = [A_1 D + A_2 (1 - D)] \quad (1.56)$$

$$B = [B_1 D + B_2 (1 - D)] \quad (1.57)$$

$$E = (A_1 - A_2) x_0 + (B_1 - B_2) u_0 \quad (1.58)$$

La nouvelle notation est adapté pour les équations en mode continu *cc*, et en mode alternatif *ac* comme suit :

$$0 = A x_0 + B u_0 \quad (1.59)$$

$$\dot{\hat{x}}(t) = A \hat{x}(t) + B \hat{u} + E \hat{d}(t) \quad (1.60)$$

$$\begin{aligned} A = A_1 D + A_2 (1 - D) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{D}{C R_{ch}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1-D}{C R_{ch}} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{C R_{ch}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.61)$$

$$B = B_1 D + B_2 (1 - D) = \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1-D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.62)$$

$$E = \left[\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR_{ch}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_{ch}} \end{bmatrix} \right] \begin{bmatrix} x_{10} \\ x_{20} \end{bmatrix} + \left[\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \right] u_0 \quad (1.63)$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{10} \\ x_{20} \end{bmatrix} \quad (1.64)$$

L'équation en mode alternatif *ac* est écrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1(t) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{CR_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1(t) \\ \hat{x}_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{u}(t) + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{10} \\ x_{20} \end{bmatrix} \hat{d}(t) \quad (1.65)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1(t) = -\frac{(1-D)}{L} \hat{x}_2(t) + \frac{1}{L} \hat{u}(t) + \frac{1}{L} x_{20} \hat{d}(t) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) = \frac{(1-D)}{C} \hat{x}_1(t) - \frac{1}{CR_{ch}} \hat{x}_2(t) - \frac{1}{C} x_{10} \hat{d}(t) \end{cases} \quad (1.66)$$

Pour déduire les solutions x_{10} et x_{20} en régime permanent, on a recour à résoudre le système en mode continu *cc*.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{CR_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{10} \\ x_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_0 \quad (1.67)$$

$$\begin{cases} -\frac{(1-D)}{L} x_{20} + \frac{1}{L} u_0 = 0 \\ \frac{(1-D)}{C} x_{10} - \frac{1}{CR_{ch}} x_{20} = 0 \end{cases} \quad (1.68)$$

$$\begin{cases} x_{10} = \frac{1}{R_{ch} (1-D)^2} u_0 \\ x_{20} = \frac{1}{(1-D)} u_0 \end{cases} \quad (1.69)$$

Injectons les équations (1.69) dans (1.66), nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1(t) = -\frac{(1-D)}{L}\hat{x}_2(t) + \frac{1}{L}\hat{u}(t) + \frac{1}{L}\frac{1}{(1-D)}u_0\hat{d}(t) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) = \frac{(1-D)}{C}\hat{x}_1(t) - \frac{1}{CR_{ch}}\hat{x}_2(t) - \frac{1}{CR_{ch}(1-D)^2}u_0\hat{d}(t) \end{cases} \quad (1.70)$$

En utilisant l'équation (1.30), L'équation de la sortie en mode *ac* est la suivante :

$$\hat{y}(t) = [C_1 D + C_2 (1 - D)] \hat{x}(t) + (C_1 - C_2) x_0 \hat{d}(t) \quad (1.71)$$

$$\hat{y}(t) = \begin{bmatrix} 0 & (1 - 2D) \end{bmatrix} \hat{x}(t) + \begin{bmatrix} 0 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{u_0}{R_{ch}(1-D)^2} \\ \frac{u_0}{(1-D)} \end{bmatrix} \hat{d}(t) \quad (1.72)$$

$$\hat{y}(t) = \begin{bmatrix} 0 & (1 - 2D) \end{bmatrix} \hat{x}(t) - \frac{2u_0}{(1-D)}\hat{d}(t) \quad (1.73)$$

Finalement le système doit être représenté en espace d'état moyen comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1(t) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{CR_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1(t) \\ \hat{x}_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{u}(t) + \begin{bmatrix} \frac{u_0}{L(1-D)} \\ -\frac{u_0}{CR_{ch}(1-D)^2} \end{bmatrix} \hat{d}(t)$$

$$\hat{y}(t) = \begin{bmatrix} 0 & (1-2D) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1(t) \\ \hat{x}_2(t) \end{bmatrix} - \frac{2u_0}{(1-D)} \hat{d}(t)$$
(1.74)

En utilisant les deux équations différentielles du système précédent, on présente le bloc diagramme suivant :

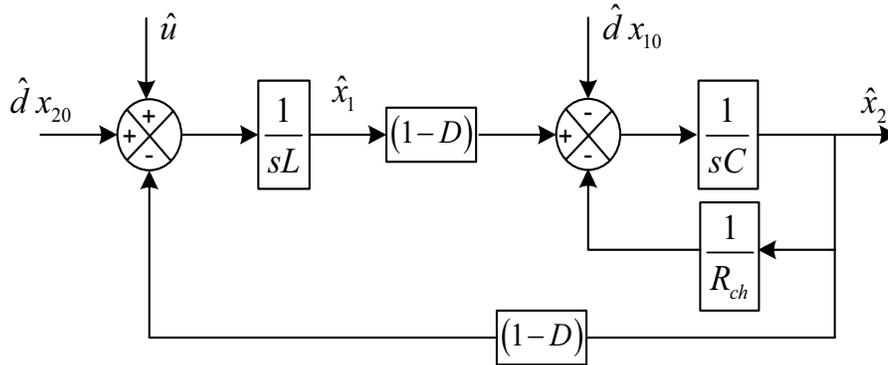


FIG. 1.16 – Bloc diagramme du modèle convertisseur *cc-cc Boost* linéarisé.

Pour obtenir la fonction de transfert de V_C et I_L par rapport au rapport cyclique \hat{d} , Le bloc diagramme doit être simplifié comme suit :

Simplification de bloc diagramme :

La fonction de transfert qu'on doit déterminé c'est le rapport entre la tension au borne de la charge \hat{V}_{ch} et le rapport cyclique \hat{d} , telque :

$$\frac{\hat{x}_2(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_C(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{ch}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-L x_{10} s + (1 - D) x_{20}}{L C s^2 + \frac{L}{R_{ch}} s + (1 - D)^2} \quad (1.75)$$

En injectant les solutions en régime permanant x_{10} et x_{20} dans l'équation précédente on obtient :

$$\frac{V_{ch}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{u_0 \left(-\frac{L}{R_{ch} (1 - D)^2} s + 1 \right)}{L C s^2 + \frac{L}{R_{ch}} s + (1 - D)^2} \quad (1.76)$$

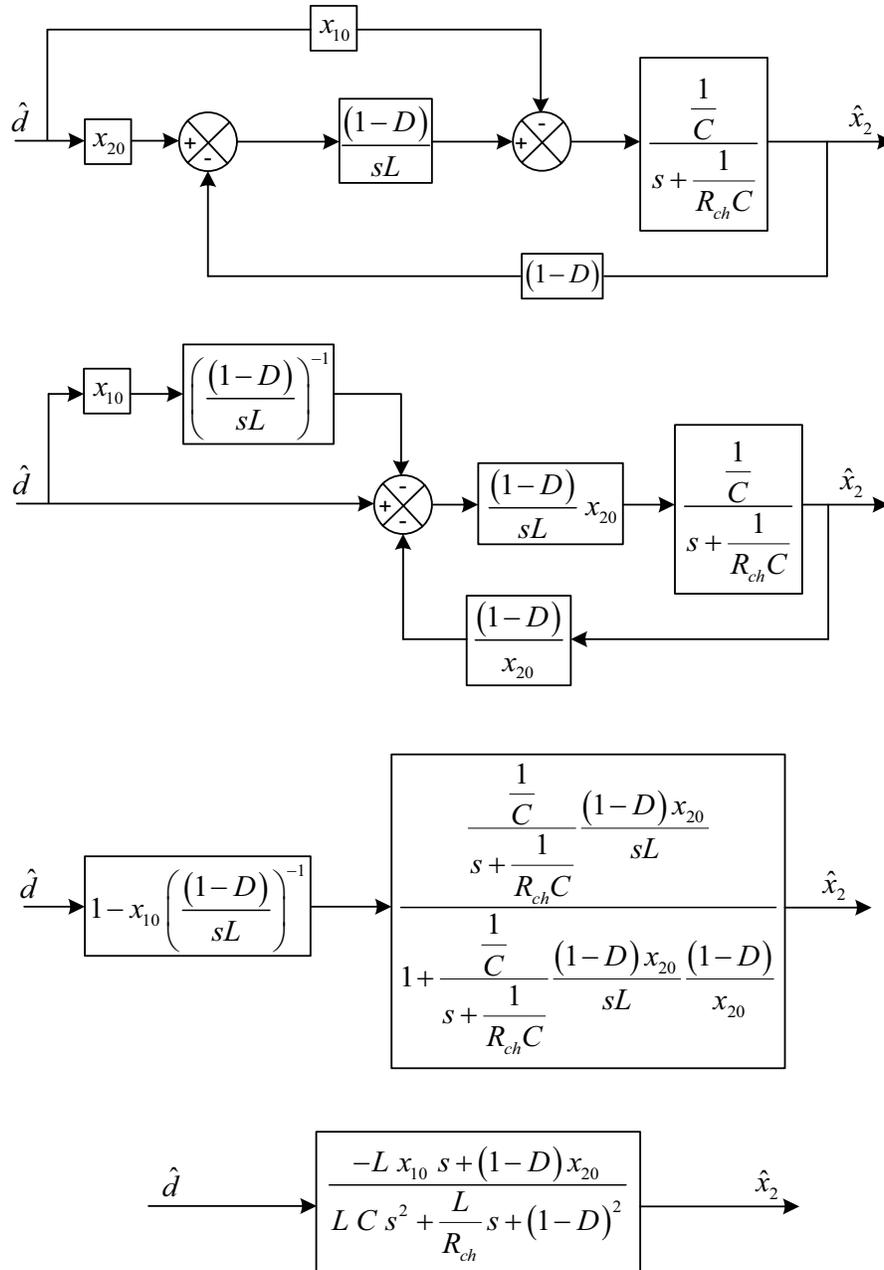


FIG. 1.17 – Simplification du Bloc diagramme du modèle convertisseur *cc – cc Boost* linéarisé.

1.9 Conclusion

Dans le premier chapitre nous avons étudié le convertisseur $cc - cc$ de type élévateur *Boost*, nous avons démontré le développement du modèle du convertisseur qui est la clé de la conception des contrôles présentés dans les prochains chapitres de ce travail, le développement du modèle mathématique a été basé sur la méthode de l'espace d'état moyen (*SSA*) (*Stat-Space Averaging*) qui nous a aidé à lineariser notre modèle qui est de nature nonlineaire et d'écrire finalement le modèle sous forme d'une fonction de transfert du deuxième ordre.

Dans la suite nous nous intéresserons à contrôler la tension de sortie du convertisseur $cc - cc$ élévateur *Boost* en utilisant des différents techniques de contrôle.

Dans le prochain chapitre, on s'intéressera à contrôler la tension de sortie du convertisseur par les deux contrôleurs classiques *Proportionnel Intégral P.I*, *Porportionnel Intégral Dérivé P.I.D*, on va tout d'abord élaborer la synthèse de ces lois de commande avant de les appliquer, on testera aussi la robustesse de ces contrôleurs en appliquant des changements critiques de la tension d'entrée et de la charge.

Chapitre 2

Contrôle du convertisseur

Boost par les régulateurs *P.I*

et *P.I.D*

2.1 Introduction

De très nombreux systèmes possèdent une fonction de transfert qui peut être présentée approximativement par un gain statique et une partie dynamique.

Il est utile de disposer d'une méthode de contrôle permettant de confier à l'asservissement de système, les propriétés que l'on attend d'une bonne régulation : (système asservi *précis, rapide et stable*).

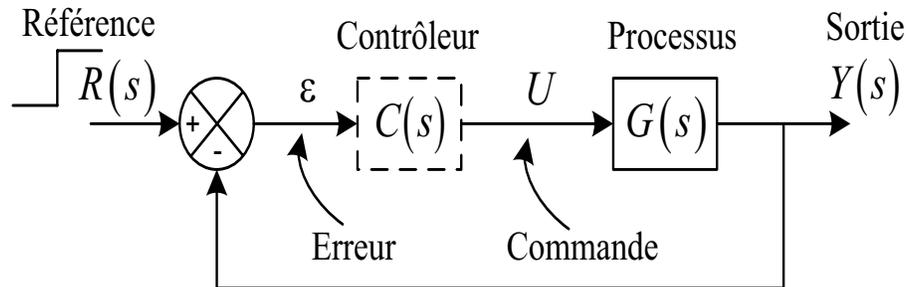


FIG. 2.1 – Le schéma bloc d'un système contrôlé.

2.1.1 Le but de la régulation

L'ensemble (Actionneur, Processus, Capteur) décrit par la fonction de transfert $G(s)$, le but de la commande est de déterminer la fonction de transfert d'un élément $C(s)$, de façon que le système asservi possède :

- Une erreur faible ou nulle (précision réglable si possible).
- Un temps de réponse fixe (réglable si possible).
- Une allure de réponse acceptable.

2.2 Correcteur Proportionnel et Intégral *P.I*

Très répandu, il permet d'obtenir une erreur nulle ($e_0 = 0$) grâce à un intégrateur, ainsi qu'un temps de réponse réglable, en donnant de plus à la réponse l'allure d'une évolution en exponentielle [9].

L'action $u(t)$ est proportionnelle à l'erreur $e(t)$ et à l'intégrale de l'erreur.

$$u(t) = K_1 e(t) + K_2 \int_0^t e(t) dt \quad (2.1)$$

$$u(t) = K_1 \left[e(t) + \frac{K_2}{K_1} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (2.2)$$

On peut noter que puisqu'on ajoute $e(t)$ et $\int_0^t e(t) dt$, le coefficient $[A] = \frac{K_2}{K_1}$ a nécessairement la dimension de l'inverse d'un temps.

On écrira donc, et on posera :

$$\begin{cases} \frac{K_2}{K_1} = \frac{1}{T_i} \\ K_1 = K_p \end{cases} \quad (2.3)$$

Avec :

- T_i est la constante de temps d'intégration.
- K_p est le gain de proportionnalité.

D'où :

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (2.4)$$

Soit en prenant la transformée de *Laplace*.

$$u(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} \right] e(s) \quad (2.5)$$

La fonction de transfert du régulateur Proportionnel Intégral est donc :

$$G_{PI}(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} \right] \quad (2.6)$$

K_p est réglable, T_i est réglable et s'exprime en secondes.

2.2.1 Le réglage du régulateur *proportionnel-intégral P.I* par la méthode de *MEPLAT*

La fonction de transfert du convertisseur *Boost* est celle d'un système du deuxième ordre écrit sous la forme suivante :

$$G(s) = \frac{a s + b}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)} \quad (2.7)$$

Telque :

$$\begin{cases} a = -\frac{1}{s_1 s_2} \left(\frac{u}{C R_{ch} (1 - D)^2} \right) \\ b = \frac{u}{s_1 s_2 L C} \end{cases}$$

Et les pôles du système sont les suivants :

$$\begin{cases} s_1 = \frac{1}{2 C R_{ch}} \left(-1 - \sqrt{1 - 4 \left(\frac{C R_{ch}^2}{L} \right) (1 - D)^2} \right) \\ s_2 = \frac{1}{2 C R_{ch}} \left(-1 + \sqrt{1 - 4 \left(\frac{C R_{ch}^2}{L} \right) (1 - D)^2} \right) \end{cases}$$

Tandis que les constantes de temps sont :

$$\begin{cases} \tau_1 = -\frac{1}{s_1} \\ \tau_2 = -\frac{1}{s_2} \end{cases}$$

Le critère de *MEPLAT* consiste à choisir le temps d'intégration de la façon suivante [9] :

$$T_i = \text{Max}(\tau_1, \tau_2)$$

On suppose que τ_2 est supérieur à τ_1 , donc la fonction de transfert du système associé au contrôleur *PI* en boucle ouverte est la suivante :

$$G_{PI}G(s)_{bo} = \frac{K_p(a s + b)}{\tau_2 s(1 + \tau_1 s)} \quad (2.8)$$

La fonction de transfert du système associé au contrôleur *PI* en boucle fermée s'écrit alors :

$$G_{PI}G(s)_{bf} = \frac{K_p(a s + b)}{\tau_2 \tau_1 s^2 + (\tau_2 + K_p a) s + K_p b} \quad (2.9)$$

Le système bouclé est un deuxième ordre, dans le quel on ne dispose d'un seul paramètre de réglage K_p . Un second ordre est caractérisé par son amortissement ζ et sa pulsation naturelle ω_n , nous utilisons K_p pour obtenir un bon amortissement.

L'équation caractéristique d'un système du deuxième ordre s'écrit comme suit :

$$P(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (2.10)$$

En adaptant l'écriture normalisée de l'équation caractéristique :

$$P(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = s^2 + \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{K_p a}{\tau_2 \tau_1}\right) s + \frac{K_p b}{\tau_2 \tau_1} \quad (2.11)$$

Par identification, on écrit les équations des coefficient d'amortissement ζ et la pulsation naturelle ω_n en fonction du gain proportionnel K_p :

$$\begin{cases} \zeta = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1 K_p b}} + \sqrt{\frac{K_p b}{\tau_2 \tau_1}} \right) \\ \omega_n = \sqrt{\frac{K_p b}{\tau_2 \tau_1}} \end{cases} \quad (2.12)$$

Les constantes de temps du système sont égaux pour la raison que les pôles du système en boucle ouverte sont complexe conjugués, nous avons pris seulement la partie réelle.

$$\tau_1 = \tau_2 = T_i = 0.0015 \text{ (sec)}$$

On déduit le gain proportionnel K_p qui assure le bon réglage du contrôleur *Proportionnel Intégral P.I*. De l'équation (2.12) on calcule le gain K_p en choisissant le coefficient d'amortissement $\zeta = 0.68$ et la pulsation naturelle $\omega_n = 800 \text{ (rad/sec)}$ pour obtenir un contrôleur *P.I* de meilleur performance :

$$2 \zeta \omega_n = \frac{\tau_2 + K_p a}{\tau_2 \tau_1} \quad (2.13)$$

D'où l'équation suivante déduit la valeur du gain proportionnel K_p :

$$K_p = \frac{2 \zeta \omega_n \tau_2 \tau_1 - \tau_2}{a} \quad (2.14)$$

2.2.2 Résultats de simulation pour le contrôleur classique *Proportionnel Intégral P.I*

En prenant comme paramètres :

Processus :

Tension d'entrée $u = 10 \text{ volts}$, l'inductance $L = 3.716 \text{ mH}$, la capacité $C = 100 \mu F$, la résistance de charge $R_{ch} = 7.5 \Omega$, le rapport cyclique $d = 0.5$,

la fréquence de commutation $f = 20KHz$.

La fonction de transfert du processus *Boost* est la suivante :

$$G(s) = \frac{5.333 \cdot 10^4 s + 2.691 \cdot 10^7}{s^2 + 1333 s + 6.728 \cdot 10^5} \quad (2.15)$$

Contrôleur proportionnel intégrale *P.I* :

Le gain proportionnel est : $K_p = 6.4523 \cdot 10^{-4}$.

Tandis que le gain d'intégration : $K_i = \frac{K_p}{T_i} = \frac{6.4523 \cdot 10^{-4}}{0.0015} = 0.4302$.

Donc la fonction de transfert de ce contrôleur *PI* est comme suit :

$$G_{PI}(s) = \frac{6.394 \cdot 10^{-7} s + 0.0006452}{0.0009909 s} \quad (2.16)$$

La figure (2.2) illustre la réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur classique *Proportionnel Intégral P.I* à une consigne de $14volts$, la tension de sortie du convertisseur converge autour de la consigne à partir de $t = 0.25 (s)$.

La figure (2.3) illustre la réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur classique *Proportionnel Intégral P.I* à un changement de consigne : $V_{ref} = 10 [V]$ de $0 (s)$ à $0.5 (s)$, $V_{ref} = 18 [V]$ de $0.5 (s)$ à $1 (s)$ et $V_{ref} = 14 [V]$ de $1 (s)$ à $1.5 (s)$, pour chaque changement de consigne la tension de sortie converge autour de la consigne désirée.

Le convertisseur *Boost* est initialement alimenté par 10 volts comme tension d'entrée, un changement de la tension d'entrée de 10 à $14 volts$ est appliqué à $t = 0.5 (s)$, comme on peut voir dans la figure (2.4), la réponse de la tension de sortie avec le contrôleur *P.I* reste pratiquement inchangée sauf qu'il y'a un dépassement très important et lent durant $0.17 (s)$ lors du changement brusque de la tension d'entrée.

Nous examinons la réponse de sortie du convertisseur *Boost* pour un changement de la charge, la résistance de charge est passée de sa valeur nominale 7.5Ω à 5Ω à $t = 0.35 (s)$. Les résultats de simulation sur la figure (2.5) montre que le contrôleur *P.I* s'adapte avec le changement brusque de la charge, la réponse de la sortie montre une chute très importante de la tension de sortie à $t = 0.35 (s)$ avant de converger autour de la consigne.

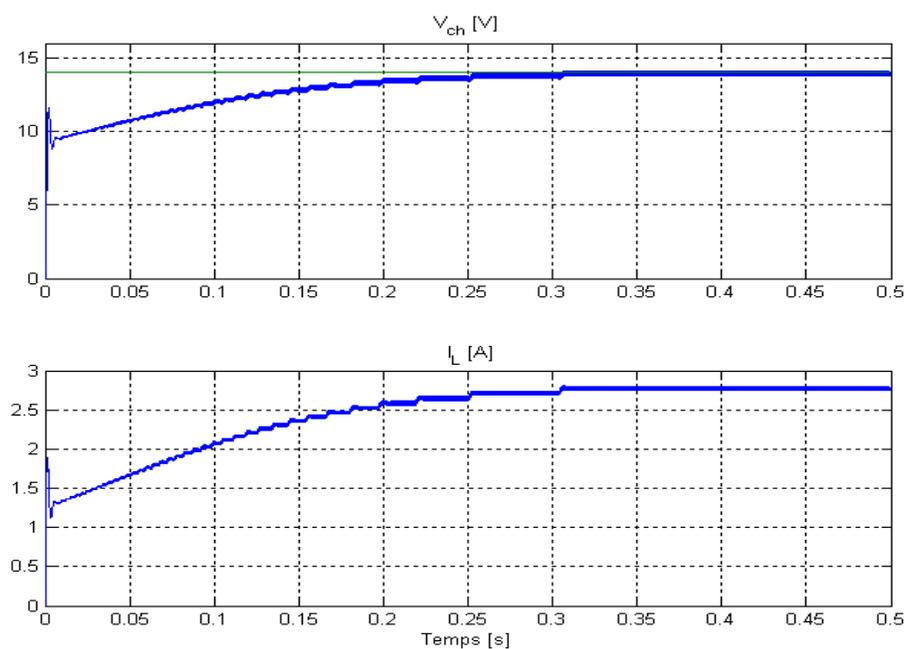


FIG. 2.2 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlée par le contrôleur *Proportionnel Intégral P.I* à une consigne de 14volts et la réponse du courant de l'inductance.

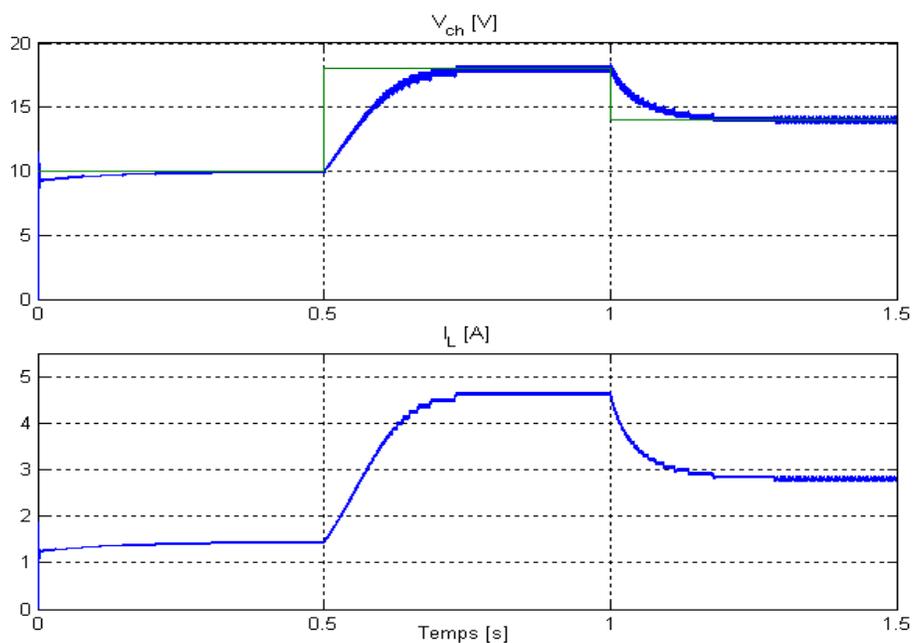


FIG. 2.3 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlée par le contrôleur *Proportionnel Intégral P.I* avec un changement de consigne et la réponse du courant de l'inductance.

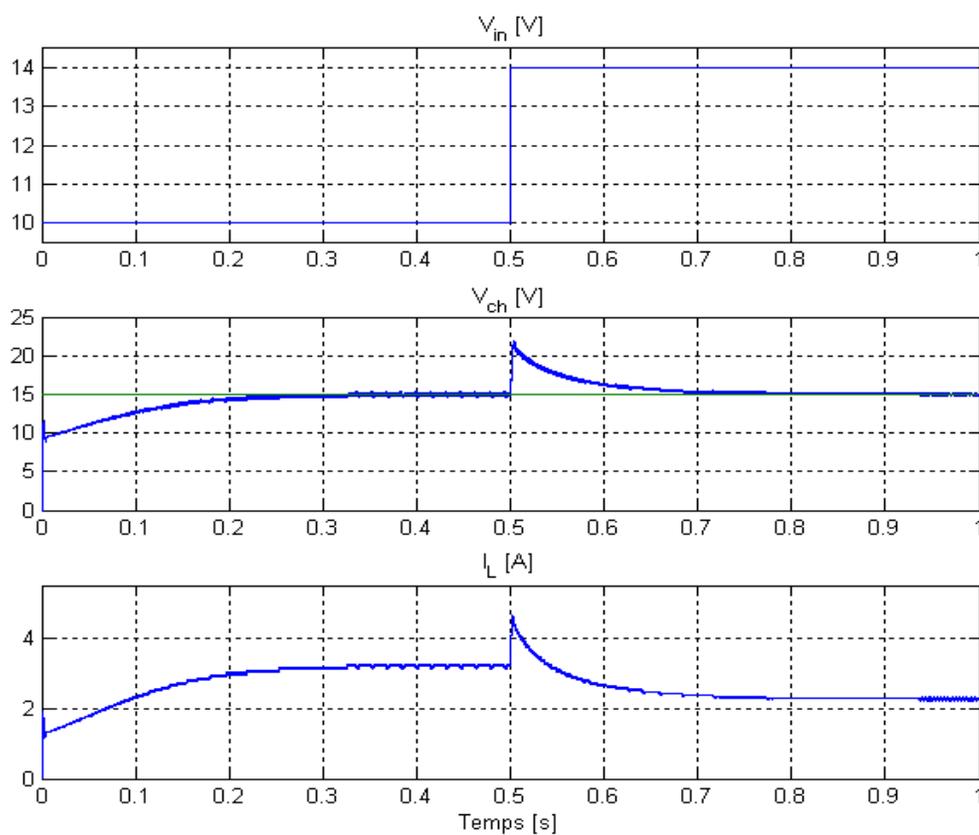


FIG. 2.4 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlée par le contrôleur *Proportionnel Intégral P.I* avec changement de la tension d'entrée de 10 [V] à 14 [V] et la réponse du courant de l'inductance.

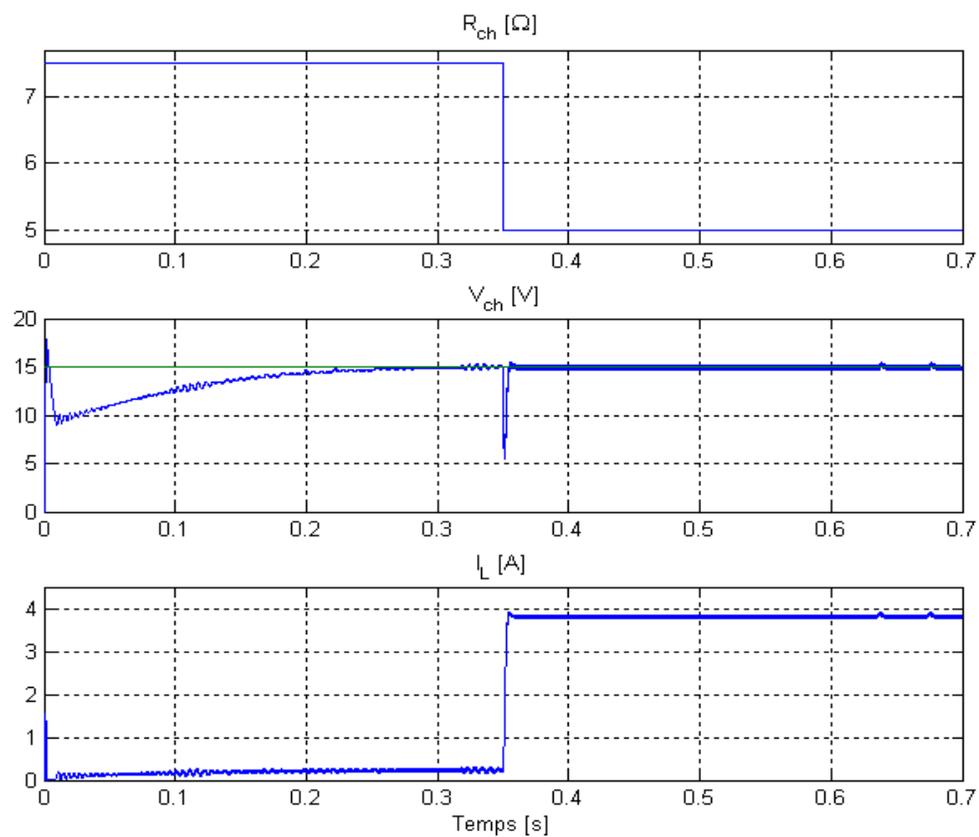


FIG. 2.5 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlée par le contrôleur *Proportionnel Intégral P.I* avec changement de la charge de 7.5 [Ω] à 5 [Ω] et la réponse du courant de l'inductance.

2.3 Correcteur Proportionnel Intégral Dérivé

P.I.D

Le régulateur *P.I.D* (*Proportionnel Intégral Dérivé*) consiste à élaborer une commande qui est la somme de trois termes : un terme proportionnel à l'erreur, un terme proportionnel à l'intégral de l'erreur et une partie proportionnelle à la dérivée de l'erreur. Il est très utilisé dans l'industrie car il permet de régler l'amortissement et le temps de réponse d'une régulation d'un processus modélisé par un second ordre.

Diverses formes du contrôleur Proportionnel Intégral Dérivé P.I.D :

$$u(t) = \alpha e(t) + \beta \int_0^t e(t) dt + \gamma \frac{de(t)}{dt} = \alpha \left[e(t) + \frac{\beta}{\alpha} \int_0^t e(t) dt + \frac{\gamma}{\alpha} \frac{de(t)}{dt} \right].$$

Par raison d'homogénéité, les coefficients $\left(\frac{\beta}{\alpha}\right)$ et $\left(\frac{\gamma}{\alpha}\right)$ sont nécessairement du type $\frac{1}{T_1}$ et T_2 , où T_1 et T_2 sont des temps.

D'où une première écriture en prenant la transformée de *Laplace*.

$$G_{PID}(s) = \alpha \left[1 + \frac{1}{T_1 s} + T_2 s \right] \quad (2.17)$$

On préfère en général utiliser une deuxième forme, en faisant apparaître la régulation Proportionnelle Intégrale dérivée *P.I.D* comme résultant de la mise en série d'un régulateur Proportionnel Intégral *P.I*, suivi d'un régulateur Proportionnel Dérivé *P.D*. (Physiquement ceci correspond à une première carte électronique (*P.I*) dont la sortie alimente une deuxième carte (*P.D*).

Alors l'écriture usuelle du contrôleur Proportionnel Intégral Dérivé P.I.D est comme suit :

$$G_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) (1 + T_d s) \quad (2.18)$$

- K_p : Gain de proportionnalité.
- T_i : Constante de temps intégrale.
- T_d : Constante de temps dérivée.

En identifiant, on passe de la première écriture à la deuxième, soit :

$$\begin{aligned} K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) (1 + T_d s) &= \frac{K_p}{T_i s} [1 + (T_i + T_d) s + T_i T_d s^2] \\ &= \frac{\alpha}{T_i s} [1 + T_1 s + T_1 T_2 s^2] \end{aligned} \quad (2.19)$$

D'où :

$$\begin{cases} \frac{K_p}{T_i} = \frac{\alpha}{T_1} \\ T_i + T_d = T_1 \\ T_i T_d = T_1 T_2 \end{cases}$$

2.3.1 Le réglage du régulateur *Proportionnel Intégrale Dérivé P.I.D*

A travers la fonction de transfert en boucle ouverte du convertisseur *cc – cc boost* élévateur donnée par l'équation (2.20), le réglage du contrôleur *proportionnel intégral dérivé P.I.D* est conçu de façon à ce que le convertisseur ait une performance dynamique souhaitée.

$$G(s) = \frac{a s + b}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)} \quad (2.20)$$

La fonction de transfert du régulateur *proportionnel intégral dérivé P.I.D* est :

$$G_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) (1 + T_d s) \quad (2.21)$$

On prend $T_i = \tau_1$ et $T_d = \tau_2$, nous écrivons donc la fonction de transfert du processus *Boost* associé à la fonction de transfert du contrôleur *P.I.D* en boucle ouverte comme suit :

$$G_{PID}G(s)_{bo} = \frac{K_p (a s + b)}{\tau_1 s} \quad (2.22)$$

La fonction de transfert du processus *Boost* associée avec la fonction de transfert du contrôleur *P.I.D* en boucle fermée est décrite par l'équation :

$$G_{PID}G(s)_{bf} = \frac{K_p (a s + b)}{(K_p a + \tau_1) s + K_p b} \quad (2.23)$$

Le système bouclé est un premier ordre, dont le seul paramètre de réglage est le gain de proportionnalité K_p .

La constante de temps d'intégration est : $T_i = \tau_1 = 0.0015$ (*sec*).

Le temps de dérivation est : $T_d = \tau_2 = 0.0015$ (*sec*).

Le gain proportionnel est le suivant : $K_p = 0.0012$.

On peut calculer donc les gains d'intégration et de dérivation, de tel façon que :

$$K_i = \frac{K_p}{T_i}$$

$$K_d = K_p T_d$$

2.3.2 Résultats de simulation pour le contrôleur classique *Proportionnel Intégral Dérivé P.I.D*

En prenant comme paramètres :

Processus :

Tension d'entrée $u = 10 \text{ volts}$, l'inductance $L = 3.716 \text{ mH}$, la capacité $C = 100 \mu\text{F}$, la résistance de charge $R_{ch} = 7.5 \Omega$, le rapport cyclique $d = 0.5$, la fréquence de commutation $f = 20 \text{ KHz}$.

La fonction de transfert du processus *Boost* est la suivante :

$$G(s) = \frac{5.333 \cdot 10^4 s + 2.691 \cdot 10^7}{s^2 + 1333 s + 6.728 \cdot 10^5} \quad (2.24)$$

Contrôleur proportionnel intégrale Dérivé *P.I.D* :

Les paramètres du contrôleur *Proportionnel Intégral Dérivé P.I.D* sont :

$$\begin{cases} K_p = 0.0012 \\ K_i = 12.1098 \\ K_d = 1.1891 \cdot 10^{-5} \end{cases}$$

Donc la fonction de transfert de ce contrôleur *P.I.D* est la suivante :

$$G_{PID}(s) = \frac{1.178 \cdot 10^{-5} s^2 + 2.378 \cdot 10^{-5} s + 0.012}{0.0009909s} \quad (2.25)$$

La figure (2.6) illustre la réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur classique *Proportionnel Intégral Dérivé P.I.D* à une consigne de 14 volts durant 0.1 second , la tension de sortie du convertisseur converge autour de la consigne à partir de $t = 0.014 (s)$.

La figure (2.7) illustre la réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur classique *Proportionnel Intégral Dérivé P.I.D* à un changement de consigne : $V_{ref} = 10 [V]$ de $0(s)$ à $0.05(s)$, $V_{ref} = 16 [V]$ de $0.05(s)$ à $0.1(s)$ et $V_{ref} = 12 [V]$ de $0.1(s)$ à $0.15(s)$, pour chaque changement de consigne la tension de sortie converge autour de la consigne désirée.

Le convertisseur *Boost* est initialement alimenté par 10 volts comme tension d'entrée, un changement de la tension d'entrée de 10 à 14 *volts* est appliqué à $t = 0.05(s)$, comme on peut voir dans la figure (2.8), la réponse de la tension de sortie avec le contrôleur *P.I.D* reste pratiquement inchangée sauf qu'il y'a un dépassement durant $0.062(s)$ lors du changement brusque de la tension d'entrée.

Nous examinons la réponse de sortie du convertisseur *Boost* pour un changement de la charge, la résistance de charge est passée de sa valeur nominale 7.5Ω à 5Ω à $t = 0.25(s)$. Les résultats de simulation sur la figure (2.9) montre que le contrôleur *P.I.D* s'adapte avec le changement brusque de la charge, la réponse de la tension de sortie montre une oscillation à $t = 0.25(s)$ avant de converger autour de la consigne.

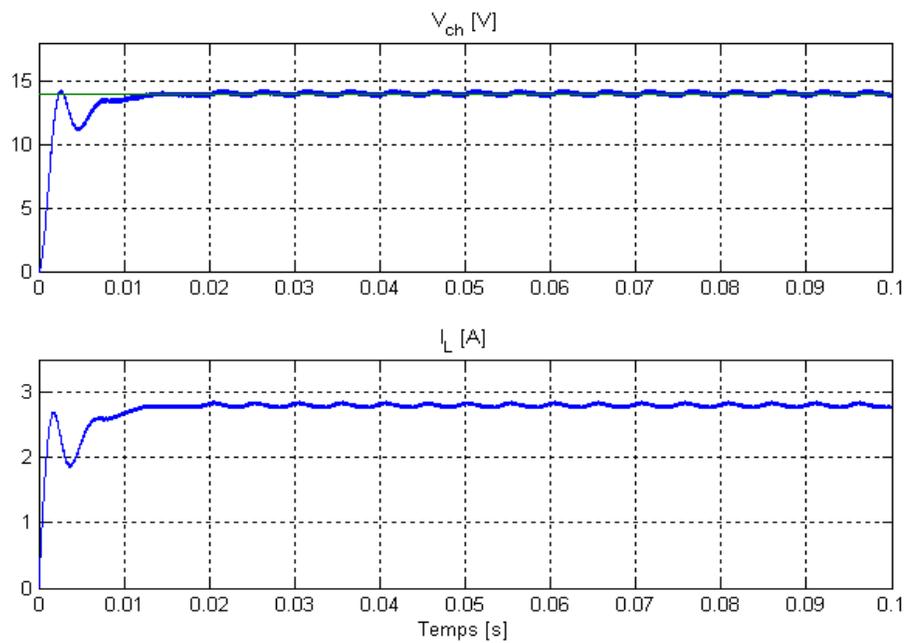


FIG. 2.6 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur *Proportionnel Intégral Dérivé P.I.D* à une consigne de *14volts* et la réponse du courant de l'inductance.

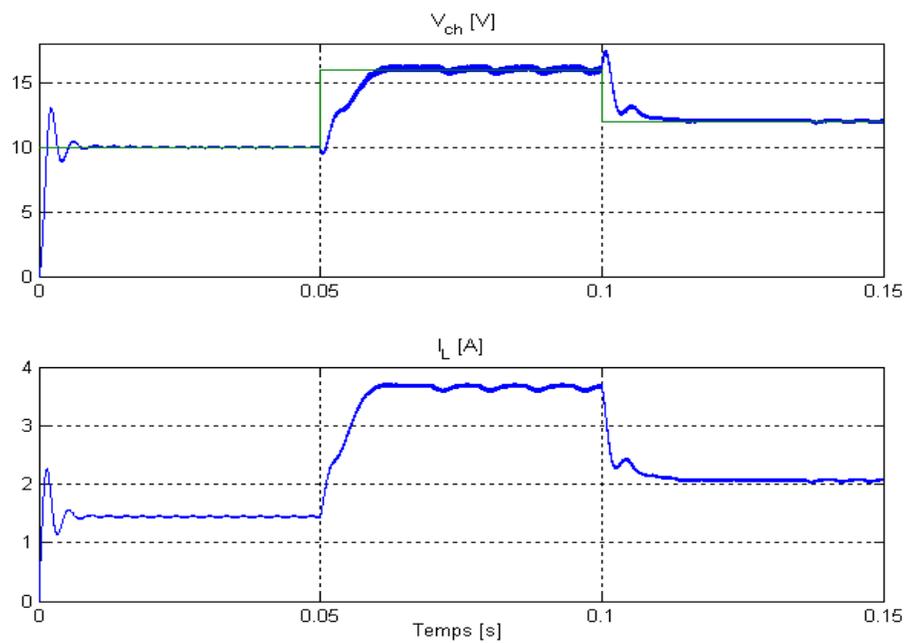


FIG. 2.7 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur *Proportionnel Intégral Dérivé P.I.D* avec un changement de consigne et la réponse du courant de l'inductance.

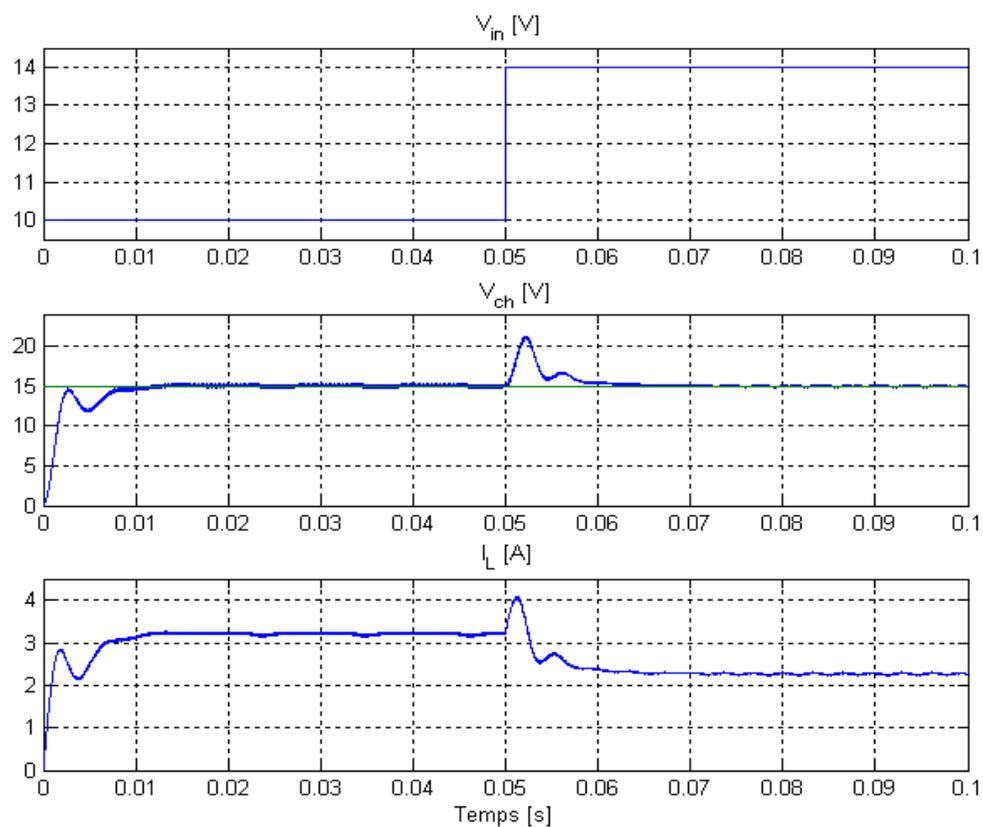


FIG. 2.8 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur *Proportionnel Intégral Dérivé P.I.D* avec changement de la tension d'entrée de 10 [V] à 14 [V] et la réponse du courant de l'inductance.

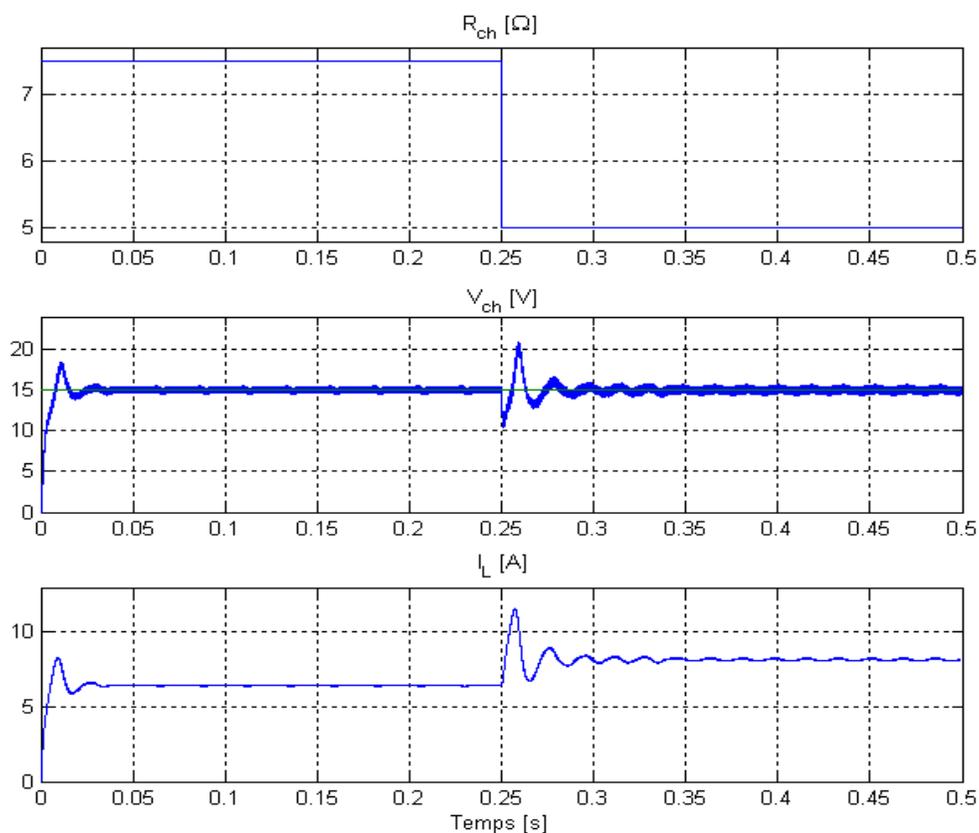


FIG. 2.9 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur *Proportionnel Intégral Dérivé P.I.D* avec changement de la charge de 7.5 [Ω] à 5 [Ω] et la réponse du courant de l'inductance.

2.4 Etude de stabilité

- Un système est stable si sa réponse est bornée pour une entrée bornée.
- Un système est stable si et seulement si tous les pôles de sa fonction de transfert ont leur partie réelle strictement négative.
- Un système est stable si et seulement si tous les pôles de sa fonction de transfert ont leur module strictement inférieur à 1.

2.4.1 Critère de *Rooth-Hurwitz*

Soit l'équation caractéristique d'un système écrit sous la forme suivante :

$$P(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_1 s^1 + a_0 \quad (2.26)$$

Table de *Rooth* :

Le système est stable si tout les coefficients du polynôme caractéristique $P(s)$ sont positifs et si tout les termes de la colonne gauche sont positifs.

Le nombre de changement de signe de la colonne gauche correspond aux nombres de racines instables du système.

La fonction de transfert du processus *Boost* associé avec la fonction de transfert du contrôleur *P.I.D* en boucle fermée est décrit par l'équation (2.27) :

$$G_{PID}G(s)_{bf} = \frac{K_p(a s + b)}{(K_p a + \tau_1) s + K_p b} \quad (2.27)$$

L'équation caractéristique est notée par $P(s)$, telque :

$$P(s) = (K_p a + \tau_1) s + K_p b \quad (2.28)$$

s^n	a_n	a_{n-2}	a_{n-4}
s^{n-1}	a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}
s^{n-2}	$b_{n-1} = -\frac{\begin{vmatrix} a_n & a_{n-2} \\ a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix}}{a_{n-1}}$	$b_{n-3} = -\frac{\begin{vmatrix} a_n & a_{n-4} \\ a_{n-1} & a_{n-5} \end{vmatrix}}{a_{n-1}}$	$b_{n-5} = -\frac{\begin{vmatrix} a_n & a_{n-6} \\ a_{n-1} & a_{n-7} \end{vmatrix}}{a_{n-1}}$
s^{n-3}	$C_{n-1} = -\frac{\begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ b_{n-1} & b_{n-3} \end{vmatrix}}{b_{n-1}}$	$C_{n-3} = -\frac{\begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-5} \\ b_{n-1} & b_{n-5} \end{vmatrix}}{b_{n-1}}$	$C_{n-5} = -\frac{\begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-7} \\ b_{n-1} & b_{n-7} \end{vmatrix}}{b_{n-1}}$
\vdots			
s^0	Positif \Rightarrow Stable		

FIG. 2.10 – Table de *Routh* pour l'étude de la stabilité.

On utilise le critère de *Routh-Hurwitz* pour l'étude de la stabilité du système et pour trouver la marge de gain K_p pour la quelle le contrôleur P.I.D converge.

Le système est stable pour tout les termes de la colonne gauche sont positifs > 0 .

$$\begin{cases} K_p b > 0 \\ K_p a + \tau_1 > 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_p > 0 \\ K_p > -\frac{\tau_1}{a} \end{cases} \quad (2.29)$$

Alors :

$$K_p \in]-2.8125 \cdot 10^{-8}, +\infty] \quad (2.30)$$

$$\begin{array}{c}
 s \\
 s^0
 \end{array}
 \left| \begin{array}{ccc}
 (K_p a + \tau_1) & 0 & 0 \\
 K_p b & 0 & 0
 \end{array} \right.$$

$\swarrow > 0$
 $\swarrow > 0$

FIG. 2.11 – Table de *Rooth* pour l'équation caractéristique du système *Boost* associé avec le contrôleur *P.I.D* en boucle fermée.

2.5 Conclusion

Dans ce présent chapitre nous avons fait la synthèse des contrôleurs classiques *P.I*, *P.I.D*, on les a appliqué pour contrôler la tension de sortie du convertisseur *Boost*, nous avons remarqué que les résultats obtenus par les régulateurs classiques analogiques *P.I* et *P.I.D* pour le contrôle de la tension de sortie du convertisseur *Boost* sont de qualité acceptable, concernant la précision dynamique, on testera aussi la robustesse des contrôleurs appliqués par des changements critiques de la tension d'entrée et de la charge.

Dans le chapitre prochain, on entamera l'approche de contrôle numérique qui sont robuste par rapport aux contrôleurs classiques.

Chapitre 3

Commande du convertisseur

Boost par les contrôleurs

numériques *Dahlin* et *RST*

3.1 Introduction

Les contrôleurs classiques ne sont pas assez performants. C'est ainsi que, pour trouver une meilleure solution, on s'intéresse aux contrôleurs numériques.

Les contrôleurs numériques sont utilisés pour assurer et maintenir des performance optimales d'asservissement et de régulation dans les régimes de fonctionnement variables des systèmes.

Dans ce chapitre, on va établir la synthèse des deux contrôleurs numériques *Dahlin* et *RST* et les appliquer pour le contrôle de la tension de sortie du convertisseur *Boost*.

3.2 Les contrôleurs numériques

En général on peut utiliser le diagramme bloc de la figure (3.1), d'où $R(z)$ est la référence, $E(z)$ est le signal d'erreur, $U(z)$ est la sortie du contrôleur numérique, et $Y(z)$ est la sortie du système. $HG(z)$ représente dans le plan de z la fonction de transfert du système avec le bloqueur d'ordre zero.

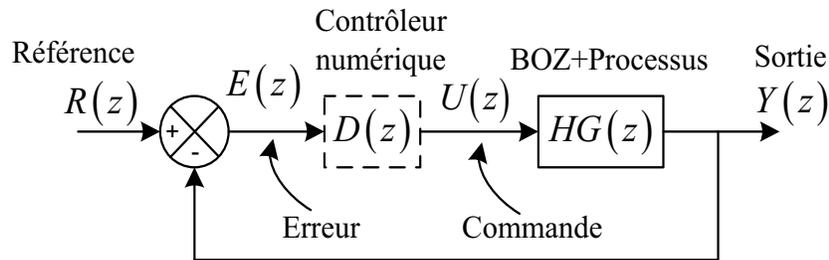


FIG. 3.1 – Le bloc de commande d'un système à l'aide d'un contrôleur numérique.

La fonction de transfert du système en boucle fermée est écrite sous la forme (3.1).

$$\frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{D(z) HG(z)}{1 + D(z) HG(z)} \quad (3.1)$$

On note :

$$T(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} \quad (3.2)$$

En utilisant les deux formules précédentes (3.1) et (3.2), on peut écrire la formule du contrôleur numérique $D(z)$.

$$D(z) = \frac{1}{HG(z)} \frac{T(z)}{1 - T(z)} \quad (3.3)$$

La formule (3.3) définit le contrôleur numérique $D(z)$ qu'on peut le déterminer si le modèle du processus est connu. Le contrôleur $D(z)$ est choisi de tel sorte qu'il doit être stable et qu'on peut le réaliser.

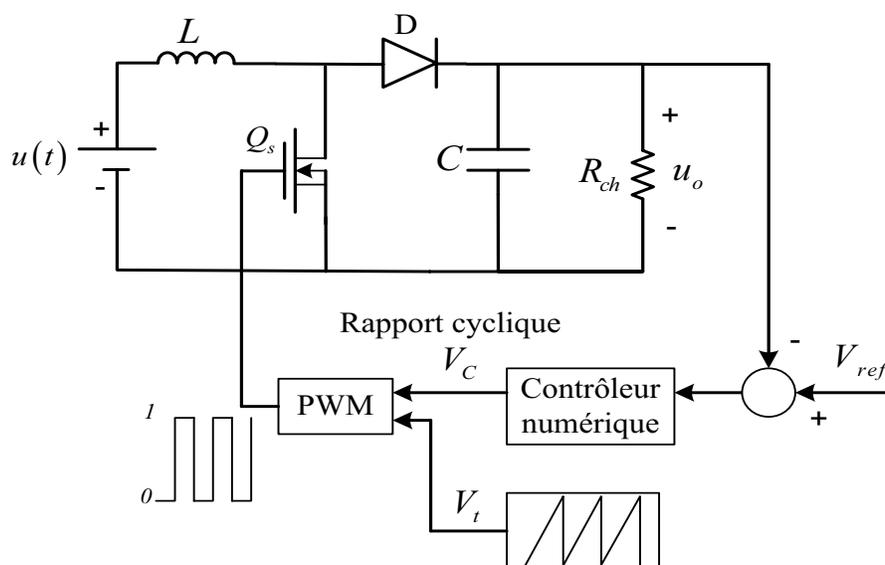


FIG. 3.2 – Le schéma du système convertisseur *cc – cc boost* élévateur contrôlé.

3.2.1 Fonction de transfert échantillonnée du processus convertisseur *cc-cc Boost*

Dans le but d'une régulation numérique, il serait nécessaire de prendre la fonction de transfert échantillonnée du convertisseur *Boost*.

La fonction de transfert du bloqueur d'ordre zéro est :

$$BOZ(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \quad (3.4)$$

La fonction de transfert échantillonnée $G(z)$ du système est la transformée en z de la fonction de transfert continue du convertisseur *Boost* associée au bloqueur d'ordre zéro comme il est illustré par la figure (3.3).

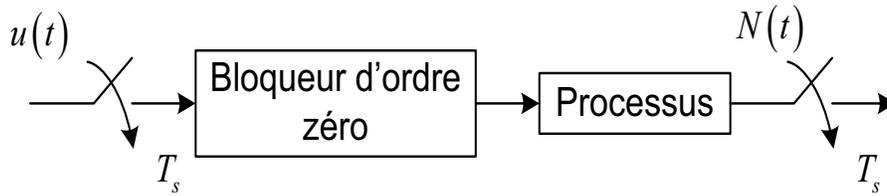


FIG. 3.3 – Le processus associé au bloqueur d'ordre zéro.

La fonction de transfert continu du convertisseur *Boost idéal* est de la forme suivante :

$$\frac{V_{ch}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{u_0 \left(-\frac{L}{R_{ch}(1-D)^2} s + 1 \right)}{L C s^2 + \frac{L}{R_{ch}} s + (1-D)^2} = \frac{B_1 s + B_0}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \quad (3.5)$$

On a posé donc le changement de variable suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_1 = -\frac{L u_0}{R_{ch} (1-D)^2} \\ B_0 = u_0 \\ A_2 = LC \\ A_1 = \frac{L}{R_{ch}} \\ A_0 = (1-D)^2 \end{array} \right. \quad (3.6)$$

Les pôles du système en boucle ouverte sont les suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} s_1 = \frac{-A_1 - \sqrt{A_1^2 - 4A_2A_0}}{2A_2} \\ s_2 = \frac{-A_1 + \sqrt{A_1^2 - 4A_2A_0}}{2A_2} \end{array} \right. \quad (3.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} s_1 = \frac{-\frac{L}{R_{ch}} - \sqrt{\left(\frac{L}{R_{ch}}\right)^2 - 4LC(1-D)^2}}{2LC} \\ s_2 = \frac{-\frac{L}{R_{ch}} + \sqrt{\left(\frac{L}{R_{ch}}\right)^2 - 4LC(1-D)^2}}{2LC} \end{array} \right. \quad (3.8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} s_1 = \frac{1}{2CR_{ch}} \left(-1 - \sqrt{1 - 4\left(\frac{CR_{ch}^2}{L}\right)(1-D)^2} \right) \\ s_2 = \frac{1}{2CR_{ch}} \left(-1 + \sqrt{1 - 4\left(\frac{CR_{ch}^2}{L}\right)(1-D)^2} \right) \end{array} \right. \quad (3.9)$$

$$G(z) = Z \left\{ \frac{1 - e^{-T_s}}{s} \frac{B_1 s + B_0}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \right\} \quad (3.10)$$

Par décomposition en éléments simples, on trouve :

$$G(z) = (1 - z^{-1}) Z \left\{ \frac{\lambda_1}{s} + \frac{\lambda_2}{(s - s_1)} + \frac{\lambda_3}{(s - s_2)} \right\} \quad (3.11)$$

Avec :

$$\lambda_1 = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\frac{B_1}{A_2} s + \frac{B_0}{A_2}}{(s - s_2)(s - s_1)} = \frac{B_0}{A_2 s_1 s_2}$$

$$\lambda_2 = \lim_{s \rightarrow s_1} \frac{\frac{B_1}{A_2} s + \frac{B_0}{A_2}}{s (s - s_2)} = \frac{B_1 s_1 + B_0}{A_2 s_1 (s_1 - s_2)}$$

$$\lambda_3 = \lim_{s \rightarrow s_2} \frac{\frac{B_1}{A_2} s + \frac{B_0}{A_2}}{s (s - s_1)} = \frac{B_1 s_2 + B_0}{A_2 s_2 (s_2 - s_1)}$$

On applique les transformations du domaine fréquentielle au domaine discret, telque T_s est la période d'échantillonnage.

$$G(z) = \left(\frac{z - 1}{z} \right) \left\{ \frac{\lambda_1 z}{(z - 1)} + \frac{\lambda_2 z}{(z - e^{s_1 T_s})} + \frac{\lambda_3 z}{(z - e^{s_2 T_s})} \right\} \quad (3.12)$$

$$G(z) = \lambda_1 + \frac{\lambda_2 (z - 1)}{(z - e^{s_1 T_s})} + \frac{\lambda_3 (z - 1)}{(z - e^{s_2 T_s})} \quad (3.13)$$

$$G(z) = \frac{\lambda_1 (z - e^{s_1 T_s}) (z - e^{s_2 T_s}) + \lambda_2 (z - 1) (z - e^{s_2 T_s}) + \lambda_3 (z - 1) (z - e^{s_1 T_s})}{(z - e^{s_1 T_s}) (z - e^{s_2 T_s})} \quad (3.14)$$

$$G(z) = \frac{\lambda_1 [z^2 - (e^{s_1 T_s} + e^{s_2 T_s}) z + e^{(s_1 + s_2) T_s}] + \lambda_2 [z^2 - (1 + e^{s_2 T_s}) z + e^{s_2 T_s}]}{z^2 - (e^{s_1 T_s} + e^{s_2 T_s}) z + e^{(s_1 + s_2) T_s}} + \frac{\lambda_3 [z^2 - (1 + e^{s_1 T_s}) z + e^{s_1 T_s}]}{z^2 - (e^{s_1 T_s} + e^{s_2 T_s}) z + e^{(s_1 + s_2) T_s}} \quad (3.15)$$

$$G(z) = \frac{[\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3] z^2 - [\lambda_1 (e^{s_1 T_s} + e^{s_2 T_s}) + \lambda_2 (1 + e^{s_2 T_s}) + \lambda_3 (1 + e^{s_1 T_s})] z}{z^2 - (e^{s_1 T_s} + e^{s_2 T_s}) z + e^{(s_1 + s_2) T_s}} + \frac{[\lambda_1 e^{(s_1 + s_2) T_s} + \lambda_2 e^{s_2 T_s} + \lambda_3 e^{s_1 T_s}]}{z^2 - (e^{s_1 T_s} + e^{s_2 T_s}) z + e^{(s_1 + s_2) T_s}} \quad (3.16)$$

$$G(z) = \frac{[\lambda_1 (e^{s_1 T_s} + e^{s_2 T_s}) + \lambda_2 e^{s_2 T_s} + \lambda_3 e^{s_1 T_s}] z^{-2}}{e^{(s_1 + s_2) T_s} z^{-2} - (e^{s_1 T_s} + e^{s_2 T_s}) z^{-1} + 1} - \frac{[\lambda_1 e^{(s_1 + s_2) T_s} + \lambda_2 (1 + e^{s_2 T_s}) + \lambda_3 (1 + e^{s_1 T_s})] z^{-1}}{e^{(s_1 + s_2) T_s} z^{-2} - (e^{s_1 T_s} + e^{s_2 T_s}) z^{-1} + 1} \quad (3.17) + \frac{[\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3]}{e^{(s_1 + s_2) T_s} z^{-2} - (e^{s_1 T_s} + e^{s_2 T_s}) z^{-1} + 1}$$

Après la transformation en Z de l'équation de transfert du modèle convertisseur *cc-cc boost-complet*, on remarque qu'elle est de la forme suivante :

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (3.18)$$

Telque :

Pour le numérateur on a le changement de variable suivant :

$$\begin{cases} b_0 = [\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3] \\ b_1 = -[\lambda_1 e^{(s_1+s_2)T_s} + \lambda_2 (1 + e^{s_2 T_s}) + \lambda_3 (1 + e^{s_1 T_s})] \\ b_2 = [\lambda_1 (e^{s_1 T_s} + e^{s_2 T_s}) + \lambda_2 e^{s_2 T_s} + \lambda_3 e^{s_1 T_s}] \end{cases} \quad (3.19)$$

Pour le dénominateur on a le changement de variable suivant :

$$\begin{cases} a_1 = -(e^{s_1 T_s} + e^{s_2 T_s}) \\ a_2 = e^{(s_1+s_2)T_s} \end{cases} \quad (3.20)$$

3.2.2 Le contrôleur numérique *DAHLIN*

Le contrôleur numérique *Dahlin* sert à rendre la réponse du système sous la forme d'un exponentiel comme il est illustré sur la figure (3.4) [10]. La réponse du système dans le domène de *Laplace* est celle de la formule (3.21).

$$Y(s) = \frac{1}{s} \frac{e^{-a.s}}{1 + s q} \quad (3.21)$$

Avec a le retard, et q la constante de temps.

On pose le retard $a = kT$. La transformée en Z de la sortie $Y(s)$ est défini par l'équation (3.22).

$$Y(z) = \frac{z^{-k-1} (1 - e^{-T/q})}{(1 - z^{-1}) (1 - e^{-T/q} z^{-1})} \quad (3.22)$$

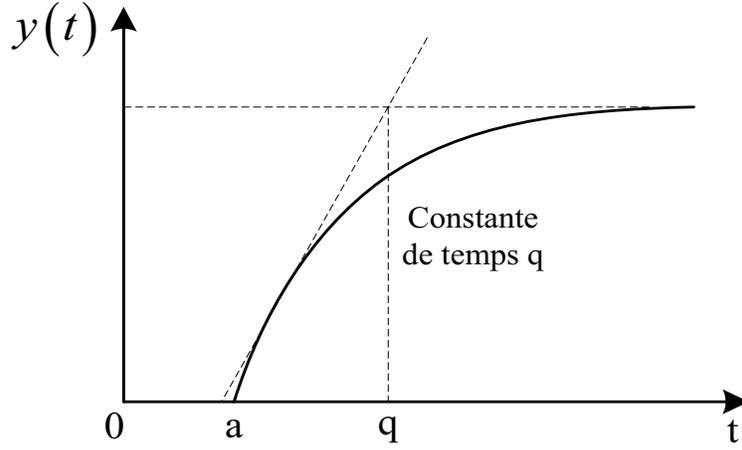


FIG. 3.4 – La réponse d’un système par le contrôleur *Dahlin*.

Si on prend l’entrée un échelon unitaire, la fonction detransfert de la (*sortie/entrée*) est représentée par la formule :

$$T(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{z^{-k-1} (1 - e^{-T/q})}{(1 - z^{-1}) (1 - e^{-T/q} z^{-1})} \frac{(1 - z^{-1})}{1} \quad (3.23)$$

$$\Rightarrow T(z) = \frac{z^{-k-1} (1 - e^{-T/q})}{1 - e^{-T/q} z^{-1}}$$

On peut écrire la fonction de transfert du contrôleur numérique *Dahlin* suivant la formule (3.24).

$$D(z) = \frac{1}{HG(z)} \left(\frac{T(z)}{1 - T(z)} \right) \quad (3.24)$$

$$D(z) = \frac{1}{HG(z)} \left(\frac{z^{-k-1} (1 - e^{-T/q})}{1 - e^{-T/q} z^{-1} - (1 - e^{-T/q}) z^{-k-1}} \right) \quad (3.25)$$

$$D(z) = \frac{(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})}{(b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2})} \frac{z^{-k-1} (1 - e^{-T/q})}{(1 - e^{-T/q} z^{-1} - (1 - e^{-T/q}) z^{-k-1})} \quad (3.26)$$

On choisi la constante de temps $q = 2 \cdot 10^{-3}$ (sec) et le temps d'échantillonnage $T_s = 0.9 \cdot 10^{-6}$ (sec), on obtient alors :

$$D(z) = \frac{(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})}{(b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2})} \frac{0.4498 \cdot 10^{-3} z^{-k-1}}{(1 - 0.9995 z^{-1} - 0.4498 \cdot 10^{-3} z^{-k-1})} \quad (3.27)$$

Pour la réalisabilité du contrôleur numérique *Dahlin* $k \geq 2$, on choisit $k = 2$, on obtient alors :

$$D(z) = \frac{(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})}{(b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2})} \frac{0.4498 \cdot 10^{-3} z^{-3}}{(1 - 0.9995 z^{-1} - 0.4498 \cdot 10^{-3} z^{-3})} \quad (3.28)$$

3.2.3 Résultats de simulation pour le contrôleur numérique

DAHLIN

Processus

En prenant comme paramètres :

Processus :

Tension d'entrée $u = 10 \text{ volts}$, l'inductance $L = 3.716 \text{ mH}$, la capacité $C = 100 \mu\text{F}$, la résistance de charge $R_{ch} = 7.5 \Omega$, le rapport cyclique $D = 0.5$, la fréquence de commutation $f = 20 \text{ KHz}$.

La fonction de transfert du processus *Boost* dans le plan de Z est la suivante :

$$G(z) = \frac{0.04798z - 0.04796}{z^2 + 1.999z + 0.9988} \quad (3.29)$$

Contrôleur numérique *DAHLIN* :

La fonction de transfert du contrôleur numérique *Dahlin* est défini par :

$$G_{Dahlin}(z) = \frac{0.4499z^{-3} - 0.8993z^{-4} + 0.4494z^{-5}}{0.0479z^{-1} - 0.0959z^{-2} + 0.0479z^{-3} - 0.00002z^{-4} + 0.00002z^{-5}} \quad (3.30)$$

Avec le temps d'échantillonnage $T_s = 0.9 \cdot 10^{-6}$ (sec).

La figure (3.5) illustre la réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur numérique *Dahlin* à une consigne de *14volts*, la tension de sortie du convertisseur converge autour de la consigne à partir de $t = 0.0135$ (s).

La figure (3.6) illustre la réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur numérique *Dahlin* à un changement de consigne : $V_{ref} = 10$ [V] de 0 (s) à 0.2 (s), $V_{ref} = 16$ [V] de 0.2 (s) à 0.4 (s) et $V_{ref} = 12$ [V] de 0.4 (s) à 0.6 (s), pour chaque changement de consigne la tension de sortie converge autour de la consigne désirée.

Le convertisseur *Boost* est initialement alimenté par 10 volts comme tension d'entrée, un changement de la tension d'entrée de 10 à 14 *volts* est appliqué à $t = 0.05$ (s), comme on peut voir dans la figure (3.7), la réponse de la tension de sortie avec le contrôleur numérique *Dahlin* reste pratiquement inchangée sauf qu'il y'a un dépassement important durant 0.01 (s) lors du changement brusque de la tension d'entrée.

Nous examinons la réponse de sortie du convertisseur *Boost* pour un changement de la charge, la résistance de charge est passée de sa valeur

nominale 7.5Ω à 5Ω à $t = 0.25 (s)$. Les résultats de simulation sur la figure (3.8) montre que le contrôleur numérique *Dahlin* s'adapte avec le changement brusque de la charge, nous remarquons une oscillation rapide et faible de la tension de sortie à $t = 0.25 (s)$ avant de converger autour de la consigne.

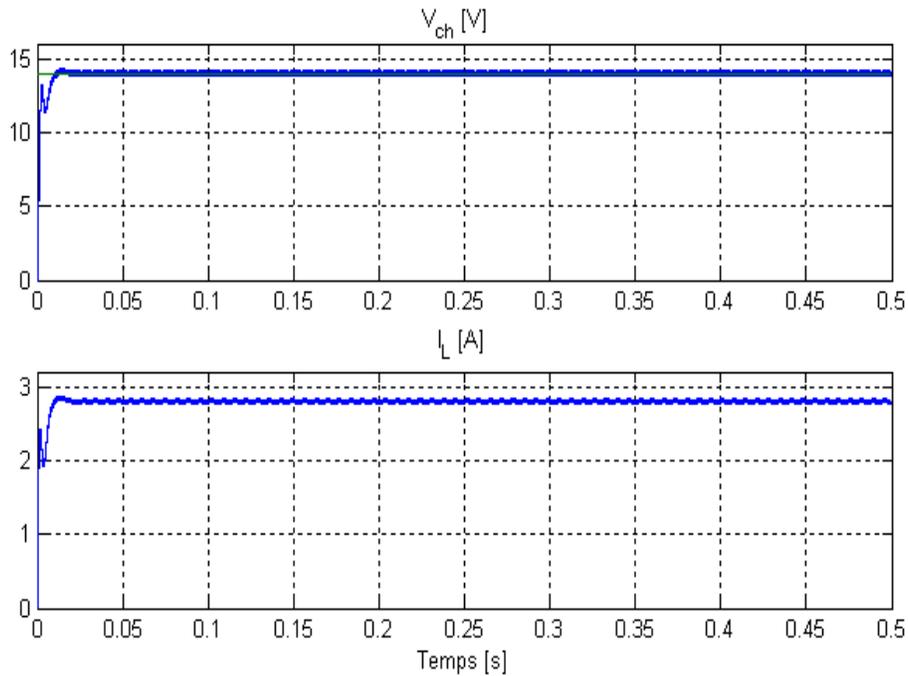


FIG. 3.5 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur numérique *Dahlin* à une consigne de *14volts* et la réponse du courant de l'inductance.

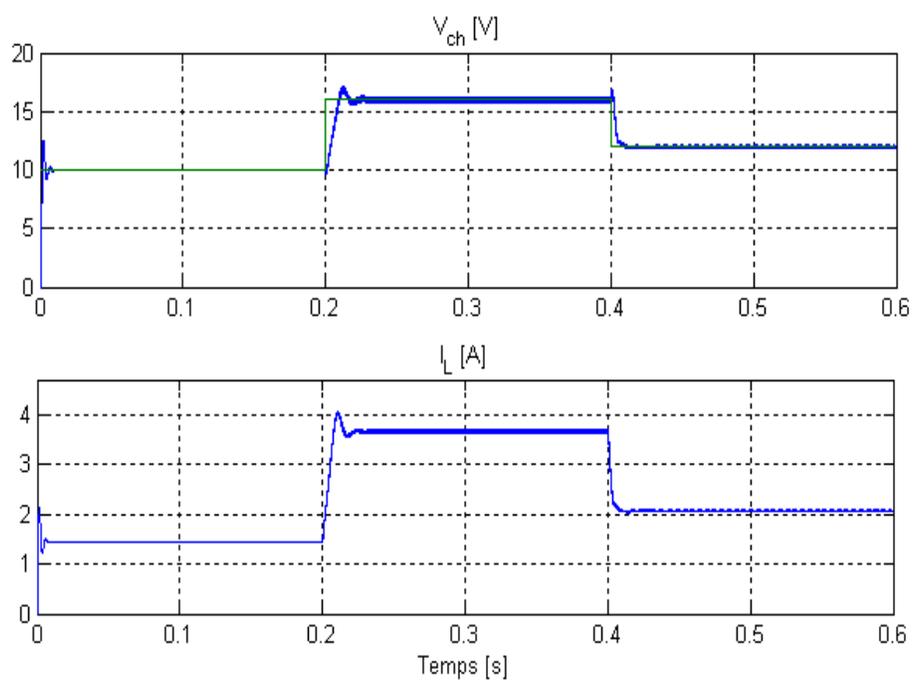


FIG. 3.6 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur numérique *Dahlin* avec un changement de consigne et la réponse du courant de l'inductance.

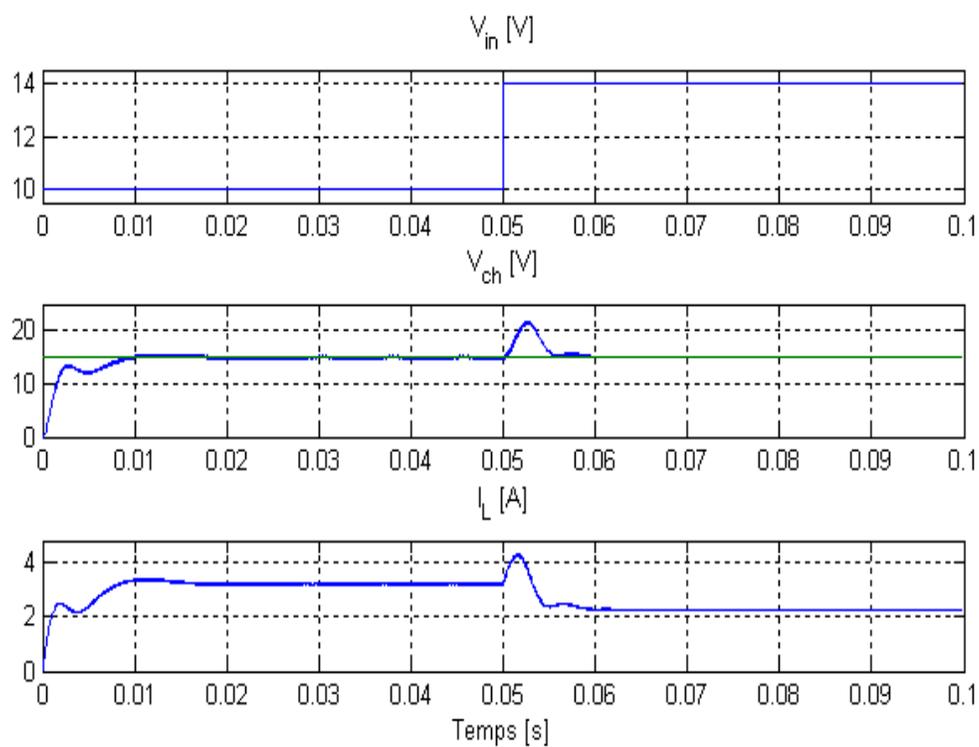


FIG. 3.7 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur numérique *Dahlin* avec changement de la tension d'entrée de 10 [V] à 14 [V] et la réponse du courant de l'inductance.

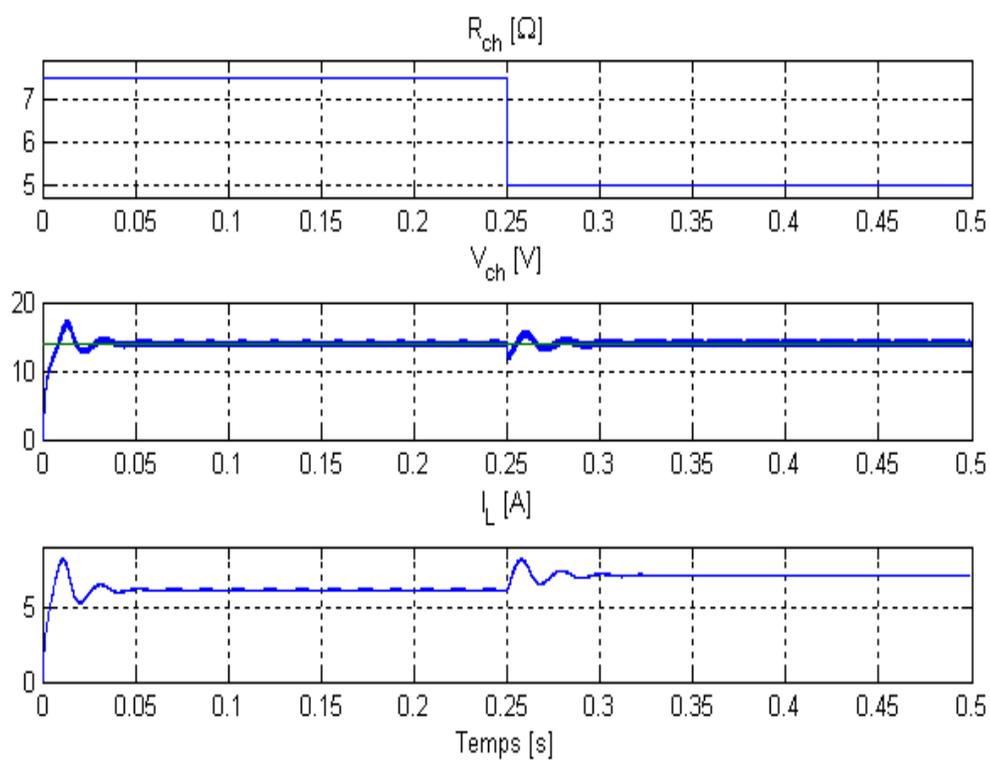


FIG. 3.8 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur numérique *Dahlin* avec changement de la charge de 7.5 [Ω] à 5 [Ω] et la réponse du courant de l'inductance.

3.3 Contrôleur *RST* par placement de pôle robuste

Un contrôleur *RST* est synthétisé par une méthode de placement de pôles algébrique. L'objectif est de donner à la boucle fermée le comportement d'un système décrit par une fonction de transfert modèle $F_m = B_m(z^{-1})/A_m(z^{-1})$ exprimée comme une fraction rationnelle en z^{-1} . Usuellement cette fonction est du deuxième ordre, et on prendra pour A_m un polynôme monique, c'est à dire telque $A_m(z^{-1} = 0) = 1$ (cela est toujours possible).

RST est un contrôleur polynomial à deux degrés de liberté, il est constitué par trois composantes $\frac{1}{R(z^{-1})}$ qui pondère l'erreur de réglage, $S(z^{-1})$ qui filtre la contre réaction et $T(z^{-1})$ peut être interprété comme filtrage de la consigne [11], [12]. La méthode classique de synthèse du régulateur *RST* [13] se fait par placement de pôles du système bouclé.

Ceux-ci sont représentés par un polynôme $A_m(z^{-1})$ choisi librement par le concepteur.

La figure (3.9) montre la conception du contrôleur *RST*.

La structure d'un correcteur *RST* est donnée en figure (3.9) où R,S et T sont des polynômes en z^{-1} .

Le régulateur linéaire *RST* est décrit par l'équation suivante :

$$u(z^{-1}) = \frac{T(z^{-1})}{R(z^{-1})} r(z^{-1}) - \frac{S(z^{-1})}{R(z^{-1})} y(z^{-1}) \quad (3.31)$$

Ces polynômes sont donnés par :

$$T(z^{-1}) = t_0 + t_1 z^{-1} + \dots + t_{nT} z^{-nT} \quad (3.32)$$

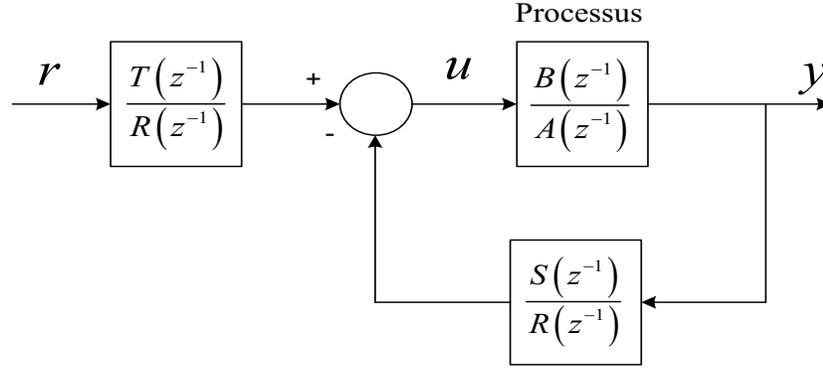


FIG. 3.9 – Schéma bloc du contrôleur *RST* en boucle fermée.

$$R(z^{-1}) = 1 + r_1 z^{-1} + \dots + r_{nR} z^{-nR} \quad (3.33)$$

$$S(z^{-1}) = s_0 + s_1 z^{-1} + \dots + s_{nS} z^{-nS} \quad (3.34)$$

Où $u(t)$ est la commande, $y(t)$ est la sortie et $r(t)$ est la trajectoire désirée à suivre [14] [13].

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$G_R(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})T(z^{-1})}{A(z^{-1})R(z^{-1}) + B(z^{-1})S(z^{-1})} \quad (3.35)$$

Le calcul du régulateur est basé sur la fonction de transfert en boucle fermée [11], [15], [16].

$$\frac{BT}{AR + BS} = \frac{B_m}{A_m} = \frac{A_{obs} B_m}{A_{obs} A_m} \quad (3.36)$$

Où A_m et B_m représentent la dynamique de référence que l'on peut augmenter par A_{obs} appelé communément polynôme observateur. On peut

citer les trois stratégies de synthèse suivantes :

Feedforward pur :

Si on pouvait accepter une commande en boucle ouverte, un choix possible de paramètres de réglage serait :

$$\begin{aligned} R &= B A_m \\ S &= 0 \\ T &= A B_m \end{aligned} \tag{3.37}$$

Error feedback :

Par contre, si on préfère une commande en boucle fermée, on peut adopter la combinaison suivante :

$$\begin{aligned} R &= B (A_m - B_m) \\ S &= T = A B_m \end{aligned} \tag{3.38}$$

Placement des pôles :

La façon la plus élégante pour résoudre un tel problème consiste à faire un placement des pôles par la méthode ou l'algorithme *MDDP* (*minimum-degree pole placement*). Nous faisons apparaître les factorisations possibles de l'équation (3.36). Habituellement on pose

$$\begin{aligned} B &= B^+ B^- \\ B_m &= B^- B'_m \\ R &= B^+ R' \end{aligned} \tag{3.39}$$

Avec :

B^+ : Un polynôme de factorisation unique, monique et contenant la portion stable de B .

B^- : La partie qui contient les zeros instables.

$$\frac{B^+ B^- T}{B^+ (A R' + B^- S)} = \frac{A_{obs} B^- B'_m}{A_{obs} A_m} \quad (3.40)$$

La résolution de l'équation caractéristique (3.40), qui est une identité de *Diophantine* (ou équation de *Bézout*, permet de calculer R et S ; c'est un problème de régulation. Le choix de T , permet de résoudre le problème d'asservissement. Si on utilise intégralement l'équation (3.36), on parlera de synthèse sans annulation des zéros. Si par contre on ne garde que B^- dans (3.40), on parlera de synthèse avec annulation des zéros, et la résolution de l'équation de *Diophantine* est plus simple.

Alors l'équation de *Diophantine* permet de déterminer que les polynômes R et S . Autres conditions doivent être introduites pour déterminer le polynôme T .

Introduire l'équation (3.40) dans l'équation (3.36) donne :

$$T = A_{obs} B'_m \quad (3.41)$$

Cette procédure de synthèse en elle-même ne traite pas du problème de robustesse. Il faut introduire les incertitudes paramétriques et en tenir compte dans la détermination de la forme finale du régulateur. Les polynômes *RST* sont fixés par la mise au point de l'asservissement et de la régulation du système nominale. A priori, il nous reste A_{obs} comme moyen d'ajuster la robustesse du système global. Le terme observateur appliqué à A_{obs} n'est peut être pas approprié car, dans ce cas, ce polynôme devrait avoir des pôles plus rapides que les autres polynômes restants du problème. Or, l'amélioration de la robustesse d'un système consiste en général à ralentir la dynamique

du système.

3.3.1 Bornes de robustesse

Nous présentons les étapes de calcul de robustesse du régulateur en essayant de quantifier cette notion. Nous allons analyser globalement la stabilité du procédé réglé à l'aide d'un régulateur RST. Définissons le système bouclé de référence H_m qui sert à fixer les performances nominales.

$$H_m = \frac{B_m}{A_m} = \frac{B_0 T}{A_0 R + B_0 S} \quad (3.42)$$

Pour une synthèse par placement de pôles basée sur le modèle suivant

$$\frac{B}{A} = G_0 + \Delta_a G \quad (3.43)$$

Où $G_0 = \frac{B_0}{A_0}$ La stabilité robuste avec le régulateur RST dépend de la condition de bornitude

$$|\Delta_a G| < \left| \frac{G_0 T}{H_m S} \right| \quad (3.44)$$

Reformulons le premier membre de (3.36) en faisant apparaître l'incertitude $\Delta_a G$

$$\frac{BT}{AR + BS} = \frac{\frac{B}{A}T}{R \left(1 + \frac{BS}{AR} \right)} = \frac{(G_0 + \Delta_a G) T}{R \left[1 + (G_0 + \Delta_a G) \frac{S}{R} \right]} \quad (3.45)$$

En isolant le système nominal au numérateur et en simplifiant par R

$$\frac{BT}{AR + BS} = \frac{\left(1 + \frac{\Delta_a G}{G_0}\right) \frac{T}{R} G_0}{1 + (G_0 + \Delta_a G) \frac{S}{R}} = \frac{\left(1 + \frac{\Delta_a G}{G_0}\right) TB_0}{A_0 R + B_0 S + \Delta_a G S A_0} \quad (3.46)$$

Divisons membre à membre le dernier résultat par $A_0 R + B_0 S$

$$\frac{BT}{AR + BS} = \frac{\left(1 + \frac{\Delta_a G}{G_0}\right) \frac{TB_0}{A_0 R + B_0 S}}{\frac{(A_0 R + B_0 S) + \Delta_a G \frac{S A_0}{T B_0} T B_0}{A_0 R + B_0 S}} = \frac{\left(1 + \frac{\Delta_a G}{G_0}\right) H_m}{1 + \Delta_a G \frac{H_m S}{G_0 T}} \quad (3.47)$$

En appliquant maintenant le *< Small Gain Theorem >* le terme dépendant de la fréquence au dénominateur doit être inférieur à 1 pour que le système soit stable, on a le résultat :

$$|\Delta_a G| < \left| \frac{G_0 T}{H_m S} \right| \quad (3.48)$$

Pour une synthèse par placement de pôles basée sur le modèle incertain suivant :

$$\frac{B}{A} = G_0 (1 + \Delta_m G) \quad (3.49)$$

Où :

$$G_0 = \frac{B_0}{A_0} \quad (3.50)$$

La stabilité robuste avec le régulateur RST dépend de la condition suivante :

$$|\Delta_m G| < \left| \frac{T}{H_m S} \right| \quad (3.51)$$

3.3.2 Régulateur RST robustifié par le choix de A_{obs}

Nous allons montrer que l'on robustifié un système en ralentissant sa dynamique. Dans le cas particulier du régulateur numérique RST, on place des pôles lents (proche de 1). On améliore la robustesse du système bouclé à travers le choix du polynôme A_{obs} qui permet de satisfaire une condition de robustesse. Plus les pôles de ce polynôme sont lents, plus le système sera robuste par rapport aux incertitudes paramétriques.

A cause de la similarité des équations (3.44) et (3.51), nous traiterons seulement le cas de la borne additive. Il n'est pas très indiqué en présence d'incertitudes paramétriques de procéder à une annulation des zéros. Par hypothèse, les zéros d'un système incertain peuvent varier, donc pour le placement des pôles, on peut scinder le polynôme A_m en deux contributions :

$$A_m = A_{bf} A_{obs}$$

avec

$$\max \{ \deg A_m \} = 2 \deg A_0 = 2n$$

$$\frac{BT}{AR + BS} = \frac{B_m}{A_m} = \frac{BT}{A_{bf} A_{obs}} \quad (3.52)$$

Le deuxième membre de l'équation (3.48) s'exprime en fonction de A_{bf} et de A_{obs} :

$$\left| \frac{G_0 T}{H_m S} \right| = \left| \frac{\frac{B_0}{A_0}}{\frac{BT}{A_{bf} A_{obs}}} \frac{T}{S} \right| = \left| \frac{B_0}{A_0 B S} A_{bf} A_{obs} \right| \quad (3.53)$$

Le polynôme A_{bf} contient les pôles en boucle fermée du système qui

détermine à priori les qualités du système. Plus les pôles choisis sont lents, plus le système bouclé a des prédispositions à la robustesse. Le polynôme observateur A_{obs} est un degré de liberté supplémentaire pouvant servir à robustifier itérativement A_m sur la base d'un polynôme A_{bf} choisi. On peut varier le degré du polynôme A_{obs} de 0 à $deg A_0$. Comme ces polynômes sont exprimés en fonction de z^{-1} .

3.3.3 Résultats de simulation pour le contrôleur numérique de placement de pôles robuste *RST*

Processus :

Tension d'entrée $u = 10 \text{ volts}$, l'inductance $L = 3.716mH$, la capacité $C = 100\mu F$, la résistance de charge $R_{ch} = 7.5\Omega$, le rapport cyclique $D = 0.5$, la fréquence de commutation $f = 20KHz$.

La fonction de transfert du processus *Boost* dans le plan Z est la suivante :

$$G(z) = \frac{0.04798z - 0.04796}{z^2 + 1.999z + 0.9988} \quad (3.54)$$

Contrôleur numérique de placement de pôle robuste *RST*

On a choisi $A_{obs} = 0.9967$ qui permet de satisfaire la condition de robustesse.

Les polynômes du contrôleur numérique de placement de pôles robuste *RST* sont :

$$R(z) = 1 - 2.733 z^{-1} + 2.466 z^{-2} - 0.733 z^{-3}$$

$$S(z) = 0.058 - 0.174 z^{-1} + 0.174 z^{-2} - 0.058 z^{-3}$$

$$T(z) = 0.483 - 1.445 z^{-1} + 1.441 z^{-2} - 0.478 z^{-3}$$

Avec le temps d'échantillonnage $T_s = 2.71 \cdot 10^{-5}$ (sec).

La figure (3.10) illustre la réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur numérique *RST* à une consigne de 14volts , la tension de sortie du convertisseur converge autour de la consigne à partir de $t = 0.003$ (s).

La figure (3.11) illustre la réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur numérique de placement de pôle robuste *RST* à un changement de consigne : $V_{ref} = 10$ [V] de 0 (s) à 0.5 (s), $V_{ref} = 16$ [V] de 0.5 (s) à 1 (s) et $V_{ref} = 12$ [V] de 1 (s) à 1.5 (s), pour chaque changement de consigne la tension de sortie converge autour de la consigne désirée.

Le convertisseur *Boost* est initialement alimenté par 10 volts comme tension d'entrée, un changement de la tension d'entrée de 10 à 14 volts est appliqué à $t = 0.25$ (s), comme on peut voir dans la figure (3.12), la réponse de la tension de sortie avec le contrôleur numérique *RST* reste pratiquement inchangée sauf qu'il y'a un dépassement de 10volts lors du changement brusque de la tension d'entrée.

Nous examinons la réponse de sortie du convertisseur *Boost* pour un changement de la charge, la résistance de charge est passée de sa valeur nominale 7.5Ω à 5Ω à $t = 0.25$ (s). Les résultats de simulation sur la figure

(3.13) montre que le contrôleur numérique *RST* s'adapte avec le changement brusque de la charge, nous remarquons une chute très importante de la tension de sortie à $t = 0.25$ (s) avant de converger autour de la consigne.

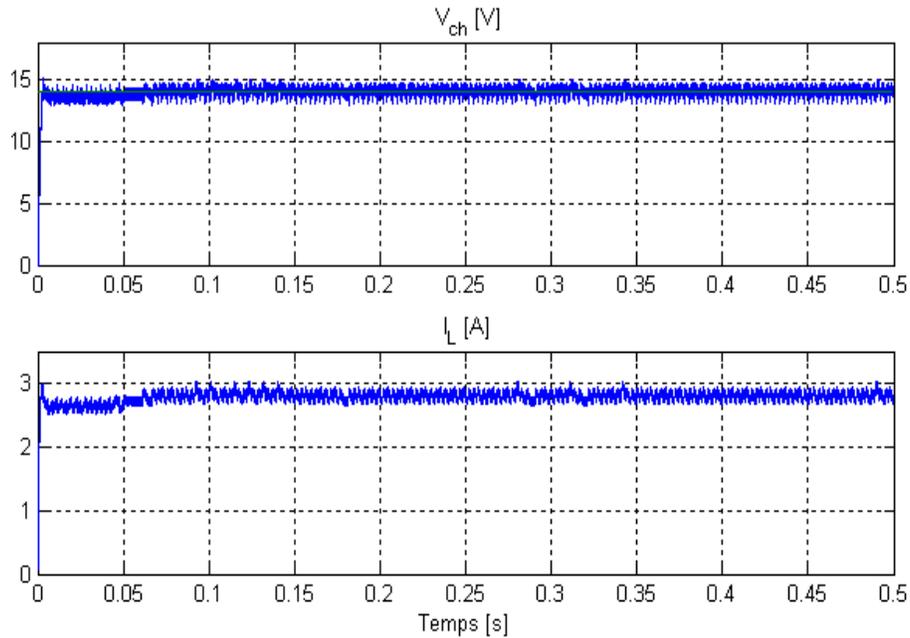


FIG. 3.10 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlée par le contrôleur numérique *RST* à une consigne de 14volts et la réponse du courant de l'inductance.

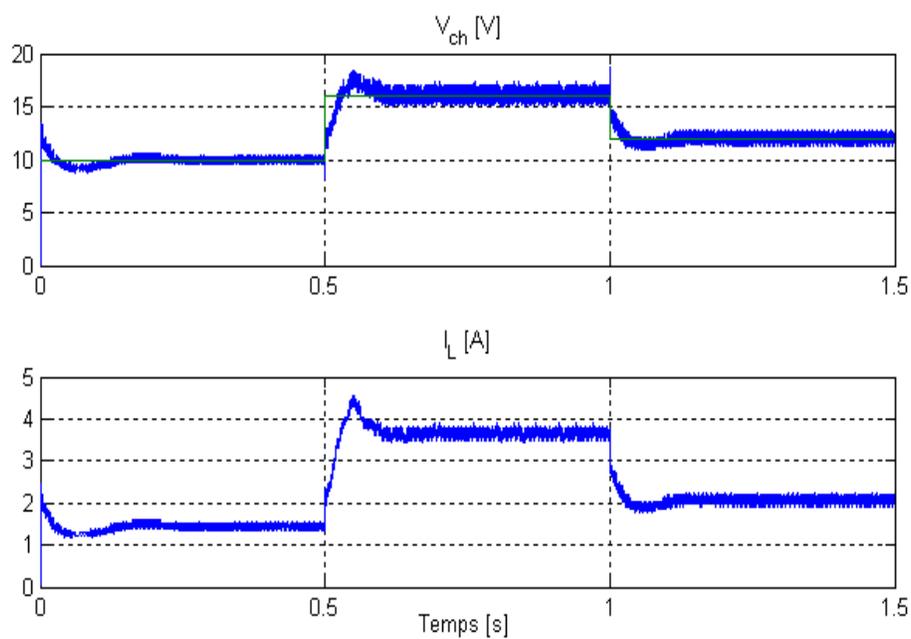


FIG. 3.11 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlée par le contrôleur numérique *RST* avec un changement de consigne et la réponse du courant de l'inductance.

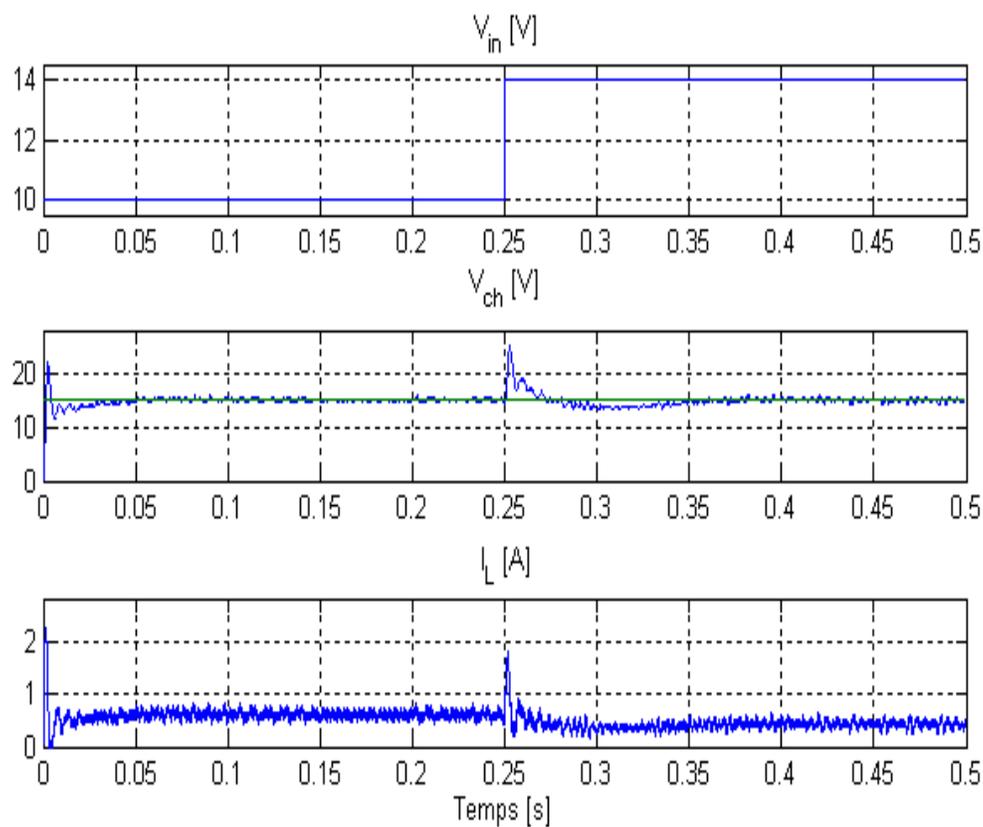


FIG. 3.12 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlée par le contrôleur numérique de placement de pôle robuste *RST* avec changement de la tension d'entrée de 10 [V] à 14 [V] et la réponse du courant de l'inductance.

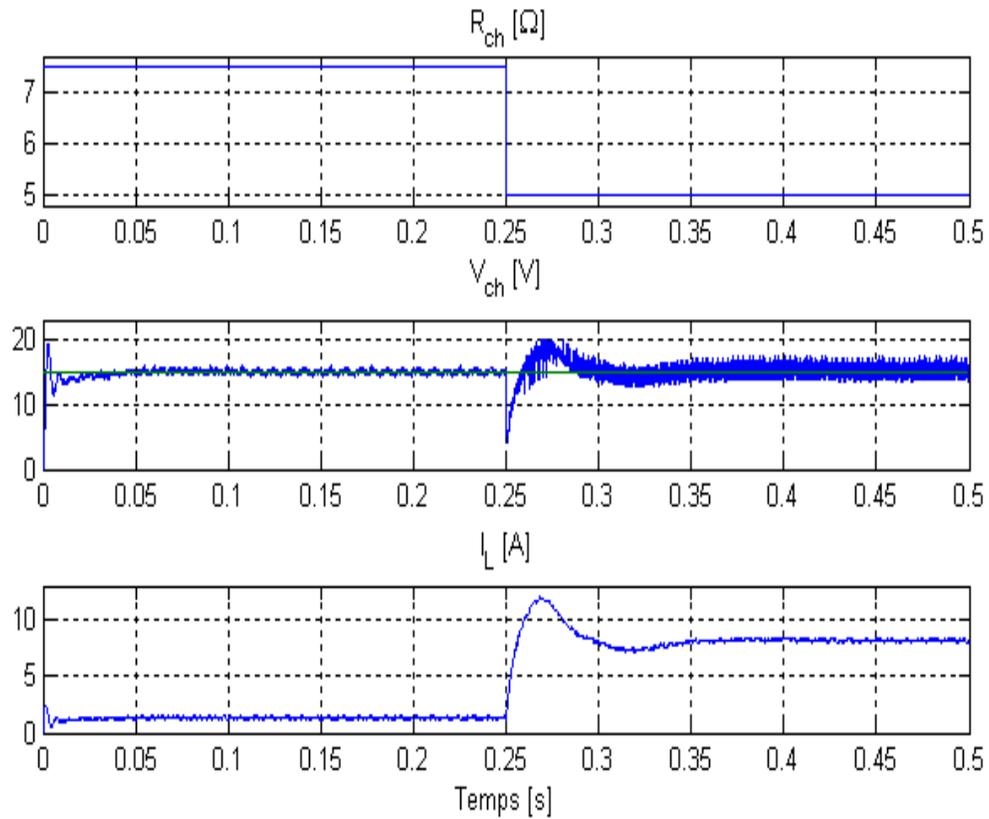


FIG. 3.13 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlée par le contrôleur numérique de placement de pôle robuste *RST* avec changement de la charge de 7.5 [Ω] à 5 [Ω] et la réponse du courant de l'inductance.

3.4 Conclusion

Dans ce présent chapitre nous avons fait la synthèse des contrôleurs numériques *Dahlin* et *RST*, on les a appliqué pour contrôler la tension de sortie du convertisseur *Boost*. Nous avons remarqué que ces contrôleurs numériques ont montré de très bonnes performances concernant la précision dynamique et convergent plus rapidement autour de la consigne désirée que les contrôleurs classiques, même nous avons remarqué que les contrôleurs numériques sont plus robustes que les contrôleurs classique d'après les tests de robustesse qui ont été effectués par le changement brusque de la tension d'entrée et de la charge du convertisseur *Boost*.

On a vu aussi que le contrôleur numérique *Dahlin* est plus flexible et facile à appliquer que le contrôleur *RST*.

Dans le prochain chapitre, on s'intéressera à contrôler la tension de sortie du convertisseur par la logique floue, on va tout d'abord élaborer une étude théorique sur la logique floue avant de l'appliquer pour le contrôle de la tension de sortie du convertisseur *Boost*, on testera aussi la robustesse du contrôleur appliqué par des changements critiques de la tension d'entrée et de la charge.

Chapitre 4

Commande du convertisseur

Boost par la logique floue

4.1 introduction

La logique floue (*fuzzy logic, en anglais*) est une technique pour le traitement de connaissance imprécises basées, sur des termes linguistiques; elle donne les moyens de convertir une commande linguistique basée sur le raisonnement humain, en une commande automatique, permettant ainsi la commande des systèmes complexes dont les informations sont exprimées d'une façon vague et mal définie.

Elle a été formalisée par *Lotfi Zadeh* en 1965 et utilisée dans des domaines aussi variés.

Elle s'appuie sur la théorie mathématique des ensembles flous. Cette théorie introduite par *Zadeh* est une extension de la théorie des ensembles classiques pour la pris en compte d'ensembles définis de façon imprécise.

C'est une théorie formelle et mathématique dans le sens où *Zadeh* [17], [18], en partant du concept de fonction d'appartenance pour modéliser la définition d'un sous-ensemble d'un univers donné, a élaboré un modèle complet de propriétés et de définitions formelles. Il a aussi montré que cette théorie des sous-ensembles flous se réduit effectivement à la théorie des sous-ensembles classiques dans le cas où les fonctions d'appartenance considérées prennent des valeurs binaires (0,1). Elle présente aussi l'intérêt d'être plus facile et meilleur marché à implémenter qu'une logique probabiliste.

4.2 Le principe de la logique floue

Une des caractéristiques du raisonnement humain est qu'il est généralement fondé sur des données imprécises ou même incomplètes. En effet les connaissances dont nous disposons sur un système quelconque sont généralement incertaines ou vagues, soit parce que nous avons un doute sur leur validité ou alors nous éprouvons une difficulté à les exprimer clairement.

Exemple :

Dans la logique classique, une vitesse peut être qualifiée par les termes (*Elevé*). Dans la logique floue, des échelons d'appréciation intermédiaires de la variable de vitesse sont possibles. La (*vitesse*) devient une variable linguistique dont les valeurs sont par exemple : (*Trés faible*), (*Faible*), (*Moyenne*), (*Elevée*), (*Trés élevée*).

C'est une technique de traitement de connaissances imprécises et incertaines. Elle permet de prendre en considération des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou des expressions du langage naturel, telles

que *rapide*, (*lent*), (*grand*), (*petit*), etc...

La logique floue peut être considérée comme une extension de la logique classique ou binaire.

4.3 Les variables linguistiques, fonction d'appartenance

La notion de variable linguistique permet de modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise est inconnue. Une variable linguistique, ou variable floue, est donc une variable dont les valeurs appartiennent à des ensembles flous pouvant présenter des mots du langage naturel. Ainsi une variable floue peut prendre simultanément plusieurs valeurs linguistiques.

La notion d'ensemble flou permet de définir une appartenance graduelle d'un élément à une classe, c'est à dire appartenir plus ou moins fortement à cette classe. L'appartenance d'un objet à une classe est ainsi définie par un degré d'appartenance entre 0 et 1 [19].

Pour mettre en évidence cette notion, un exemple intéressant est la vitesse, pour laquelle on définit trois classes : *Faible*, *Moyenne* et *Elevée*.

La variable linguistique peut être présentée par un triplet $(x, T(x), U)$, dans le quel :

x : est le nom de variable linguistique.

$T(x)$: L'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x .

Et U : L'ensemble de référence (univers de discours).

Exemple :

$x=Vitesse$ est une variable linguistique, son ensemble de valeur peut être : $T(Vitesse)=[Faible, Moyenne, Elevée,...]$, ou chaque terme dans $T(Vitesse)$ est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $U = [0, 100]$. Cet exemple de représentation floue de la variable vitesse est donné par la figure (4.1).

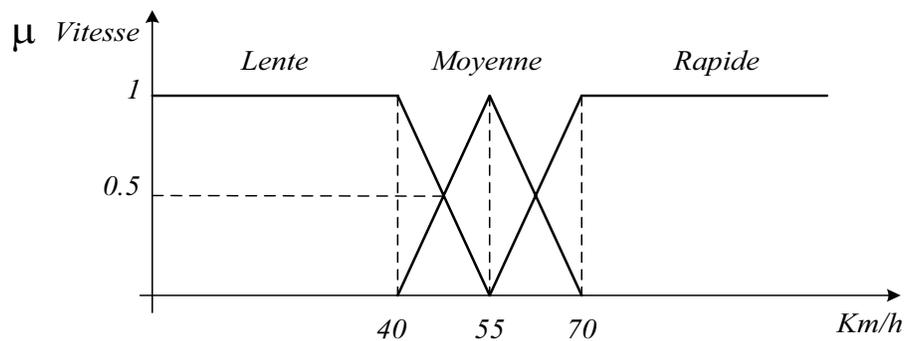


FIG. 4.1 – Représentation floue de la variable vitesse.

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenance μ , dont la valeur varie entre 0 et 1, en tenant compte de la classification en un certain nombre d'ensembles flous.

Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance de forme *trapézoïdales* ou *triangulaires*, *gaussienne*, *rectangulaire*...Il s'agit des formes les plus simples.

La figure (4.2) définit la représentation graphique des formes de base des fonctions d'appartenances.

4.4 Les opérations en logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences par des opérateurs *Et* ou *Ou*, il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur des fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques.

Les opérateurs les plus importants sont : *l'intersection*, *l'union*, et le *complément*.

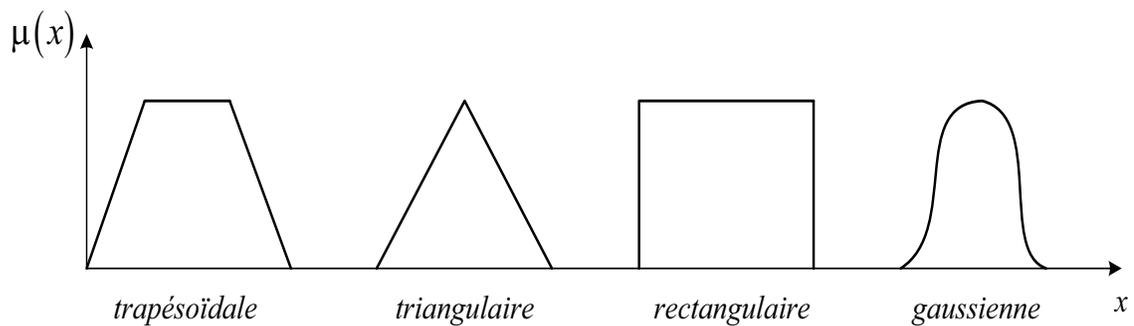


FIG. 4.2 – La représentation graphique des formes de base des fonctions d'appartenance.

Nous allons généraliser les fonctions fondamentales de la théorie des ensembles. On devra trouver dans le cas classique les fonctions habituelles. Les solutions proposées devront répondre à certaines propriétés (*croissance*, *associativité*,...) spécifique aux fonctions considérées.

Complément d'un ensemble flou (fonction négation)

L'opérateur NON :(complément) :

Il est défini mathématiquement par : $\bar{A} = \{x/x \notin A\}$.

Il est représenté par la fonction : $non(\mu_A(x)) = \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$; $\forall x \in U$.

La figure (4.3) représente la fonction d'appartenance de l'opérateur *NON*.

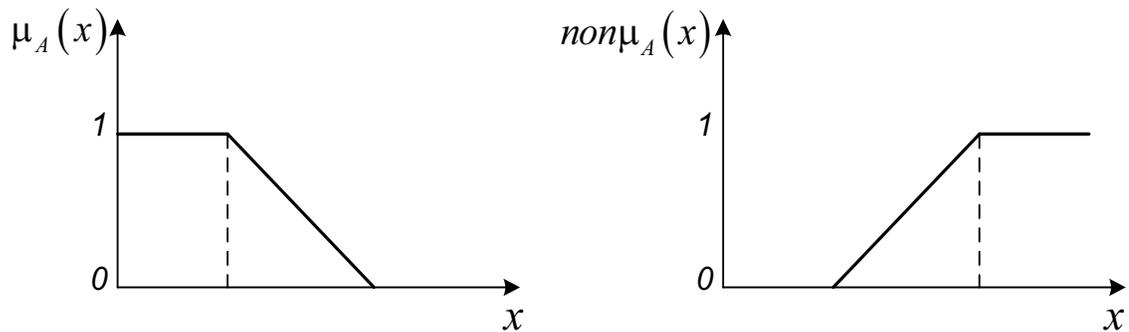


FIG. 4.3 – La fonction d'appartenance de l'opérateur *NON*.

L'intersection de deux ensembles flous (fonction *ET*)

L'opérateur *ET* : (*intersection*)

Il est défini mathématiquement par : $A \cap B = \{x/x \in A \wedge x \in B\}$; $\forall x \in U$.

Il est représenté par la fonction : $\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$; $\forall x \in U$.

La figure (4.4) représente la fonction d'appartenance de l'opérateur *ET*.

Union de deux ensembles flous (fonction *Ou*)

L'opérateur *Ou* : (*union*)

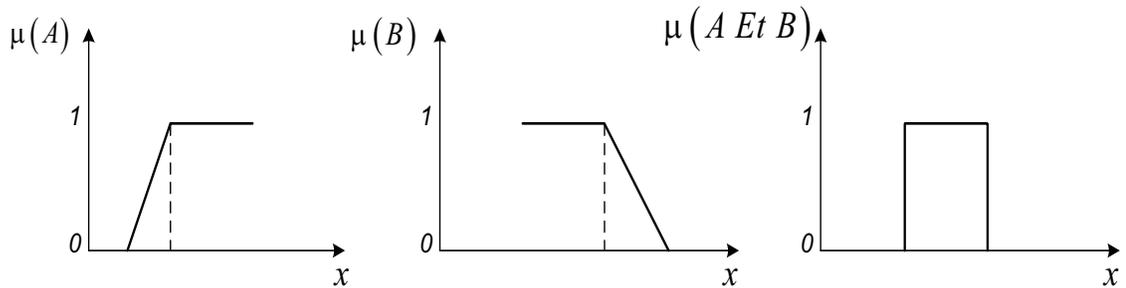


FIG. 4.4 – La fonction d'appartenance de l'opérateur *ET*.

Il est défini mathématiquement par : $A \cup B = \{x/x \in A \vee x \in B\}$; $\forall x \in U$.

Il est représenté par la fonction : $\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$; $\forall x \in U$.

La figure (4.5) représente la fonction d'appartenance de l'opérateur *Ou*.

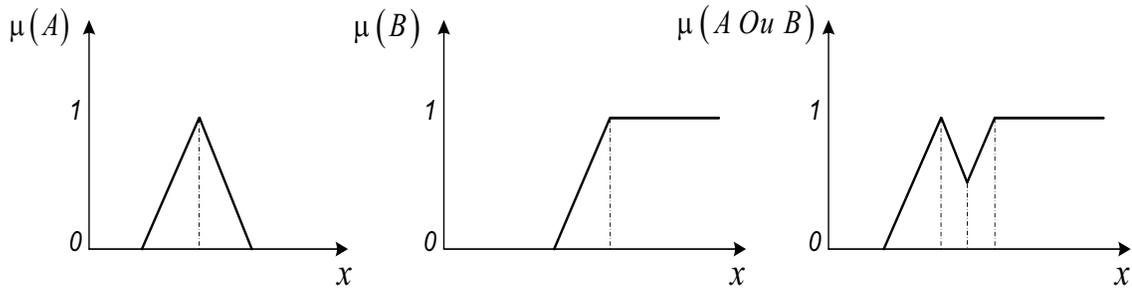


FIG. 4.5 – La fonction d'appartenance de l'opérateur *Ou*.

Les propriétés des opérateurs de la logique floue

Les opérateurs de la logique floue sont caractérisés par trois propriétés principales :

-*Commutativité* :

$$A \cup B = B \cup A; A \cap B = B \cap A.$$

-*Associativité* :

$$A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap C; A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup C$$

-*Distributivité* :

$$A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C); A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C)$$

4.5 Le raisonnement flou

Généralités

Le raisonnement flou utilisé : si les conditions sont remplies, alors la conclusion est validée.

Avec cette unique schéma de raisonnement et les trois opérateurs *Et*, *Ou* et *Non*, nous pouvons déjà prendre un grand nombre de décisions logiques et nous produisons aussi une nouvelle information à partir des informations anciennes.

Le raisonnement flou fait appel à trois notions et étapes fondamentales [20] :

-*L'implication floue.*

-*L'inférence floue.*

-*L'agrégation des règles.*

L'implication floue

Le problème de représentation en logique floue consiste à passer d'une règle floue, qui est un objet linguistique à une relation floue, qui est un objet mathématique.

Considérons par exemple les deux propositions floues [17] :

(x est A)

(y est B)

Ou x et y sont des variables floues et A et B des ensembles floues de l'univers de discours U .

Ainsi que la règle floue : *Si x est A Alors y est B .*

L'implication floue donne alors le degré de vérité de la règle floue précédente à partir des degrés d'application de x à A (prémisse) et de y à B (conclusion). Il n'existe pas une façon unique de définir l'implication floue.

On notera implication : Opérateur *imp* (équivalente à l'opérateur *Alors*).

Parmi toutes les normes d'implication qui existent celle qui est la plus utilisée est :

-La norme *Mamdani* : $imp(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$.

L'inférence floue

Le problème en pratique est généralement pas de mesurer le degré de véracité d'une implication mais bien de déduire, à l'aide de faits et de diverses règles implicatives, des événements potentiels. En logique classique un tel raisonnement porte le nom *Modus Ponens* (raisonnement par affirmation).

Si $p \Rightarrow q$ vrai

Et p vrai

Alors q vrai

De façon générale, les conditions d'utilisation du Modus Ponens généralisé sont les suivantes :

règle floue : *prémisse* Si x est A ; *conclusion* Alors y est B

Fait observé : *prémisse* Si x est A'

Conséquence : y est B'

A' et B' sont les ensembles flous constatés dans le cas que l'on traite et ne sont pas nécessairement strictement égaux à A et B . B' est l'ensemble flou résultant de A' par l'application de l'implication.

Les informations disponibles pour déterminer la conséquence sont donc d'une part celles relatives à la règle, quantifiées par l'application floue $\mu_{A/B}(x, y)$, d'autre part celles relatives au fait observé, quantifiées par la fonction d'appartenance $\mu_{A'}$ [21].

Agrégation des règles

L'agrégation des règles utilise la contribution de toutes les règles activées pour en déduire une action de commande floue. Généralement les règles sont activées en parallèle et sont liées par l'opérateur *Ou* [17]. Nous pouvons considérer que chaque règle donne un avis sur la valeur à attribuer au signal de commande, le poids de chaque avis dépend du degré de vérité de la conclusion.

-Dans l'exemple suivant :

Si (X est A) *Et* (Y est B) *Alors* Z est C *Ou*

Si (X est A^*) *Et* (Y est B^*) *Alors* Z est C^* *Ou...*

L'ensemble flou résultant est obtenu en prenant, pour chaque valeur de

sortie Z , la valeur maximale des degrés d'appartenance de chaque contribution comme il est représenté par la figure (4.6).

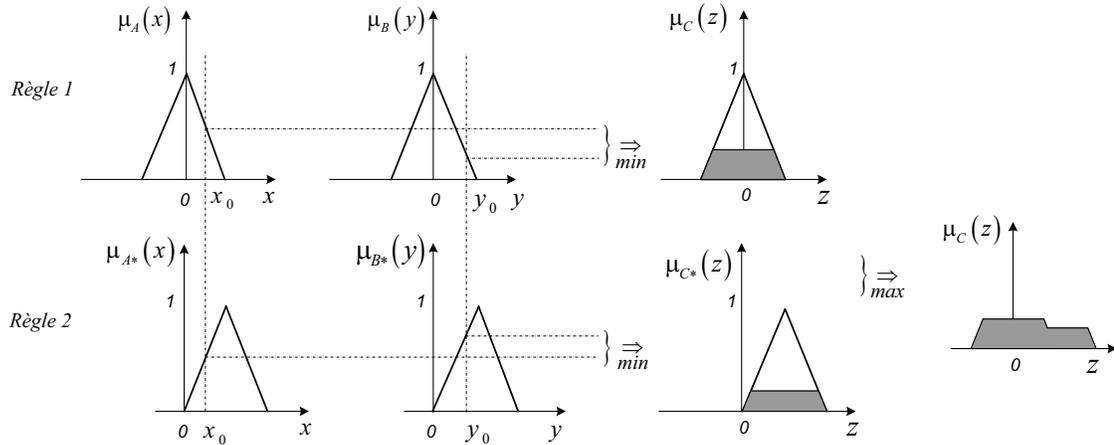


FIG. 4.6 – Le principe de l'agrégation de deux règles.

4.6 L'intérêt d'un contrôleur flou

Introduction

Actuellement, la technique de la mesure et de la régulation est basée essentiellement sur la connaissance et l'analyse mathématique (*équation différentielles, fonction de transfert,...*) du processus.

Le dimensionnement d'un contrôleur conventionnel *PID* (*Proportionnel-Intégral-Dérivée*) demande la connaissance précise du modèle du système à contrôler. Les valeurs d'entrées du *PID* doivent être mesurées le plus exactement possible pour éviter d'entacher d'une erreur l'image de l'état du système qu'elles décrivent.

Un contrôleur flou, lui ne demande aucune de ces deux spécifications. Il n'est pas nécessaire de connaître le modèle analytique du processus pour le concevoir. Le contrôleur flou ne traite pas de relations mathématiques bien définies mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques, ces inférences sont alors traitées par les opérateurs de la logique floue.

La connaissance du modèle mathématique du processus n'est pas nécessaire, tout au moins quant aux premières réalisations. C'est l'expérience des opérateurs du procédé ou les connaissances des experts, qui sont prises en compte pour établir la commande floue.

Les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques de la forme *Si... , Alors...* Ainsi, on obtient un algorithme heuristique.

La commande par logique floue peut être appliquée à tout domaine de la commande traditionnelle. De plus, elle peut opérer lorsque les procédés à commander sont mal connus ou difficiles à décrire précisément, ou lorsque les variables sont évaluées subjectivement et exprimées en langage naturel et non numériquement.

Le réglage par logique floue se prête particulièrement bien à deux domaines d'applications :

- Conception de régulateurs pour des processus mal modélisables.
- Conception de régulateurs non linéaires pour des processus modélisables.

La commande floue est simple à réaliser, flexible donc facilement adaptable aux conditions de fonctionnement du processus.

Les règles sont faciles à comprendre et à modifier puisqu'elles sont ex-

primées par des termes de la langue naturelle. Le développement d'un régulateur flou est économique, d'autant plus qu'il existe des logicielles d'application et de plus en plus des composants spécialisés.

Un contrôleur flou bénéficie d'un aspect d'adaptabilité, de robustesse et de stabilité et plusieurs études et réalisations industrielles ont montré que ce dernier peut donner de meilleurs résultats que les régulateurs classiques [17].

4.7 Le principe d'un contrôleur flou

La figure (4.7) représente une configuration interne d'un contrôleur par logique floue.

Un contrôleur flou ne diffère pas tellement d'un contrôleur traditionnel. On retrouve à chaque fois un bloc de traitement, un bloc d'entrée (quantification, calculs préalables...) et un bloc de sortie (pour déterminer la commande u).

Deux blocs supplémentaires apparaissent dans le cas d'un contrôleur flou : un bloc de *fuzzification* et un bloc de *défuzzification*. Le bloc de *fuzzification* constitue l'interface entre le monde physique et celui des sous-ensemble d'inférence (*inférence engine*) et une base de règle (*rules base*) [22]. Le rôle de ce bloc sera d'échafauder le raisonnement.

Le bloc *fuzzification* convertira les valeurs d'entrées en sous ensembles flous. Le moteur d'inférence activera les règles dont les prémisses seront vérifiées. Chaque règle activée donnera lieu à un sous ensemble de sortie. Il restera au bloc de *défuzzification* à agréger ceux-ci et en extraire une action

précise et réalisable au niveau de la commande.

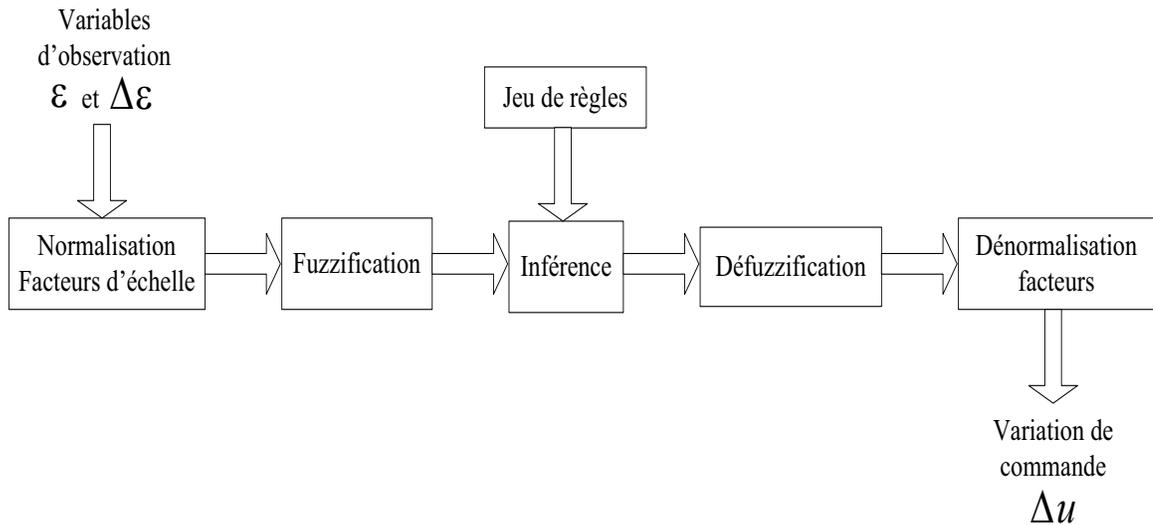


FIG. 4.7 – Configuration interne d'un contrôleur par logique floue.

Les propriétés des opérateurs de la logique floue

La fuzzification

Dans les problèmes de commande, les données observées sont habituellement physiques (réelles). Or le traitement de ces données est basé sur la théorie des ensembles flous ; ceci nécessite donc une procédure de fuzzification.

La fuzzification consiste à définir des ensembles flous pour les variables d'entrée et de sortie.

L'opération de fuzzification représente le passage des grandeurs réelles (ou physique) aux valeurs floues. Cette étape nécessite souvent une conver-

sion analogique/numérique, ainsi que le traitement des grandeurs mesurées et leur transformation en variables linguistiques avec la définition des fonctions d'appartenance.

Les différents ensembles flous sont caractérisés par des désignations standards : La désignation des symboles est indiquée au tableau (4.1).

TAB. 4.1 – Table de désignation standard des ensembles flous

Symboles :	Significations :
NB	Negatif Big
NM	Negatif Midle
NS	Negatif Small
ZE	Zero
PS	Positif Small
PM	Positif Midle
PB	Positif Big

La figure (4.8) illustre un exemple de fuzzification avec cinq fonctions d'appartenances.

L'inférence floue

L'inférence floue est l'étape où l'on établit les règles floues qui permettent d'aboutir la commande en fonction des valeurs de l'erreur et de sa variation.

Dans cette partie du régulateur les valeurs des variables linguistiques d'entrée et de sortie sont liées par plusieurs règles qui doivent tenir compte

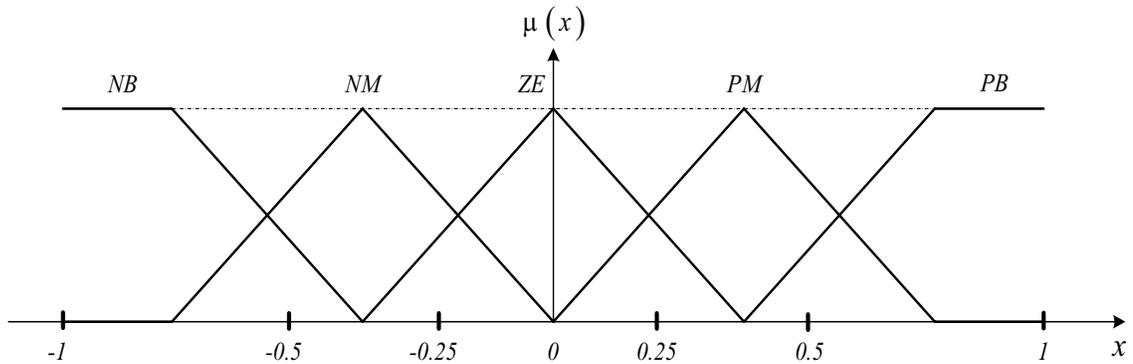


FIG. 4.8 – Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenances.

du comportement statique et dynamique du système à régler ainsi que des buts de réglage envisagés en particulier le circuit de réglage qui doit être stable et bien amorti. La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées. Il n'est pas possible d'indiquer des règles précises, l'expérience joue ici un rôle important.

Les règles floues lient la variable de sortie aux variables d'entrée afin de tirer les conclusions ou déductions floues.

Pour exprimer les inférences ils existent plusieurs possibilités à savoir par description linguistique et symbolique.

Traitement numérique des inférences

En réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes :

- Méthode d'inférence *max-min*.
- Méthode d'inférence *max-prod*.
- Méthode d'inférence *som-prod*.

Méthode d'inférence *som-prod*

Réalise au niveau de la condition, l'opérateur *OU* par la formation de la somme moyenne, tandis que l'opérateur *Et* est réalisé par la formation du produit. La conclusion de chaque règle, précédée par *Alors* est réalisé par la formation suivante [23] :

$$\mu_{R_i}(x_R) = \mu_{C_i} \cdot \mu_{O_i}(x_R) \quad (4.1)$$

Avec $i = 1, 2, \dots, m$

La fonction d'appartenance résultante est alors donnée par :

$$\mu_{Res}(x_R) = [\mu_{R_1}(x_R) + \mu_{R_2}(x_R) + \dots + \mu_{R_m}(x_R)]/m \quad (4.2)$$

Avec :

$\mu_{R_i}(x_R)$: La fonction d'appartenance partielle (résultante de la règle i).

μ_{C_i} : Le facteur d'appartenance de la condition.

$\mu_{O_i}(x_R)$: La fonction d'appartenance de la conclusion.

m : Le nombre de règle intervenant dans l'inférence [24].

La méthode d'inférence *min-max* (*Mamdani*)

La méthode de *Mamdani* repose sur le raisonnement suivant [23] :

On note que les opérateurs *Et*, *Ou* sont réalisés respectivement par le *Min* et le *Max* et pour chaque règle on obtient la fonction d'appartenance partielle :

$$\mu_{R_i}(x_R) = Min[\mu_{C_i} \cdot \mu_{O_i}(x_R)] \quad (4.3)$$

Avec $i = 1, 2, \dots, m$.

Où :

μ_{C_i} : Facteur d'appartenance de la condition.

$\mu_{O_i}(x_R)$: Fonction d'appartenance de la conclusion.

La fonction d'appartenance résultante est alors donnée par :

$$\mu_{Res}(x_R) = Max[\mu_{R_1}(x_R), \mu_{R_2}(x_R), \dots, \mu_{R_m}(x_R)] \quad (4.4)$$

La méthode d'inférence *Max-Prod (Takagi-Sugeno)*

Cette méthode de *Takagi-Sugeno* réalise en générale, au niveau de la condition l'opérateur *Ou* par le *Max* et l'opérateur *Et* par le *Min*. Par contre, la conclusion dans chaque règle, introduit par *Alors*, qui lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie x_R par l'opérateur *Et*, est réalisée cette fois ci par le produit [23] [25].

$$\mu_{R_i}(x_R) = \mu_{C_i} \cdot \mu_{O_i}(x_R) \quad (4.5)$$

Avec $i = 1, 2, \dots, m$.

La fonction d'appartenance résultante est alors donnée par :

$$\mu_{Res}(x_R) = Max[\mu_{R_1}(x_R), \mu_{R_2}(x_R), \dots, \mu_{R_m}(x_R)] \quad (4.6)$$

La défuzzification

La dernière étape du contrôle, appelée *défuzzification* consiste à définir précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter les ordres de type petit ou grand, etc..., on doit lui envoyer une valeur physique.

Les méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance résultante $\mu_{Res}(x_R)$ pour variable de sortie x_R . L'opération de *défuzzification* permet de calculer à partir de cette dernière la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. On doit souvent prévoir un traitement de signal de sortie et sa conversion numérique-analogique.

On distingue trois méthodes de *défuzzification* différentes comme illustré par la figure (4.9) : celle du maximum, celle de la moyenne des maxima et celle du centre de gravité (ou centroïde). Il est toutefois reconnu que la méthode de centre de gravité donne de meilleurs résultats [20], [22].

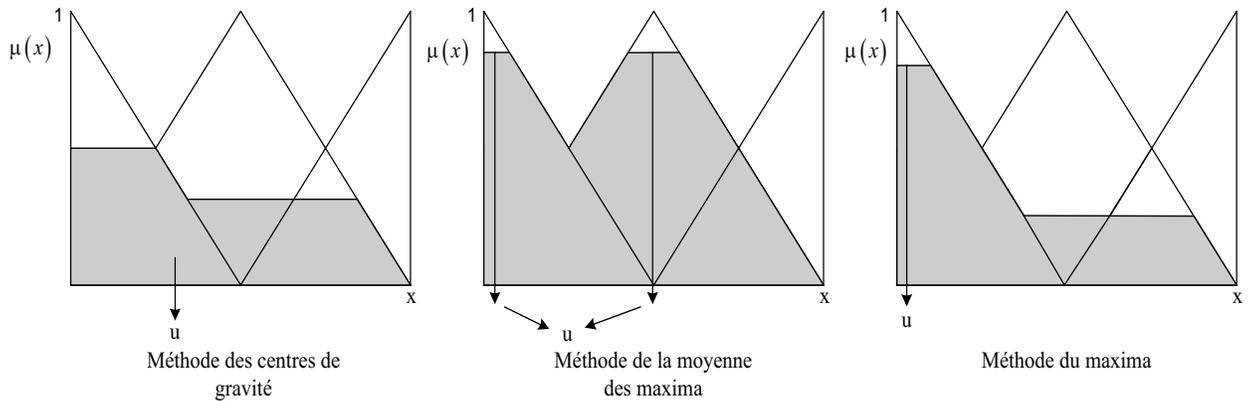


FIG. 4.9 – Principe des différentes méthodes de défuzzification.

Méthode du maxima

Cette méthode consiste à choisir comme sortie x_0 du bloc de défuzzification, une des valeurs possédant la plus grande appartenance au sous-ensemble flou x .

Il se peut que le système possède plusieurs maxima identiques, dans ce cas et afin d'éviter un choix arbitraire, on choisit d'effectuer la moyenne des

maxima.

La méthode du maximum a l'avantage d'être simple, rapide et facile. Elle propose malheureusement de nombreuses discontinuités.

Méthode de la moyenne des maxima

Dans le cas où plusieurs sous-ensembles ont le même maximum, on réalise une commande.

$$u = \frac{\sum u_i}{r} \quad (4.7)$$

Telque :

u_i : étant la commande issue du i ème sous-ensemble flou sélectionnable.

r : nombre de maxima identiques.

La méthode du centre de gravité (*centroïde*)

Cette méthode consiste à calculer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{Res}(x_R)$. L'abscisse u de ce centre de gravité donne la valeur de commande à appliquer et peut être déterminée par la relation générale suivante :

$$u = \frac{\int_{-1}^1 x_R u_{Res}(x_R) dx_R}{\int_{-1}^1 u_{Res}(x_R) dx_R} \quad (4.8)$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale numérateur correspond au moment de surface.

Cette méthode va permettre d'éviter de trop grandes discontinuités. Elle semble donc optimale mais son implémentation est difficile et surtout coûteuse en calculs. Elle se simplifie notablement lorsqu'on utilise la méthode

d'inférence somme-produit.

4.7.1 Conception des régulateurs flous

Choix des entrées et des sorties

Il s'agit de déterminer les caractéristiques fonctionnelles (1) et opérationnelles (2) du contrôleur.

1-Il faut d'abord choisir les variables d'entrée et de sortie. Leur choix dépend du contrôle que l'on veut réaliser. Que souhaite-t-on au juste commander ? A l'aide de quelle commande va-t-on obtenir la commande ?.

2-Il faudra ensuite se pencher sur le domaine de valeurs que pourront prendre ces variables. On partitionne alors ces domaines en intervalles, aux quels on associe un label descriptif (valeur linguistique). Cette étape revient à définir les univers des discours des variables d'entrée et de sortie et les diviser en sous-ensembles flous [21].

Illustration sur le régulateur flou

Dans le cas de régulation par la logique floue comme indiqué par la figure (4.10), on a besoin habituellement de l'erreur ($e = Ref - Mes$) et de la dérivé d'erreur (de) et parfois de l'intégration d'erreur :

Avec :

Ref : La référence de la variable à commander.

Mes : La mesure.

$$\begin{aligned}e(k) &= Ref(k) - Mes(k) \\de(k) &= e(k) - e(k-1)\end{aligned}\tag{4.9}$$

La sortie du contrôleur flou qui correspond à la variation du , est choisie de telle façon à améliorer le contrôle près du point de fonctionnement désiré.

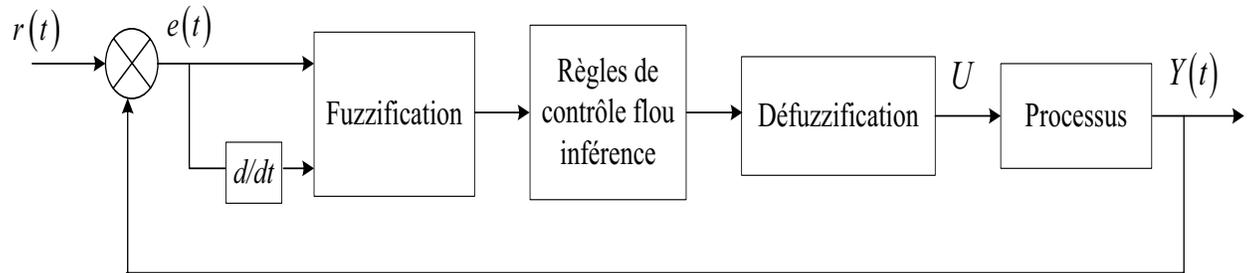


FIG. 4.10 – Structure d'une boucle de commande floue.

Analyse du comportement dynamique-Détermination du jeu de règle

L'analyse temporelle, qui doit conduire à établir les règles du contrôleur flou, peut par exemple consister la réponse à un échelon d'un processus à piloter en fonction des objectifs que l'on se sera fixé en boucle fermée, et à écrire les règles pour chaque type de comportement du processus :

On considère par exemple les neuf points indiqués sur la réponse à un échelon illustrée par la figure (4.11), et pour chaque'un de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

1. Si $e = PB$ Et $de = ZE$ Alors $du = PB$ (départ, commande importante)
2. Si $e = PB$ Et $de = PS$ Alors $du = PM$ (augmentation de la commande pour gagner l'équilibre).
3. Si $e = PM$ Et $de = PS$ Alors $du = PS$ (Très faible augmentation de u pour ne pas dépasser).

4. Si $e = PS$ Et $de = PS$ Alors $du = ZE$ (Convergence vers l'équilibre correct).

5. Si $e = ZE$ Et $de = PS$ Alors $du = NS$ (freinage du processus).

6. Si $e = NS$ Et $de = PS$ Alors $du = NM$ (freinage et inversion de la variable de commande)

7. Si $e = NM$ Et $de = ZE$ Alors $du = NM$ (rappel du processus vers l'équilibre correct).

8. Si $e = NS$ Et $de = NS$ Alors $du = ZE$ (convergence vers l'équilibre correct).

9. Si $e = ZE$ Et $de = ZE$ Alors $du = ZE$ (équilibre).

En décrivant point par point le comportement du processus et l'action de variation de la commande à appliquer, on en déduit la table du contrôleur flou de base qui correspond en fait à la table (4.2) de *Mac Vicar-Whelan*.

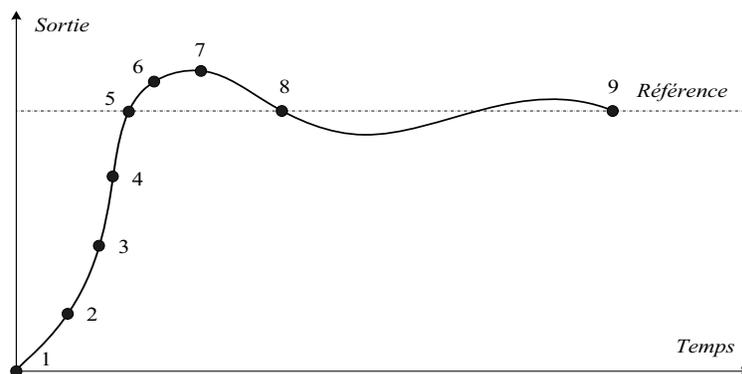


FIG. 4.11 – Ecriture de jeu de règle grâce à une analyse temporelle.

TAB. 4.2 – Table de règle de *Mac Vicar-Whelan*.

e/de	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
<i>PB</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
<i>PM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
<i>PS</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
<i>ZE</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
<i>NS</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>
<i>NM</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>
<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>

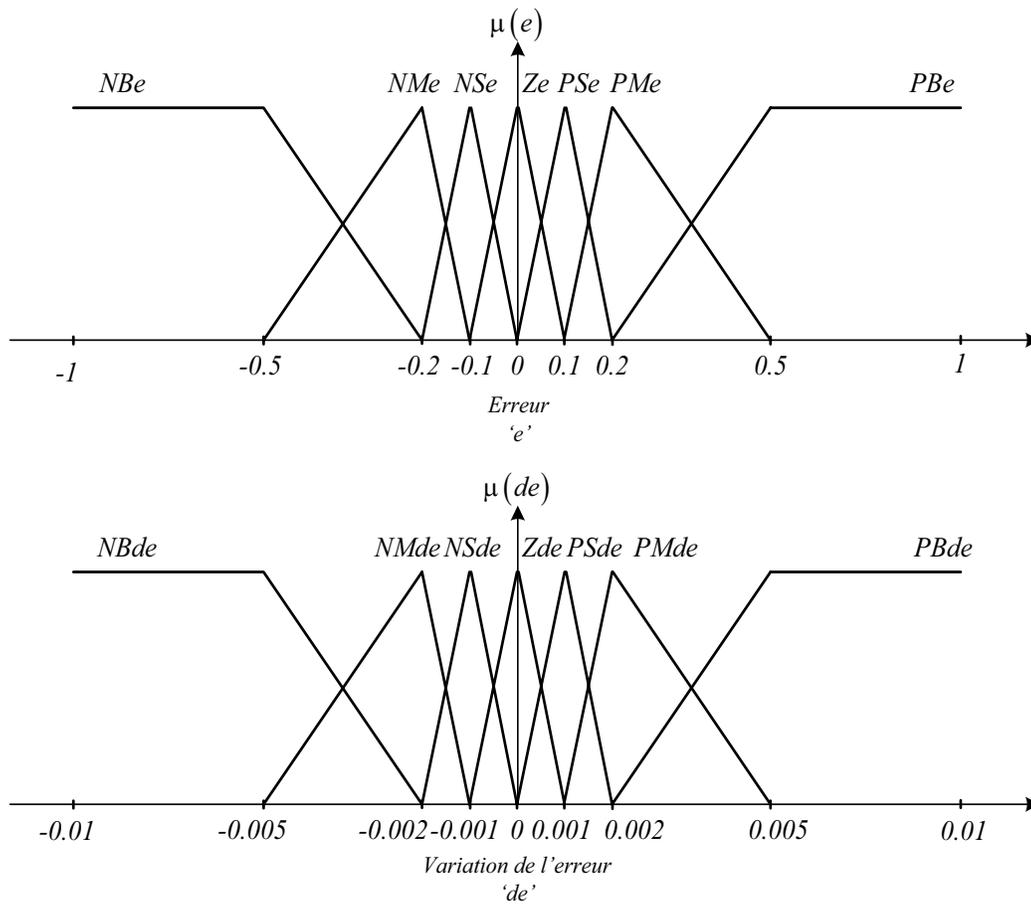


FIG. 4.12 – Fonctions d'appartenance des variables d'entrées.

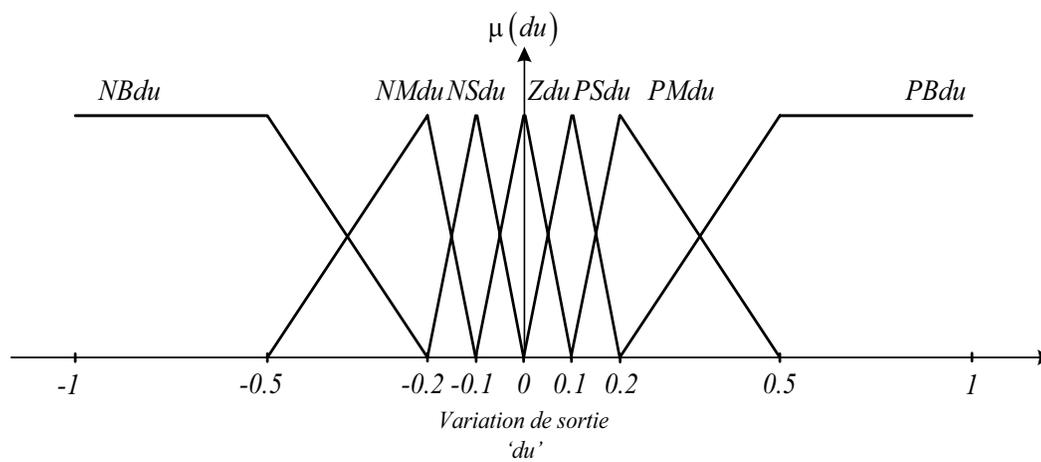


FIG. 4.13 – Fonctions d'appartenance de la variable de sortie.

4.7.2 Résultats de simulation pour le contrôle du convertisseur *cc – cc Boost* par la logique floue

Nous avons établie un contrôleur flou à deux entrées l'erreur e et sa variation de et une sortie du , les fonctions d'appartenance des variables d'entrées sont illustrées par la figure (4.12), nous constatons que les sept fonctions d'appartenances de l'erreur (e) et sa variation (de) ont une forme symétrique créant une concentration autour de zéro qui améliore la précision près du point de fonctionnement désiré.

Pour la même raison, les sept fonctions d'appartenance de la variable de sortie (variation du rapport cyclique (du)) sont également symétriques comme il est montré dans la figure (4.13).

La figure (4.14) illustre la réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur flou à une consigne de 14volts , la tension de sortie du convertisseur converge autour de la consigne à partir de $t = 0.0036 (s)$.

La figure (4.15) illustre la réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlé par le contrôleur flou à un changement de consigne : $V_{ref} = 12 [V]$ de $0 (s)$ à $0.05 (s)$, $V_{ref} = 14 [V]$ de $0.05 (s)$ à $0.1 (s)$ et $V_{ref} = 10 [V]$ de $0.1 (s)$ à $0.15 (s)$, pour chaque changement de consigne la tension de sortie converge autour de la consigne désirée.

Le convertisseur *Boost* est initialement alimenté par 10 volts comme tension d'entrée, un changement de la tension d'entrée de 10 à 14 volts est appliqué à $t = 0.1 (s)$, comme on peut voir dans la figure (4.16), la réponse de la tension de sortie avec le contrôleur flou reste pratiquement inchangée sauf qu'il y'a un dépassement de 7volts lors du changement brusque de la

tension d'entrée.

Nous examinons la réponse de sortie du convertisseur *Boost* pour un changement de la charge, la résistance de charge est passée de sa valeur nominale 7.5Ω à 5Ω à $t = 0.1 (s)$. Les résultats de simulation sur la figure (4.17) montre que le contrôleur flou s'adapte avec le changement brusque de la charge, nous remarquons une chute très faible et rapide de la tension de sortie à $t = 0.1 (s)$ avant de converger autour de la consigne.

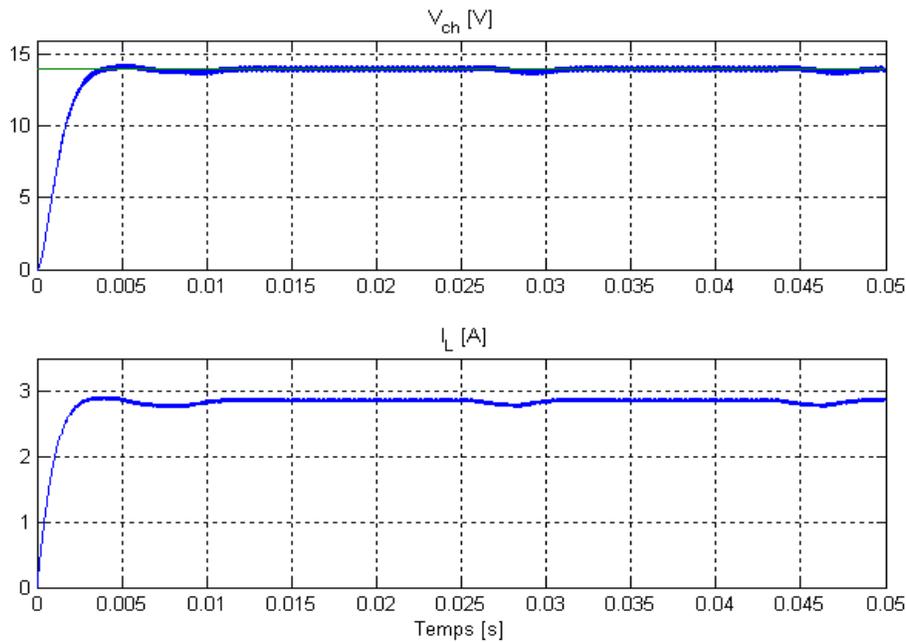


FIG. 4.14 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlée par une base de règle floue à sept fonctions d'appartenances à une consigne de 14volts et la réponse du courant de l'inductance.

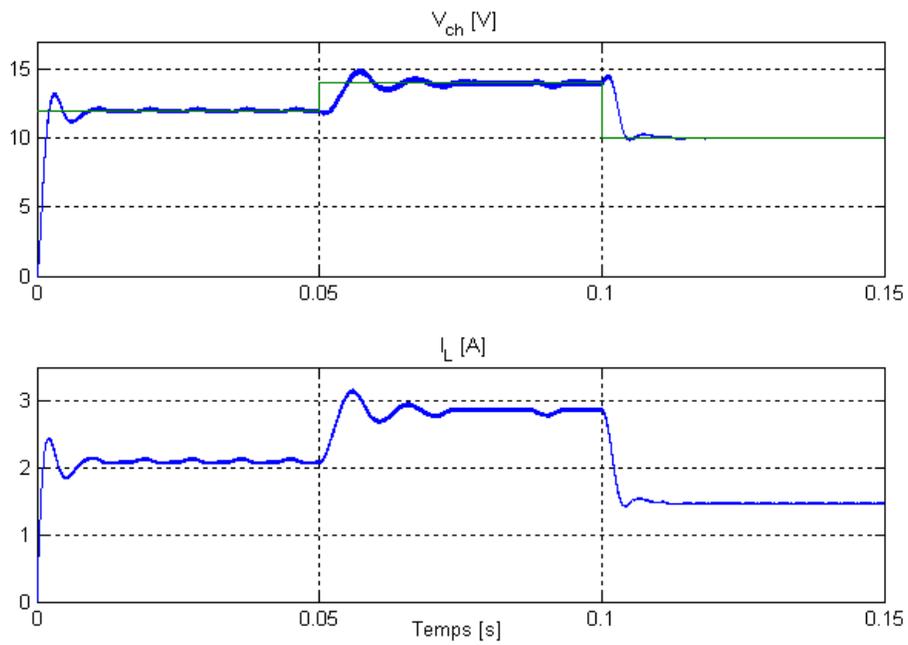


FIG. 4.15 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlée par une base de règle floue à sept fonctions d'appartenances avec un changement de consigne et la réponse du courant de l'inductance.

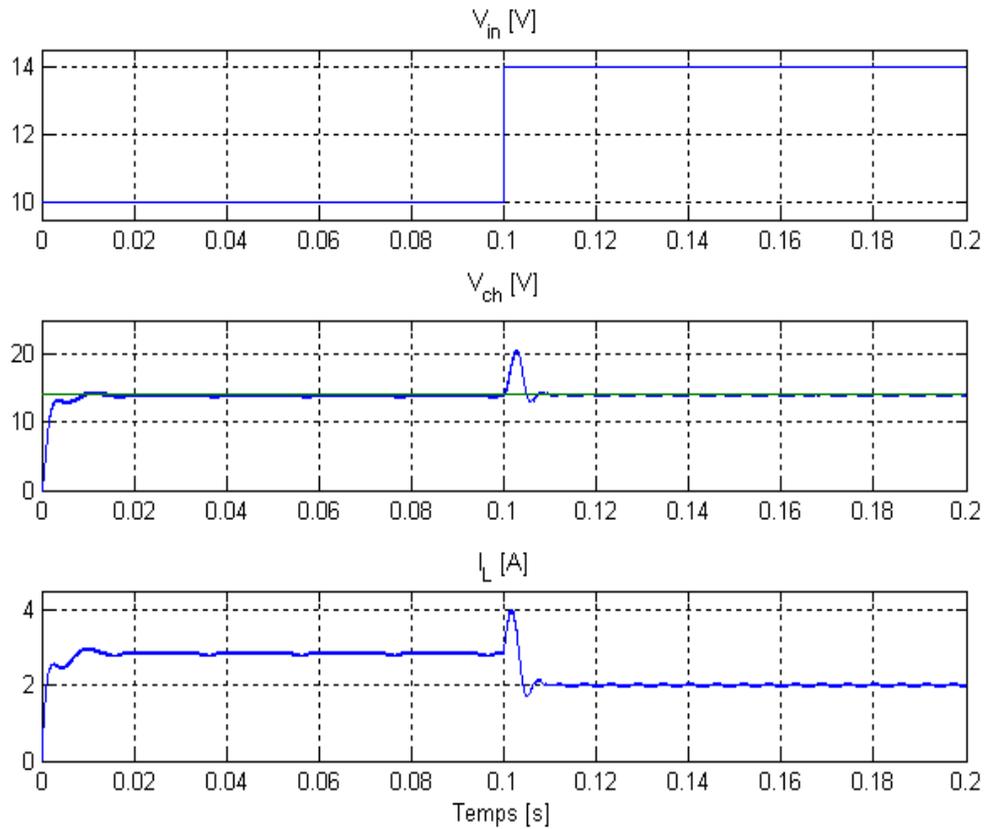


FIG. 4.16 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlée par une base de règle floue à sept fonctions d'appartenance avec changement de la tension d'entrée de 10 [V] à 14 [V] et la réponse du courant de l'inductance.

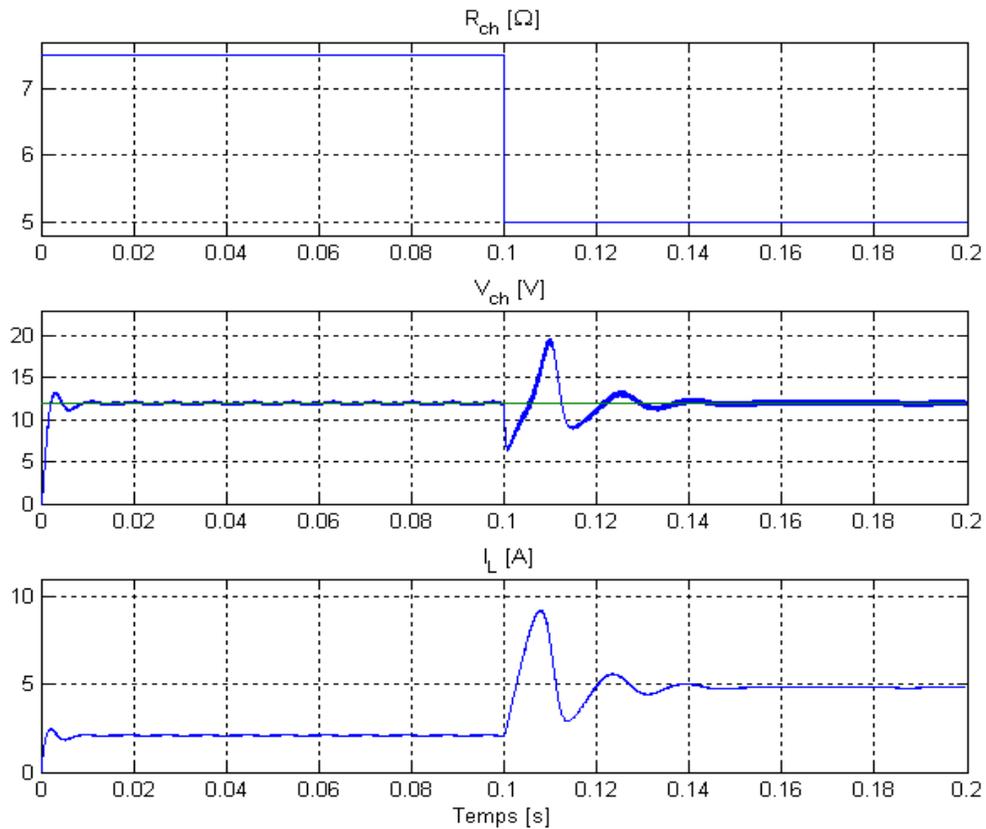


FIG. 4.17 – Réponse de la tension de sortie du convertisseur *Boost* contrôlée par une base de règle floue à sept fonction d'appartenance avec changement de la charge de 7.5 [Ω] à 5 [Ω] et la réponse du courant de l'inductance.

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait une étude théorique approfondie sur la logique floue, on a élaboré la synthèse du contrôleur flou en choisissant une base de règle dont l'erreur, la variation d'erreur et la sortie sont tous composées de set fonctions d'appartenance, les résultats obtenus en simulation ont montré l'efficacité du contrôle par la logique floue. On remarque aussi que la logique floue est simple à réaliser, flexible et donc facilement adaptable aux conditions de fonctionnement et elle est robuste face aux perturbations.

Conclusion générale

Dans ce travail nous avons abordé la question de la commande de la tension de sortie du convertisseur cc - cc élévateur Boost par l'utilisation de plusieurs lois de commande classiques, numériques et à base de l'intelligence artificielle.

Ainsi une première étude a permis de présenter la modélisation du convertisseur $cc - cc Boost$ par la méthode d'espace d'état moyen (SSA) (*State-Space Averaging*), mais aussi d'analyser la fonction de transfert du modèle, nécessaire pour la synthèse des lois de commande.

Nous avons contrôlé la tension de sortie du convertisseur $cc - cc Boost$ par les deux régulateurs classiques *Proportionnel Intégral PI* et *Proportionnel Intégral dérivée PID*, et les deux contrôleurs robustes numériques *Dahlin* et placement de pôle robuste *RST*, on a entamé aussi une étude théorique détaillée sur la logique floue. les résultats de simulation ont montré l'efficacité de ces contrôleurs pour la commande de la tension de sortie.

Ce travail, nous a permis d'envisager de nombreuses perspectives ou orientations futures ; en se basant sur d'autres lois de commande robustes comme le contrôle prédictif généralisé (GPC) (*Generalised Predictif Control*) ainsi des commandes de l'intelligence artificielle comme les réseaux de

neurones et les algorithmes génétiques afin d'améliorer les performances de chaque stratégie de commande.

Bibliographie

- [1] Xiaojun Z. Liu Seth R. Sanders, J. Mark Noworolski and George C. Verghese. Generalised averaging method for power conversion circuits. *IEEE Transactions On Power Electronics*, 6, April 1991.
- [2] Saudi Arabia M. S. Al-Numay Electrical Engineering Department King Soud University. Riyadh. Discrete-time averaging of pwm dc-dc converters with feedback. *IEEE*, 2006.
- [3] Marian K. Kazimerczuk. *Small-signal Models of PWM Converters of CCM and DCM*. John Wiley and Sons, Ltd, 2008.
- [4] A. Ž. Rakić T. B. Petrović. Linear robust approach to dc/dc converter modelling1 : Deterministic switching, electrical engineering. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Springer-Verlag, DOI 10.1007/s00202-003-0210-6., 2003.
- [5] G. Svensson U. Svanberg. State space controlled buck converter. Master's thesis, Chalmers Tekniska Högskola Institutionen för Elteknik, Göteborg, Sweden, 2003.
- [6] G. B; Joung C. T. Rim and G. H. Cho. A state-space modeling of non ideal dc-dc converters. Technical report, Department of Electri-

- cal Engineering, Korea Advanced Institute of Science and Technology, 1988.
- [7] Robert W. *Fundamentals of power electronics*. Secaucus, NJ, USA : Kluwer Academic publishers, 2000.
- [8] Ali Al. Towati. Dynamic analysis and qft-based robust control design of switched-mode power converters. Technical report, Helsinki University of Technology. Faculty of Electronics, Communication and Automation. Department of Automation and Systems Technology., 2008.
- [9] Troisième année Electricité. Systèmes bouclés-asservissement. Technical report, Institut National de Polytechnique de Grenoble, 1976.
- [10] I. Dogan. *Microcontroller Based Applied Digital Control*. Jhon Wiley and Sons, Ltd, England, 2006.
- [11] I. D. Landau. From robust control to adaptive control. Technical report, LAG-ENSIEG-UJF, Laboratoire d'Automatique de Grenoble, B.P. 46, 38402 Saint Martin D'Hères, France, 14 avril 1999.
- [12] Oliver Camille Ramambason. Contribution À l'identification et au réglage robustes. Technical report, Ecole Polytechnique Fédérale De Lausanne. Département De Génie Mécanique, 1995.
- [13] Serge Bedwani. Asservissement de température par le régulateur rst. Technical report, Ecole d'ingénieurs du Canton de Vaud, 1999.
- [14] M. Sedraoui Et S. Gherbi. The robustness of the rst controller obtained via the law of generalised predictive control. *Medwell*, pages 2, 4, 2008.

-
- [15] Imre Benyo Jenő Kovacs and György Lipovszki. Utilisation of the rst control simulator in education and industrial application. 6 pages :3, 4.
- [16] Zhongshan Wu. Simulation study and instability of adaptive control. Technical report, B.S.E.E., Northeastern University, China The Department of Electrical and Computer Engineering, Decembre 2001.
- [17] H. Buhler. *Réglage par Logique Floue*. Presse Polytechniques et Universitaires, Romandes, 1994.
- [18] R.Schreiber K.Zinser. La logique floue : une nouveauté prometteuse de la technique d'automatisation. la thechnique moderne- n° 1-2. Technical report, 1994.
- [19] M. Mokhtari & M. Marie. *Application De Matlab 5 Et Simulink 2 Contrôl de Procédés. Logique Floue. Réseaux de neurones. Traitement du signal*. Springer-Verlag France, 1998.
- [20] B. Demaya. Commande floue des systemes à dynamiques complexes-application à la commande d'un moteur thermique. Master's thesis, Thèse de doctorat LAAS, Toulouse, Octobre, 1994.
- [21] M. Bauer. Application de contrôleurs à la logique floue pour la commande vectorielle des machines à induction :commande en vitesse et en position. Master's thesis, Rapport de Stage Ingénieur, ESIM-22, Février, 1995.
- [22] R. Ketata. Méthodologies de régulation numérique incluant la logique floue. Master's thesis, Thèse de doctorat, LAAS Toulouse, 1992.

-
- [23] A. Ibaliden. Implantation d'un régulateur de type floue sur des commandes d'onduleurs pilotant des machines alternatives : Application à la détermination des correcteurs. Master's thesis, Rapport d'Activités, 1995.
- [24] B. Beaufrere. Application de la logique floue à la planification de trajectoires de robots mobiles dans des environnements inconnus. Master's thesis, Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, Décembre, 1994.
- [25] K. Benmansour. Etude et implantation de contrôleurs robustes et flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel. Master's thesis, Thèse de Magister, Novembre, 1999.
- [26] Kosko B. *Neural Network and Fuzzy Systems, A Dynamical System Approach To Machine Intelligence*. Printice-Hall International, 1993.
- [27] Jerzy Moscinski. *Neural Networks Identification And Control*. Simon & Schuster International Group, 1995.
- [28] Marc Parizeau. *RESEAUX DE NEURONES*. UNIVERSITE LAVAL, 2004.
- [29] Nicolas PUECH. *Application des réseaux de neurones au contrôle de procédés*. PhD thesis, UNIVERSITE DE PARIS-SUD CENTRE D'ORCAY, 3 avril 1992.
- [30] BERKANE KRACHAÏ Leila. Le contrôle adaptatif neuro-prédictif de la machine asynchrone a flux orienté. Master's thesis, Université Des Sciences Et De La Technologie Mohamed Boudiaf-Oran, 1998.