

**RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE**  
**SCIENTIFIQUE**

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET  
FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES  
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



# **MEMOIRE DE FIN D'ETUDES**

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

**Filière : Génie Electrique**

Spécialité : Automatique et Informatique industrielle

## THÈME

**Synthèse et implémentation des lois de commande non linéaires d'un convertisseur DC-DC Boost**

*Préparé par : Belhouari Aboubaker et Amar Abdelkader*

### Devant le Jury :

<b>Nom et prénoms</b>	<b>Grade</b>	<b>Qualité</b>
<b>Belabess Belkacem</b>	MCA	Président
<b>Safa Ahmed</b>	MCA	Examineur
<b>Ouared Rahal</b>	MCB	Examineur
<b>Gouichiche Abdelmadjid</b>	MCA	Encadreur

Table des matières	
Introduction générale.....	5
CHAPITRE 1 .....	8
Généralités sur le convertisseur boost. ....	8
1.1 Introduction.....	9
1.2 Les convertisseurs DC-DC.....	9
1.3 Le convertisseur Boost.....	11
1.4 Structure de convertisseur Boost .....	11
1.6 Principe de fonctionnement dans le mode de conduction continu du convertisseur Boost .....	12
1.7 Etat de l'art.....	12
1.8 Conclusion.....	13
Chapitre 2.....	14
Modélisation et Contrôle linéaire du convertisseur Boost.....	14
2.1 Introduction .....	15
2.2 Modèle statique .....	15
2.3 Modèle dynamique .....	17
2.3 Fonction de transfert du convertisseur.....	18
2.4 Commande du convertisseur en boucle fermée :.....	19
2.4.1 Simulation .....	20
2.5 Contrôle en courant du convertisseur Boost .....	22
2.6 Conclusion.....	28
Chapitre 3.....	29
Contrôle non-linéaire du convertisseur Boost.....	29
3.1 Introduction .....	30
3.2 Modèle d'état .....	30
3.3 Feedback linearization contrôle.....	31
3.4 Backstepping contrôle mode .....	35
3.6 Conclusion.....	45
Conclusion générale .....	45

# Liste des figures

Figure 1.1 Principale de base de convertisseur.....	5
Figure 1.2 circuit électronique du convertisseur buck.....	5
Figure 1.3 circuit électronique du convertisseur boost.....	6
Figure 1.4 circuit électronique du convertisseur buck-boost.....	6
Figure 1.5 Schéma électronique du Convertisseur Boost.....	7
Figure 1.6 Convertisseur boost DC-DC intégré.....	8
Figure 1.7 Convertisseur boost DC-DC à commutation douce.....	8
Figure 1.8 Contrôleur de convertisseur boost DC-DC à base de microcontrôleur.....	9
Figure 2.1 Convertisseur Boost avec interrupteurs idéaux.....	12
Figure 2.2 Convertisseur Boost état 1.....	12
Figure 2.3 Convertisseur Boost état 2.....	13
Figure 2.4 Forme d'onde de la tension aux bornes de l'inductance $v_L$ .....	13
Figure 2.5 Forme d'onde du courant qui circule dans la capacité $I_c$ .....	13
Figure 2.6 Rapport de transformation du boost.....	14
Figure 2.7 Convertisseur boost en boucle fermée.....	16
Figure 2.8 Convertisseur boost en boucle fermée.....	17
Figure 2.9 – Diagramme de Bode de la fonction de Transfert $G_{vd}$ en boucle fermée tension du convertisseur...18	
Figure 2.10 – Diagramme de Bode de la fonction de Transfert $G_{vd}$ en boucle fermée tension du boost avec réglage 18	
Figure 2.11 Allure de tension de sortie en continu.....	19
Figure 2.12 Allure du courant d'inductance.....	19
Figure 2.13 Schéma bloc de la régulation de cpm.....	20
Figure 2.14 Forme des courants d'inductance et de la diode.....	20
Figure 2.15 Circuit équivalent a deux ports utilises pour modéliser le Boost.....	21
Figure 2.16 Réponse fréquentielle de la fonction de transfert $G_{id}$ sans réglage.....	22
Figure 2.17 Réponse fréquentielle de la fonction de transfert $G_{id}$ avec réglage.....	23
Figure 2.18 Réponse fréquentielle de fonction de transfert $G_{vd}$ sans réglage.....	23
Figure 2.19 Réponse fréquentielle de fonction de transfert $G_{vd}$ avec réglage.....	24
Figure 2.20 – Allure de tension de sortie.....	25
Figure 2.21 – Allure du courant d'inductance.....	25
Figure 3.1 – Schéma bloc de la commande (feedback linearization).....	30
Figure 3.2 – modèle Simulink d'observateur du courant).....	31

Figure 3.3 - Allure de tension de sortie (feedback linearization).....	31
Figure 3.4 - Allure de courant d'inductance (feedback linearization) .....	32
Figure 3.5 – Schéma bloc de la commande (backstepping).....	34
Figure 3.6 - Allure de tension de sortie (backstepping).....	34
Figure 3.7 - Allure de courant d'inductance (backstepping).....	35
Figure 3.8 – Schéma bloc de la commande (mode glissant).....	36
Figure 3.9 - Allure de tension de sortie (mode glissant).....	37
Figure 3.10 - Allure de courant d'inductance (mode glissant).....	37
Figure 3.11 la tension de sortie avec changement de résistance d'inductance commande par backstepping.....	38
Figure 3.12 la tension de sortie avec changement de résistance d'inductance commande par feedback.....	38
Figure 3.13 la tension de sortie avec changement de résistance d'inductance commande par CPM.....	39
Figure 3.14 la tension de sortie avec changement de résistance d'inductance commande par mode glissant.....	39
Figure 3.15 le résultat de simulation avec perturbation de backstepping.....	40
Figure 3.16 La tension de sortie avec perturbation de CPM.....	40
Figure 3.17 La tension de sortie avec perturbation de mode glissant.....	41
Figure 3.18 La tension de sortie avec perturbation de feedback.....	41

## **Liste des tableaux**

Tableau 2.1 – Paramètres de boost. ....	17
Tableau 2.2 Paramètres du convertisseur Boost. ....	22
Tableau 3.1 – Paramètres de boost. (feedback linearization).....	31
Tableau 3.2 – Paramètres de boost. (backstepping).....	34
Tableau 3.3 – Paramètres de boost. (mode glissant).....	36

# **Introduction générale**

# Introduction générale

Aujourd'hui, l'électronique de puissance joue un rôle prépondérant dans de nombreux domaines, allant de la production et du transport d'électricité aux systèmes de motorisation et aux énergies renouvelables. Son importance ne cesse de croître, témoignant de son rôle essentiel dans la transformation de notre paysage énergétique.

L'électronique de puissance s'impose ainsi comme une branche majeure du génie électrique, dédiée à la maîtrise et à la conversion de l'énergie électrique. Elle s'appuie sur des convertisseurs statiques à semi-conducteurs, des composants dont les progrès technologiques constants ont propulsé l'électronique de puissance au cœur de l'industrie électrique.

Les convertisseurs DC-DC sont des dispositifs électroniques essentiels utilisés pour convertir une tension continue (DC) d'un niveau à un autre. Ils jouent un rôle crucial dans une variété d'applications, allant des systèmes de gestion de l'énergie dans les véhicules électriques aux dispositifs portables tels que les smartphones et les ordinateurs portables. Il existe plusieurs types de convertisseurs DC-DC, notamment les convertisseurs abaisseurs (buck), les convertisseurs élévateurs (boost), et les convertisseurs abaisseurs-élévateurs (buck-boost), chacun ayant des caractéristiques spécifiques adaptées à des besoins particuliers.

Un convertisseur DC-DC boost, ou convertisseur élévateur, est un dispositif essentiel utilisé pour augmenter une tension continue (DC) d'un niveau inférieur à un niveau supérieur, crucial dans des applications comme l'alimentation des LED haute puissance, les systèmes de panneaux solaires, et les véhicules électriques. Le fonctionnement de base repose sur l'utilisation d'un inducteur, de transistors de commutation et de diodes, où l'énergie est stockée dans l'inducteur lorsque le transistor est fermé et libérée lorsque le transistor est ouvert, augmentant ainsi la tension de sortie. Le contrôle précis de ces convertisseurs est fondamental pour garantir une performance optimale et une régulation précise de la tension de sortie, malgré les variations de la tension d'entrée ou des charges. Un bon système de contrôle améliore l'efficacité énergétique, réduit les pertes et assure la stabilité du convertisseur, minimisant les perturbations et prolongeant la durée de vie des composants. Les techniques de contrôle avancées, telles que la modulation de largeur d'impulsion (PWM) et les algorithmes de contrôle en boucle fermée, permettent d'ajuster dynamiquement le fonctionnement du convertisseur en réponse aux conditions changeantes, assurant ainsi une alimentation stable et fiable pour les dispositifs connectés.

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à l'étude, la modélisation et la commande linéaire (régulateur PID) et non-linéaire (Feedback, backstepping, mode glissant) d'un convertisseur DC-DC de type boost (élévateur). L'objectif est d'investiguer les performances de chaque loi de commande vis-vis certaines conditions tels que la stabilité, la poursuite, et la robustesse.

Ainsi, le travail est organisé comme suit :

Le premier chapitre représente le convertisseur DC-DC boost sa définition, le

fonctionnement en mode de conduite continue (CCM) et on fait un état de l'art sur le contrôle du boost.

Le deuxième chapitre présente la modélisation (modèle dynamique) et la fonction de transfert du convertisseur. Ensuite on étudie la commande classique par régulateur PID avec simulation de la commande et on finit avec le résultat.

Le troisième chapitre présente et étudie les méthodes non linéaires et simule la commande à l'aide du logiciel MATLAB Simulink.

Pour conclure, nous dressons un bilan général et ouvrons sur des perspectives.

# **CHAPITRE 1**

## **Généralités sur le convertisseur boost.**

## 1.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter des généralités sur les convertisseurs dc-dc et spécialement le convertisseur parallèle (Boost) à savoir sa structure, son fonctionnement dans le mode de conduction continu (CCM). Ensuite, nous allons voir l'état de l'art sur la commande de convertisseur dans le mode de conduction.

## 1.2 Les convertisseurs DC-DC

Un convertisseur DC-DC est un dispositif électronique utilisé pour convertir une tension de courant continu (DC) d'une valeur à une autre et l'adapter généralement aux besoins d'un circuit ou d'un système particulier.

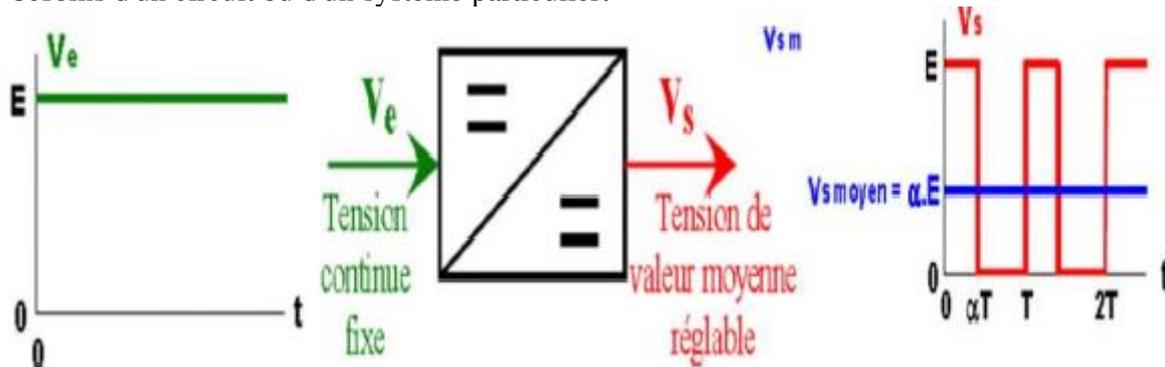


Figure 4.1 Principe de base de convertisseur.

Fonctionnement : Cela fonctionne en changeant la tension CONTINUE d'entrée (source) en une autre tension CONTINUE de sortie (charge). Cela se fait généralement par des techniques de commutation telles que le hachage (hacheur) et la modulation de largeur d'impulsion (PWM).

Types de convertisseurs : Il existe plusieurs types de convertisseurs DC-DC, chacun adapté à une application spécifique :

- Abaisseur (Buck) : Réduit la tension d'entrée à une tension de sortie inférieure.

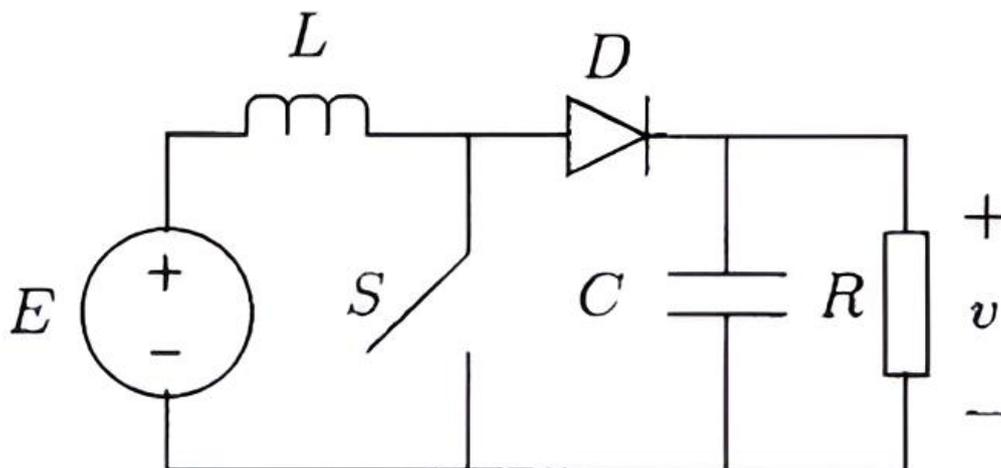


Figure 1.2 circuit électronique du convertisseur buck

- Surélevateur (Boost) : Augmente la tension d'entrée à une tension de sortie plus élevée.

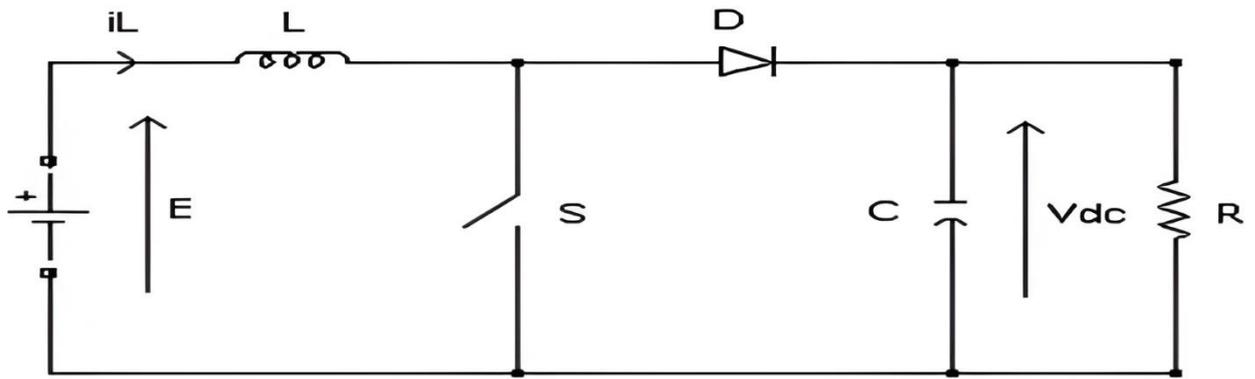


Figure 1.3 circuit électronique du convertisseur boost

- **Abaisseur-suréleveur (Buck-Boost) : Peut abaisser ou augmenter la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée.**

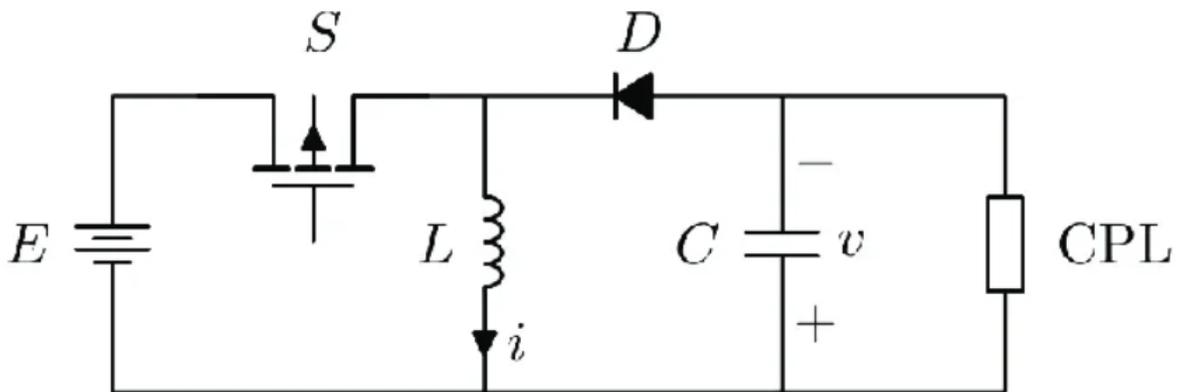


Figure 1.4 circuit électronique du convertisseur buck-boost

- Inverseur : Produit une tension de sortie de polarité opposée à la tension d'entrée.

**Application : Les convertisseurs DC-DC sont largement utilisés dans divers domaines, tels que l'électronique de puissance, les télécommunications, les systèmes embarqués, les véhicules électriques et les énergies renouvelables. Ils permettent d'adapter efficacement les niveaux de tension aux exigences spécifiques d'un composant ou d'un système.**

Efficacité : Ils sont conçus pour être efficaces afin de minimiser les pertes d'énergie lors de la conversion. Les convertisseurs modernes utilisent souvent des technologies avancées de commutation et de contrôle pour améliorer l'efficacité énergétique.

Caractéristiques importantes :

- Régulation: La capacité de maintenir la tension de sortie à un niveau constant malgré les fluctuations de la charge et de l'entrée.
- Ondulation: La quantité de variation de tension résiduelle à la sortie, souvent mesurée en mV.

- **Puissance maximale** : La quantité d'énergie que le convertisseur peut fournir à la charge.
- **Dimensions** : Important pour l'intégration dans des systèmes où l'espace est limité.
- **Technologie de pointe** : Avec les progrès de la technologie, les convertisseurs DC-DC ont évolué pour devenir plus compacts et efficaces, capables de gérer des tensions plus élevées et d'améliorer l'efficacité énergétique.

### 1.3 Le convertisseur Boost

Un convertisseur boost est un type de convertisseur DC-DC qui augmente la tension continue d'entrée à une tension de sortie supérieure. Il fonctionne en utilisant un interrupteur (généralement un transistor) pour commuter l'énergie stockée dans un inducteur vers un condensateur de sortie, augmentant ainsi la tension. Le convertisseur boost est souvent utilisé lorsque la tension d'entrée est inférieure à la tension requise par la charge, par exemple pour alimenter des appareils électroniques à partir de batteries dont la tension est inférieure à celle nécessaire par les composants électroniques.

#### 1.3.1 Avantages du convertisseur Boost :

- **Augmentation de la tension**: La principale caractéristique du convertisseur élévateur est sa capacité à augmenter la tension CONTINUE. Cela les rend utiles dans les applications où la tension de la source d'alimentation est insuffisante pour alimenter les composants électroniques. [1]
- **Haute efficacité** : Le dernier convertisseur boost offre une efficacité énergétique élevée. Cela signifie que l'énergie peut être efficacement convertie de l'alimentation en une tension plus élevée avec une perte de puissance minimale.[2]
- **Petite taille** : Les convertisseurs Boost sont généralement petits et légers, ce qui les rend idéaux pour les applications où l'espace est limité. [3]

### 1.4 Structure de convertisseur Boost

Il contient des composants de base et des interrupteurs électriques (MOSFET et Diode) qui fonctionne de la manière complémentaire au cours d'une période, un filtre LC et on prise la résistance comme une charge dans la sortie.

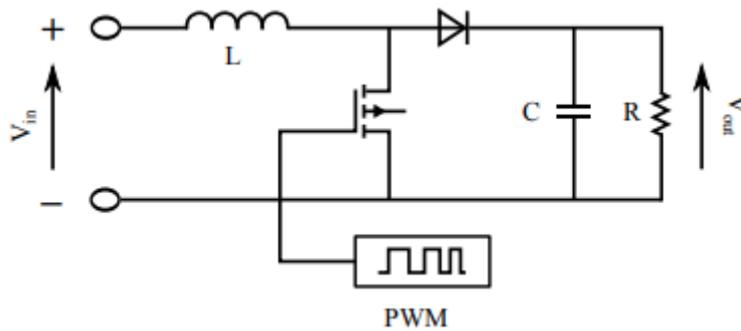


Figure 1.5 Schéma électronique du Convertisseur Boost.

## 1.6 Principe de fonctionnement dans le mode de conduction continu du convertisseur Boost

Dans ce mode le fonctionnement de convertisseur boost est divisé en deux cas selon le MOSFET.

Le cas se MOSFET est fermé (passant) : la diode est ouverte (bloquée), le courant passe par l'inductance cela augmente le courant et stocke l'énergie, se période stocke l'énergie.

Le cas se MOSFET ouverte (bloquée) : la diode est fermée (passante), l'inductance est en série avec la capacité, le courant traverse l'inductance la deuxième fois et avec l'énergie stocke dans cela il augmente l'énergie, et stocke à la capacité à la fin.

## 1.7 Etat de l'art

Les convertisseurs boost DC-DC sont des composants essentiels dans une variété d'applications, allant de l'électronique grand public aux systèmes d'énergie renouvelable. Au cours des dernières années, des recherches considérables ont été menées pour améliorer les performances et l'efficacité de ces convertisseurs.

Le contrôle numérique des convertisseurs DC-DC suscite un intérêt croissant en raison de son caractère interdisciplinaire, englobant l'électronique de puissance, la théorie du contrôle et les systèmes informatiques, domaines essentiels à la recherche dans ce domaine. Il y a plusieurs travaux, recherche et plusieurs conférences internationales fait sur set domaine.

Les convertisseurs DC-DC à découpage maintiennent une tension de sortie stable dans une plage prédéfinie malgré les variations de la tension d'entrée et du courant de charge. Cette régulation est obtenue grâce à des méthodes de contrôle. Il existe deux techniques de contrôle principales pour les convertisseurs DC-DC à découpage : la régulation en tension et la régulation en courant. [9]

Les convertisseurs DC-DC présentent souvent des non-linéarités qui ne peuvent être ignorées ou simplifiées par des approximations linéaires. Dans ces cas, les régulateurs classiques linéaires ne permettent pas d'atteindre des performances satisfaisantes. Il devient alors nécessaire de recourir à des techniques de commande non linéaires basées sur des modèles non linéaires qui représentent plus fidèlement le comportement du système. En plus des performances classiques comme la stabilité, la précision et la rapidité, les techniques de commande non linéaires visent également à assurer la

robustesse et l'invariance du système. Cela signifie que la réponse du système doit être peu sensible aux perturbations externes et aux variations de ses paramètres. Parmi les différentes techniques de commande non linéaires. [10]

#### **1.7.1 Contrôle PID:**

Le contrôleur PID est largement utilisé pour sa simplicité et son efficacité.

Le contrôleur PID ajuste le rapport cyclique du commutateur en fonction de l'erreur entre la tension de sortie souhaitée et la tension réelle.

Il équilibre le compromis entre la précision en régime permanent et la réponse transitoire. [11]

#### **1.7.2 Contrôle par Feedback linearization:**

La linéarisation par rétroaction est utilisée pour contrôler indirectement le débit de l'inducteur. La tension de sortie est régulée en réglant la référence de courant d'inductance.

Cette approche utilise la théorie de la géométrie différentielle pour obtenir un contrôle robuste [11]

#### **1.7.3 Contrôle Backstepping :**

Le rétro pédalage est une technique de contrôle non linéaire qui décompose un système en sous-systèmes.

Concevez un contrôleur pour chaque sous-système afin de stabiliser l'ensemble du système.

Le recul peut améliorer la réponse transitoire et la robustesse [9]

#### **1.7.4 Contrôle par mode glissement:**

Le contrôle du mode de glissement assure la résistance contre les variations et les perturbations des paramètres.

Il force la trajectoire du système à suivre une surface de glissement prédéfinie.

L'action de contrôle bascule entre différents modes pour maintenir la stabilité. [9]

## **1.8 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons conclu que les convertisseurs DC-DC et le convertisseur Boost constituent des éléments indispensables dans l'alimentation des appareils et systèmes modernes. Leur capacité à gérer et convertir la tension avec précision, efficacité et flexibilité en fait des composants clés pour une large gamme d'applications.

# **Chapitre 2**

## **Modélisation et Contrôle linéaire du convertisseur Boost**

## 2.1 Introduction

Ce chapitre traitera deux méthodes de contrôle pour le convertisseur Boost dans le mode de conduction continu (CCM). Dans le premier temps nous allons procéder à la modélisation du convertisseur parallèle (Boost) en boucle fermée. Il sera question en premier temps de présenter le modèle dynamique du convertisseur. Ensuite nous allons développer des schémas équivalents afin de calculer les fonctions de transfert pour décrire son comportement temporel et fréquentiel.

Dans la deuxième méthode nous ajouter une deuxième boucle interne à la boucle de la tension de la sortie pour contrôle le courant d'inductance (peak mode control).

## 2.2 Modèle statique

Dans ce mode de conduction, le courant de l'inductance n'est pas décalé sur la période de commutation. En supposant que le commutateur est idéal, le convertisseur peut être représenté (ou illustré) comme suit:

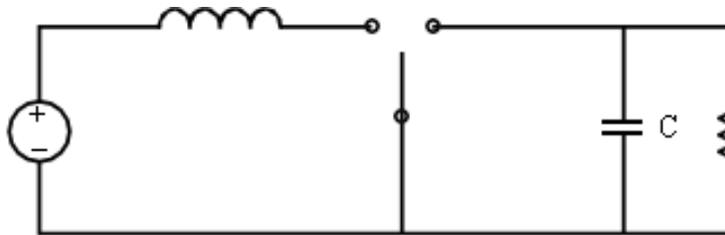


Figure 2.1 Convertisseur Boost avec interrupteurs idéaux.

Dans l'intervalle :  $0 < t < DT_s$ , (avec D est le rapport cyclique)

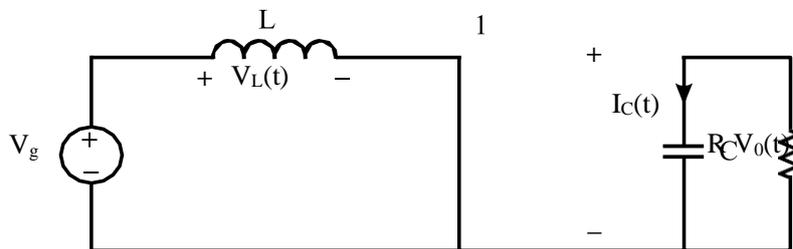


Figure 2.2 Convertisseur Boost état 1.

Durant le premier intervalle on développe les deux équations  $V_L, I_C$

$$\begin{aligned} V_L &= V_g \\ I_C &= -\frac{V}{R} \end{aligned} \tag{2.1}$$

Sur l'intervalle  $DT_s < t < T_s$

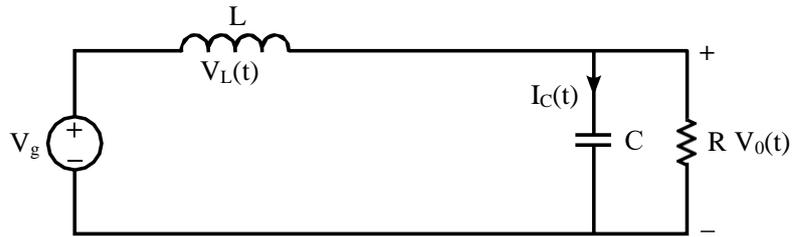


Figure 2.3 Convertisseur Boost état 2.

Pendant le deuxième intervalle on développe les deux équations  $V_L, I_c$

$$V_L = V_g - V_0$$

$$I_c = I_L - \frac{V}{R}$$

(2.2)

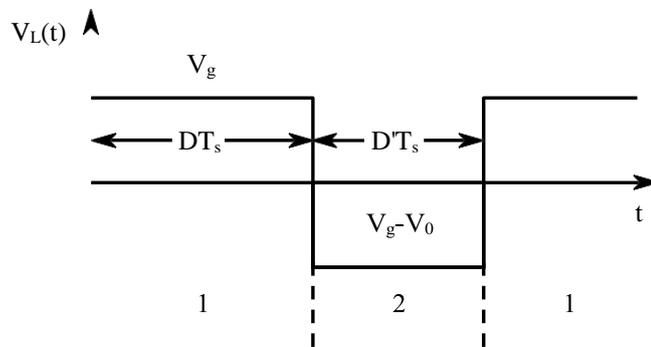


Figure 2.4 Forme d'onde de la tension aux bornes de l'inductance  $v_L$

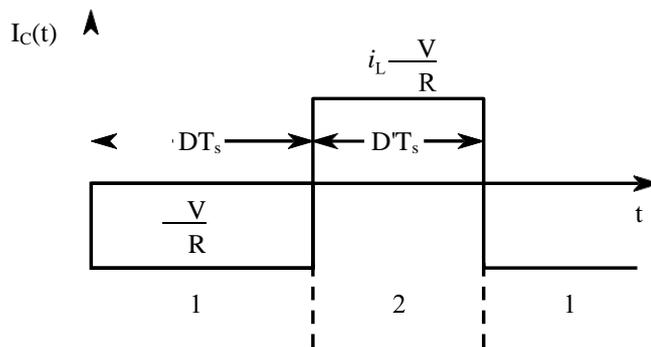


Figure 2.5 Forme d'onde du courant qui circule dans la capacité  $I_c$

Appliquons la technique de Capacitor Charge Balance and Inductance Second Balance qui considère que la tension moyenne aux bornes de la bobine est nulle durant une période

T et que le courant moyen de la capacité est nul durant une période [12].

$$\langle V_L \rangle = 0 = \frac{1}{T_s} DT_s \times (V_o) + D' T_s \times (V_g - V_o) \quad (2.3)$$

$$V = D V_g \rightarrow \text{avec : } D' = (1-D)$$

$$\langle I_C \rangle = 0 = \frac{1}{T_s} DT_s \times \left( -\frac{V}{R} \right) + D' T_s \times \left( I_L - \frac{V}{R} \right) \quad (2.4)$$

$$I = D' I_L$$

$$\text{La tension moyenne délivrée en sortie : } V = \frac{1}{1-D} \times V_g \quad (2.5)$$

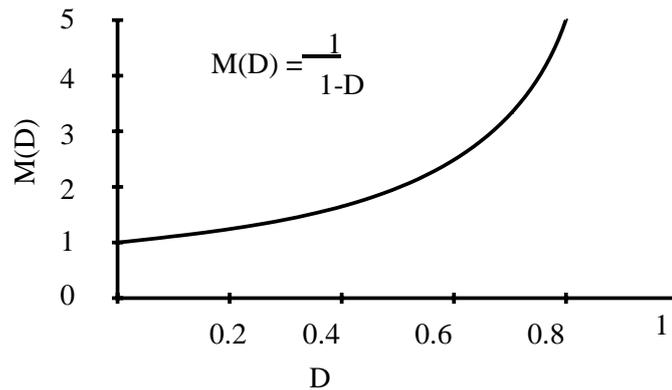


Figure 2.6 Rapport de transformation du boost.

### 2.3 Modelé dynamique

Du point de vue dynamique, il s'avère nécessaire de linéariser notre système autour d'un point de fonctionnement (Small signal analysis). Les grandeurs du convertisseur sont définies comme suit [12] :

$$\begin{aligned} v_g(t) &= v_g + \tilde{v}_g(t) \\ v(t) &= V + \tilde{v}(t) \\ v_L(t) &= V_L + \tilde{v}(t) \\ d(t) &= D + \tilde{d}(t) \\ d'(t) &= D' - \tilde{d}'(t) \\ i_L(t) &= I_L + \tilde{i}(t) \\ i_c(t) &= I_c + \tilde{i}(t) \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\langle V_L \rangle = [d \times (v_g) + (1-d) \times (v_g - v)] \quad (2.7)$$

$$\langle I_c \rangle = \left[ d \times \left( -\frac{v}{R} \right) + (1-d) \times \left( I - \frac{v}{R} \right) \right] \quad (2.8)$$

$$L \frac{d \langle I + \tilde{i}(t) \rangle}{dt} = [(D + \tilde{d}(t))(V_g + \tilde{v}_g(t))] + [(D' - \tilde{d}'(t)) \times (V_g + v_g(t)) + (D' - \tilde{d}'(t)) \times (V + \tilde{v}(t))] \quad (2.9)$$

En substituant les variables définies dans l'équation (2.6) par leurs valeurs respectives dans les équations (2.7) et (2.8), on obtient les deux équations suivantes :

$$L \frac{d \langle I + \tilde{i}(t) \rangle}{dt} = \left[ \frac{DV_g + D'V_g - D'V}{DC\_terms} \right] + \left[ \frac{D\tilde{v}_g(t) + D'\tilde{v}_g(t) + \tilde{d}(t)V - D'\tilde{v}(t)}{equation\_1^{er\_ordre}} \right] + \left[ \frac{\tilde{d}(t)\tilde{v}(t)}{equation\_2^{er\_ordre}} \right] \quad (2.5)$$

Nous allons nous contenter que des termes de premier ordre, Pour avoir un modèle linéaire.

Donc on :

$$L \frac{d\tilde{i}(t)}{dt} = D\tilde{v}_g(t) + D'\tilde{v}_g(t) + \tilde{d}(t)V - D'\tilde{v}(t) \quad (2.9)$$

$$L \frac{d\tilde{i}(t)}{dt} = v_g(t) + \tilde{d}(t)V - D'\tilde{v}(t) \quad (2.10)$$

$$c \frac{d(V + \tilde{v}(t))}{dt} = (D - \tilde{d}(t))(I + \tilde{i}(t)) - \frac{(V + \tilde{v}(t))}{R} \quad (2.11)$$

$$c \frac{d(V + \tilde{v}(t))}{dt} = \left[ \frac{D'I - \frac{V}{R}}{DC\_terms} \right] + \left[ \frac{D'\tilde{i}(t) - \frac{v(t)}{R} - I\tilde{d}(t)}{equation\_1^{er\_ordre}} \right] + \left[ \frac{-\tilde{d}(t)\tilde{i}(t)}{equation\_2^{eme\_ordre}} \right] \quad (2.12)$$

$$c \frac{d\tilde{v}(t)}{dt} = D'\tilde{i}(t) - \frac{\tilde{v}}{R} - I\tilde{d}(t) \quad (2.13)$$

L'analyse des équations (2.10) et (2.13) permet d'établir le schéma canonique équivalent représentant le modèle dynamique de l'hacheur série-parallèle (Boost). [12]

### 2.3 Fonction de transfert du convertisseur

Nous allons établir ici les fonctions de transfert du convertisseur en reprenant le schéma canonique élaboré précédemment. La tension de sortie  $\tilde{v}$  du convertisseur est influencée par deux variables : la tension  $\tilde{d}$  et la tension  $\tilde{v}_s$ .

$$\tilde{v} = G_d \tilde{d} + G_v \tilde{v}_s \quad (2.14)$$

$$G_d = \frac{\tilde{v}}{\tilde{d}} \rightarrow \tilde{v}_s = 0 \quad (2.15)$$

$$G_v = \frac{\tilde{v}}{\tilde{v}_s} \rightarrow \tilde{d} = 0 \quad (2.16)$$

$$G_{vg}(s) = \left( \frac{1}{D'} \right) \frac{1}{1 + s \frac{L}{D'^2 R} + s^2 \frac{LC}{D'^2}} \quad (2.17)$$

$$G_{vd}(s) = \left( \frac{V}{D'} \right) \frac{\left( 1 - \frac{L}{D'^2 R} \right)}{1 + s \frac{L}{D'^2 R} + s^2 \frac{LC}{D'^2}} \quad (2.18)$$

## 2.4 Commande du convertisseur en boucle fermée :

Dans le cadre de ce travail, nous nous penchons sur la conception d'un contrôleur PI pour assurer la régulation efficace de la tension de sortie dans les deux modes de fonctionnement continu :

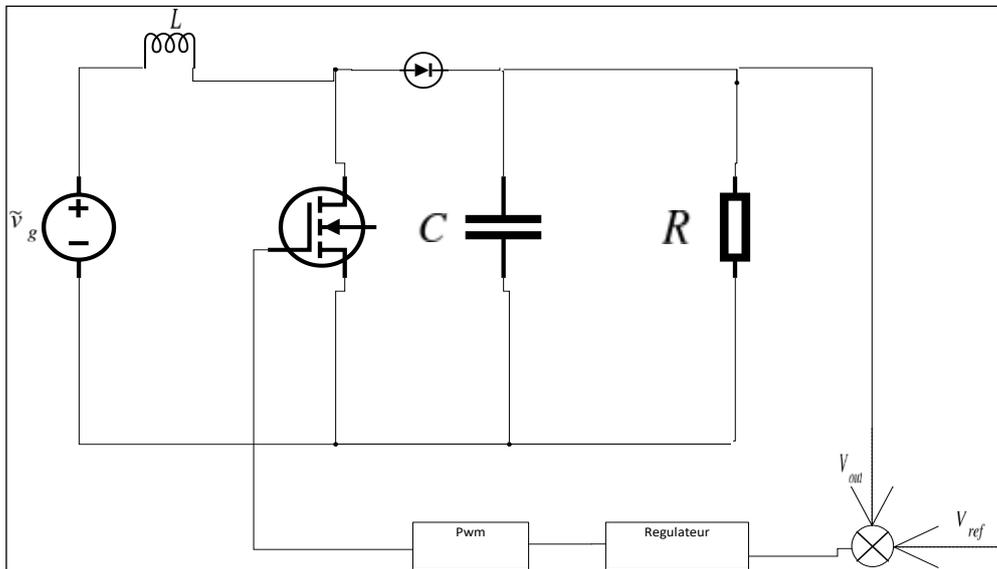


Figure 2.7 Convertisseur boost en boucle fermée

Le schéma bloc en boucle fermée du système est représenté par la figure suivante :

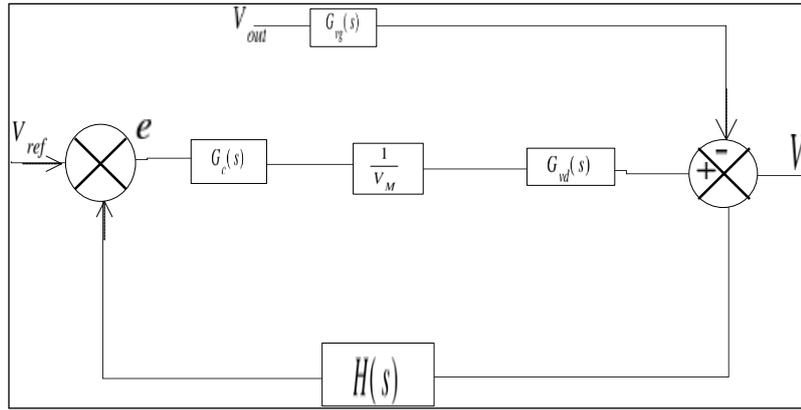


Figure 2.8 Convertisseur boost en boucle fermée.

La fonction de transfert en boucle fermée du schéma bloc est :

$$G_{BF} : \tilde{v} = \frac{1}{H(s)} \frac{T_i}{1+T_i} \tilde{v}_{ref} + \frac{1}{1+T_i} \tilde{v}_s \quad (2.19)$$

Avec :  $T_i = \frac{H(s)G_c(s)G_d(s)}{V_m}$  fonction transfert de chaîne loop (gain loop).

En sélectionnant un  $G_c(s)$  pour lequel le gain de  $T_i(s)$  est largement supérieur à 1 ( $\|T_i\| \gg 1$ ), on peut en déduire que.

$$\tilde{v} = \frac{1}{H(s)} \tilde{v}_{ref} \quad \text{Avec : } \begin{cases} \frac{T_i}{1+T_i} = 1 \\ \frac{1}{1+T_i} = 0 \end{cases} \rightarrow \|T_i\| \gg 1 \quad (2.20)$$

### 2.4.1 Simulation

Dans le but de valider le modèle de notre convertisseur, une simulation sera réalisée pour étudier son comportement en boucle fermée, tant du point de vue temporel que fréquentiel.

Les paramètres de l'hacheur sont illustrés dans le tableau suivant (pour notre résultat) :

Grandeur	Vg	L	C	R	D(dute)
Valeur	20v	1e-3	470e-6	50	0.5

Tableau 2.1 – Paramètres de boost.

L'interprétation de la réponse fréquentielle de  $T_i$  avec  $G_c = PI$  conduit à la fonction de transfert du contrôleur PI décrite par l'équation suivante :

$$G_c(s) = G_{c,\infty} \left( 1 + \frac{w_L}{s} \right) \quad (2.21)$$

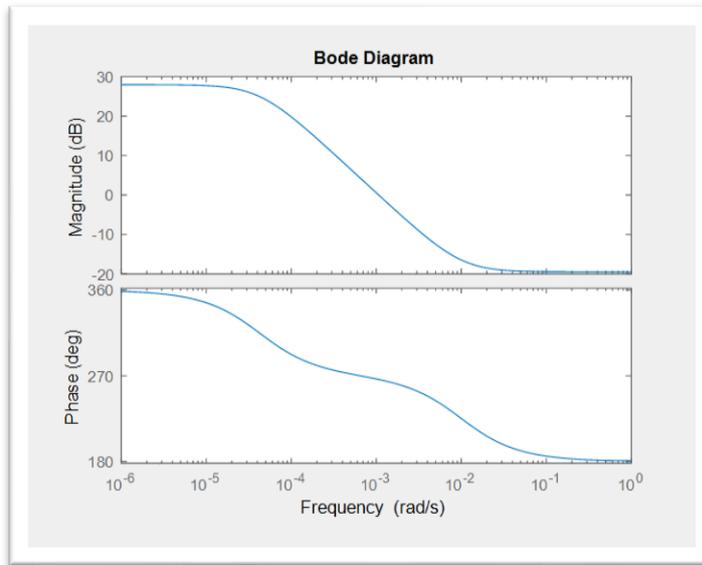


Figure 2.9 – Diagramme de Bode de la fonction de Transfert  $G_{vd}$  en boucle fermée tension du convertisseur.

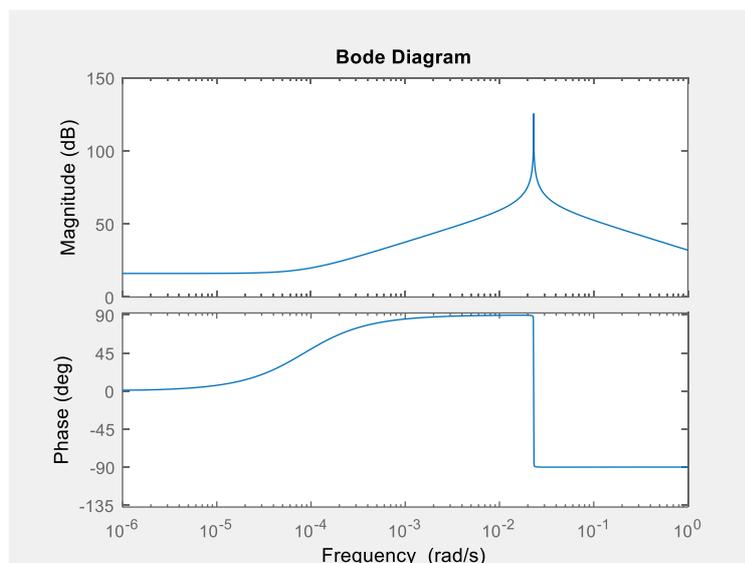


Figure 2.10 – Diagramme de Bode de la fonction de Transfert  $G_{vd}$  en boucle fermée tension du boost avec réglage.

L'implantation de ce type de régulateur permet d'optimiser la réponse en boucle fermée à basse fréquence en sélectionnant un gain  $G_c$  élevé. Cependant, il est conseillé de limiter ce gain à une valeur inférieure à la fréquence de résonance du convertisseur pour garantir la stabilité du système.

L'analyse révèle qu'une augmentation du gain entraîne une hausse de la fréquence de croisement ( $f_c$ ), assurant ainsi une marge de phase ample avec  $T_i \gg 1$ . En outre, il est clairement observable que la marge de phase demeure positive, confirmant la

stabilité du convertisseur.

Comme illustré à la figure 2.10, la mise en œuvre du régulateur PI se traduit par une réponse dynamique remarquable de la tension de sortie, attestant de la réussite de la conception de ce régulateur.

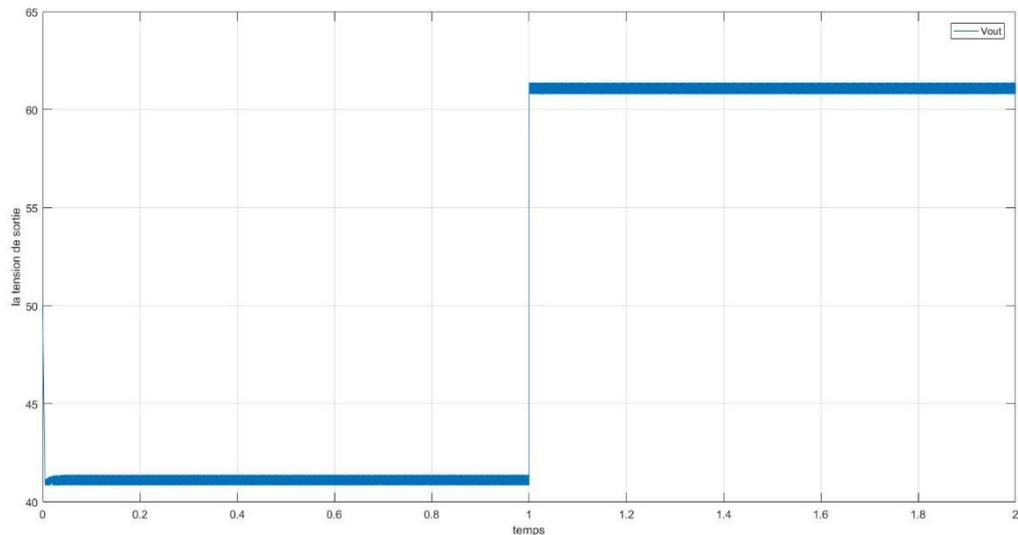


Figure 2.11 Allure de tension de sortie en continu.

La figure 2.11 montre la variation de la tension de sortie qui suit la tension de référence

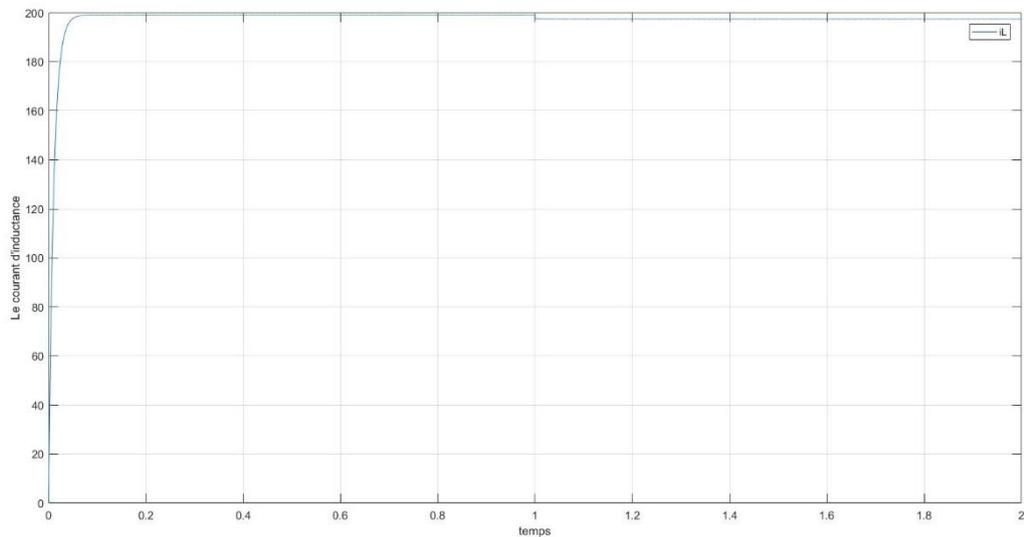


Figure 2.12 Allure du courant d'inductance

Dans la figure 2.12 on voit que le courant d'inductance est très élevé et n'est pas contrôlable.

## 2.5 Contrôle en courant du convertisseur Boost

### 2.5.1 Principe de la commande

Dans un convertisseur boost à commande de courant, la période de commutation débute suite à une impulsion d'entrée, ce qui active le MOSFET. Durant la conduction du transistor, son courant s'assimile à celui de l'inductance et augmente à une pente positive déterminée par la valeur de l'inductance et les tensions du convertisseur. Lorsque le courant de commutation atteint le signal de commande, le contrôleur désactive le transistor, entraînant une diminution du courant de l'inducteur pendant le reste de la période de commutation. Le rapport cyclique  $d(t)$  est ainsi ajusté afin de fournir le courant de charge requis pour obtenir la tension de sortie souhaitée. Les représentations du courant  $i_L(t)$ , du courant de commande et du rapport cyclique  $D$  sont illustrées à la figure 2.14.

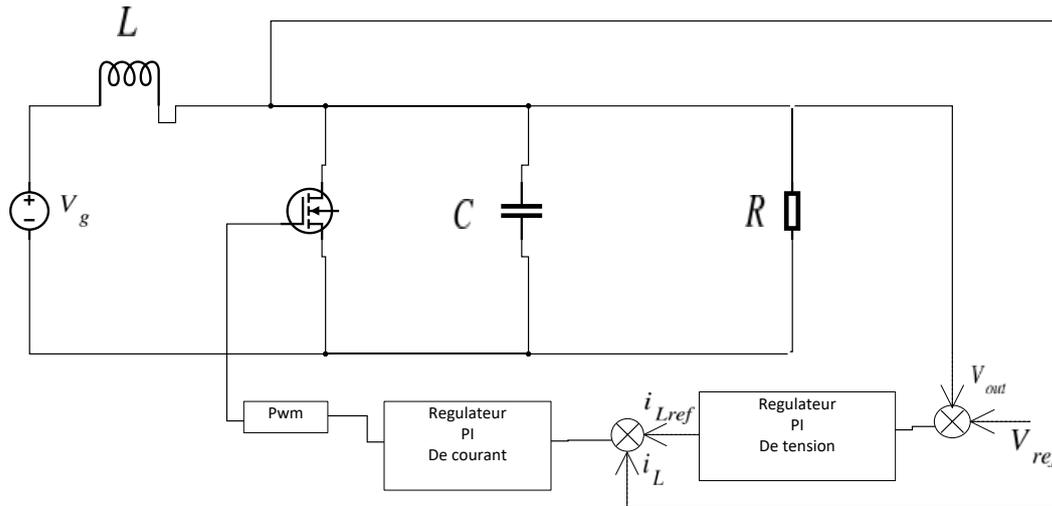


Figure 2.13 Schéma bloc de la régulation de cpm.

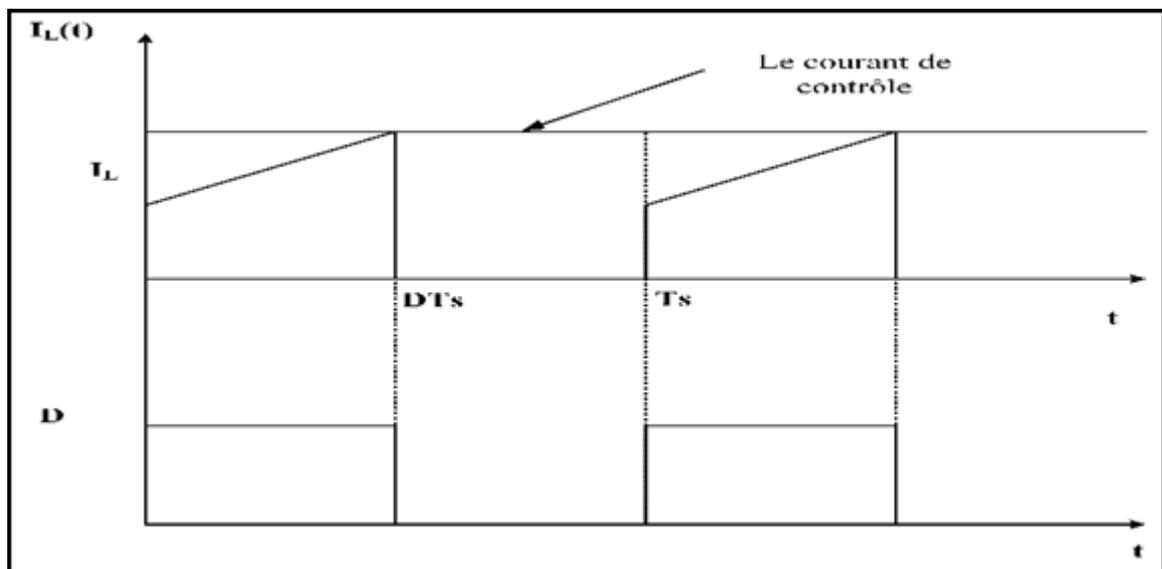


Figure 5.14 Forme des courants d'inductance et de la diode.

### 2.5.2 Modelé dynamique par approche algébrique

Le modèle linéaire du convertisseur boost présenté par l'équation (2.22) et (2.23) s'exprime comme suit [13] :

$$L \frac{di(t)}{dt} = v_g(t) + d(t)V - D'v(t) \quad (2.22)$$

$$C \frac{dv(t)}{dt} = D'i(t) + Id(t) - \frac{v(t)}{R} \quad (2.23)$$

En appliquant la transformation de Laplace aux équations précédentes, en supposant des conditions initiales nulles, on obtient :

$$sLi(s) = v_g(s) + d(s)V - D'v(s) \quad (2.24)$$

$$sCv(s) = D'i(s) - \frac{v(s)}{R} - Id(s) \quad (2.25)$$

Pour faciliter l'analyse, on va poser l'approximation suivante :  $i_L(s) = i_{c0}(s)$

En exploitant cette approximation, il est possible d'établir une relation entre le courant de commande et le rapport cyclique, comme indiqué ci-dessous :

$$sLi(s) = v_g(s) + d(s)V - D'v(s) \quad (2.26)$$

$$d(s) = \frac{sLi(s) - v_g(s) + D'v(s)}{V} \quad (2.27)$$

$$sCv(s) = D'i(s) - \frac{v(s)}{R} - I \frac{sLi(s) - v_g(s) + D'v(s)}{V} \quad (2.28)$$

L'exploitation de ces équations permet de construire un circuit équivalent représentant le modèle linéaire du convertisseur boost. Ce circuit met en relation les ports d'entrée et de sortie du convertisseur,  $sCv(s)$  et le courant du condensateur de sortie,  $i_c(s)$ . Le terme f est représenté sur la figure 2.15 par une source de courant indépendante.

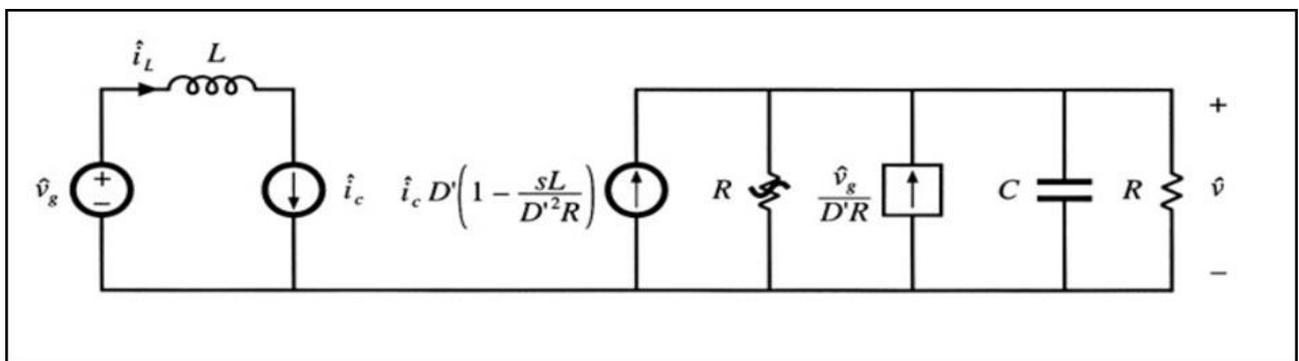


Figure 2.15 Circuit équivalent à deux ports utilisés pour modéliser le Boost.

### 2.5.3 Fonction de Transfert de la boucle externe de la tension

Selon le modèle précédent, on peut déduire les fonctions de transfert nécessaires

pour le contrôle du courant [12] :

La fonction de transfert reliant la tension de sortie au courant de contrôlé  $i_c(s)$

$$G_{vd} = \frac{\tilde{v}}{\tilde{i}_c} = \frac{DR}{2} \frac{\left(1 - s \frac{L}{D^2 R}\right)}{\left(1 + s \frac{RC}{2}\right)} \quad (2.29)$$

$$G_{id} = \frac{2V}{D^2 R} \frac{\left(1 - s \frac{RC}{2}\right)}{\left(1 + s^2 \frac{LC}{D^2} + s \frac{L}{D^2 R}\right)} \quad (2.30)$$

### 2.5.4 Résultats de simulation

Nous allons développer dans cette section les simulations du modelé du convertisseur en boucle fermée. Les paramètres du convertisseur Boost sont :

Grandeurs	$V_g$	C	L	R	F	D	$V_{ref}$
Valeurs	20V	470 $\mu F$	1mh	50ohm	10000	0.5	40,60

Tableau 2.2 Paramètres du convertisseur Boost.

Les figures 2.16 et 2.17 Représentent respectivement la réponse fréquentielle de la fonction de transfert  $G_{id}$  en boucle fermée du convertisseur boost avec et sans réglage.

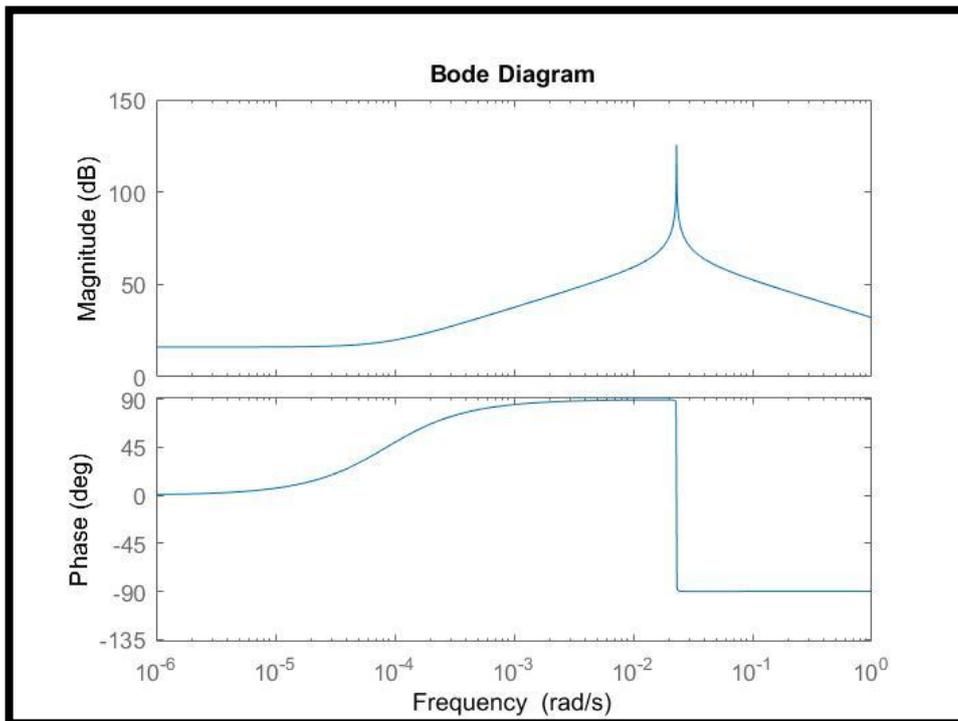


Figure 2.16 Réponse fréquentielle de la fonction de transfert  $G_{id}$  sans réglage

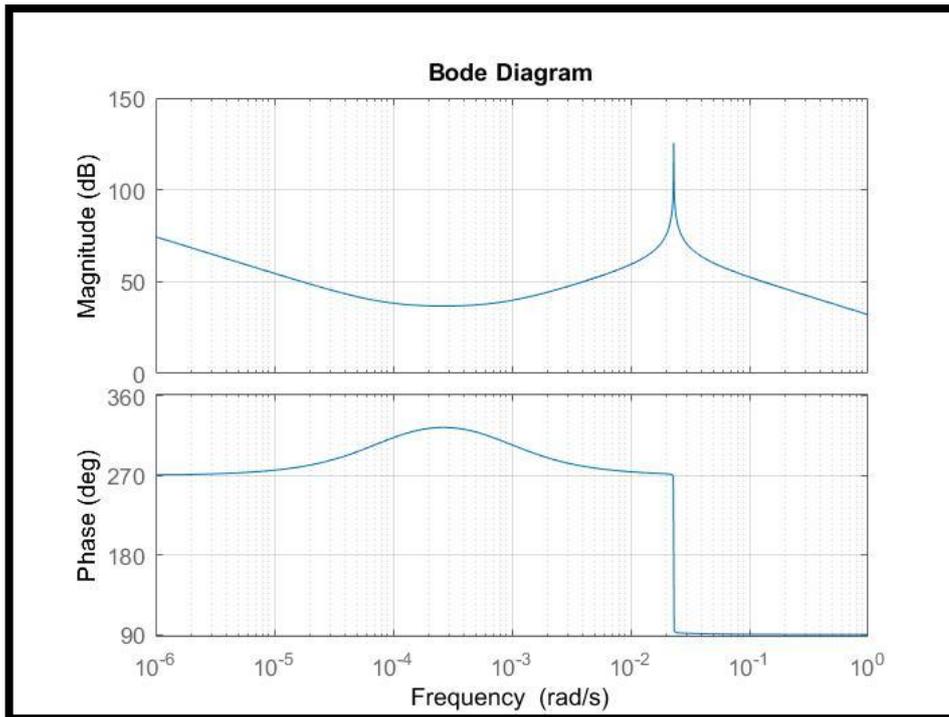


Figure 2.17 Réponse fréquentielle de la fonction de transfert  $G_{id}$  avec réglage

Les figures 2.19 et 2.20 représentent respectivement la réponse fréquentielle de la fonction de transfert  $G_{vd}$  en boucle fermée du convertisseur Boost avec et sans réglage.

Les résultats montrent la réponse fréquentielle de la fonction de transfert en boucle fermée pour la boucle interne et externe, pour la figure 2.16 en considérant le régulateur. On peut constater que le gain de  $T_i$  est égal 1 à la fréquence 10KHz. Donc la région où la fréquence est inférieure au contrôle de la sortie est acceptable.

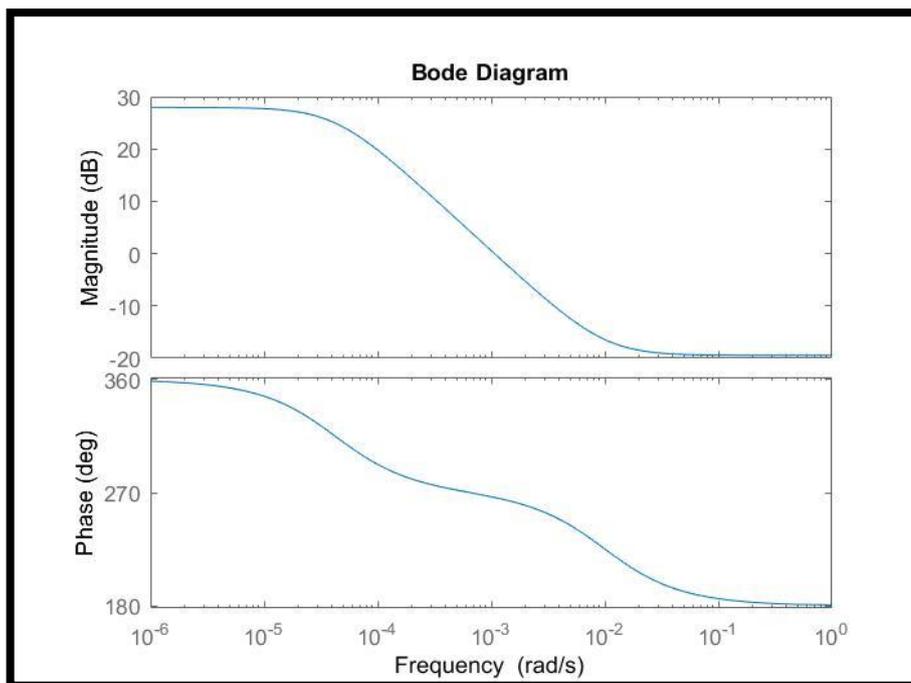
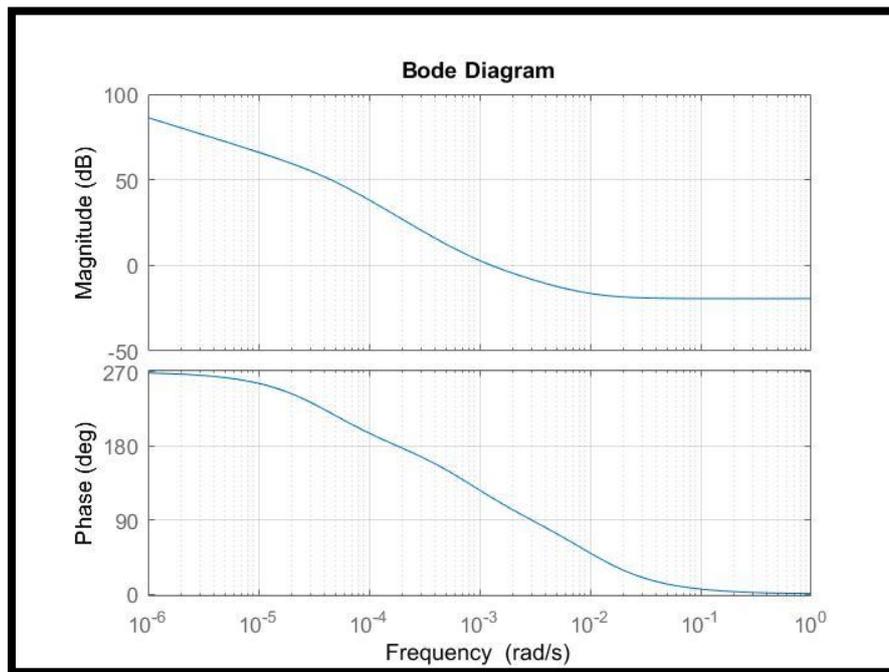


Figure 2.18 Réponse fréquentielle de fonction de transfert  $G_{vd}$  sans réglage.



*Figure 2.19 Réponse fréquentielle de fonction de transfert  $G_{vd}$  avec réglage.*

Afin d'améliorer notre commande et augmenter la fréquence  $f_c$  et assurer une marge de phase (positive), nous allons adopter un régulateur de type PI positionné en cascade dont la Fonction de transfert est égale à  $G(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right)$

Les figures 2.17 (illustrent la réponse fréquentielle de la fonction de transfert  $T_i$  avec régulateur PI. On peut voir clairement que la fréquence  $f_c$  a augmenté ce qui garantit une grande marge de fréquence dont  $T_i \gg 1$  avec une amélioration de la marge de phase qui signe une garantie de la stabilité de notre système.

Les figures 2.20, 2.21 représentent respectivement la réponse temporelle de la tension de sortie et de courant de l'inductance du convertisseur Boost. On peut constater que la tension de sortie suit parfaitement la référence avec une bonne dynamique.

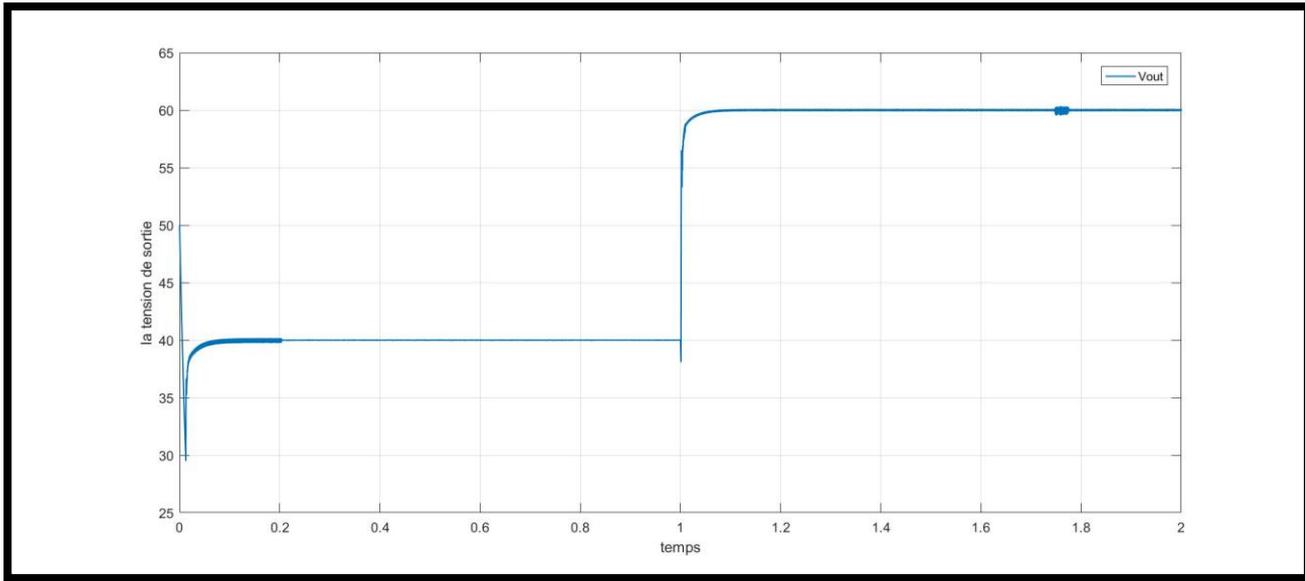


Figure 2.20 – Allure de tension de sortie

Dans la figure 2.20 on voit l’allure de tension de sortie qui suit la tension de référence

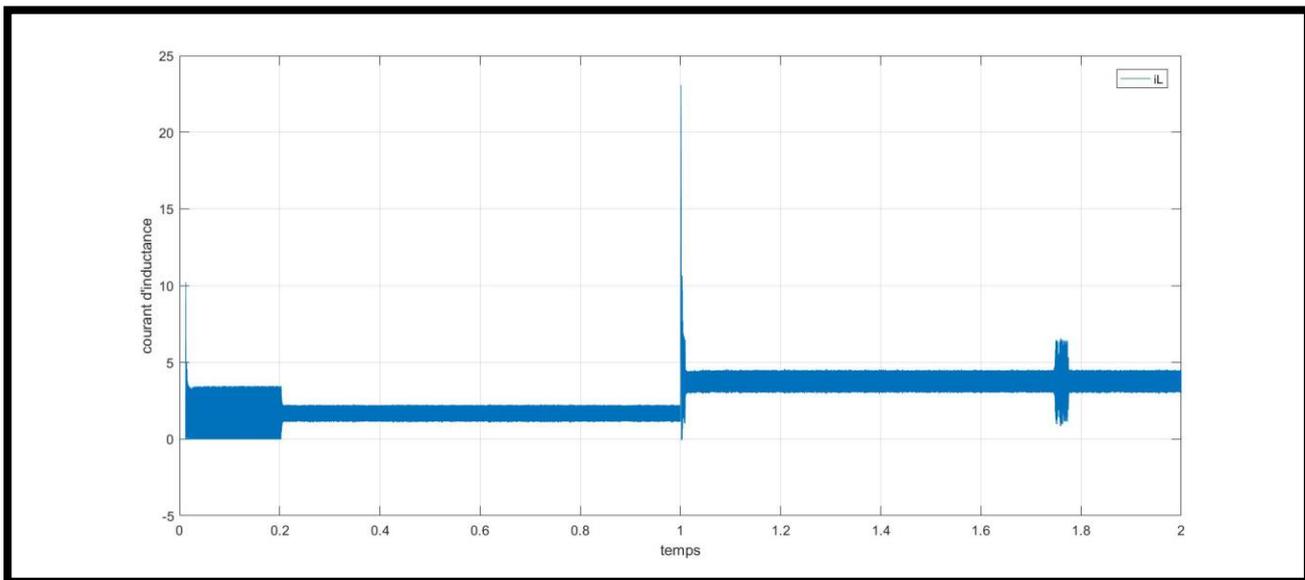


Figure 2.21 – Allure du courant d’inductance

Dans la figure 2.21 l’allure de la courbe  $i_L$  est contrôlable et ne dépasse pas 10A

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation dynamique du convertisseur de Boost dans le mode de conduction continue (CCM). L’idée principale est de développer des modèles linéaires simples permettant de calculer les fonctions de transfert à l’étude du comportement temporel et fréquentiel du boost. On a remarqué que dans le mode de conduction continu et discontinu le régulateur PI a donné de bonnes performances. Dans la suite de ce travail nous allons développer une autre structure de commande qui permet de contrôler le courant et la tension.

# **Chapitre 3**

## **Contrôle non-linéaire du convertisseur Boost**

### 3.1 Introduction

Ce chapitre présente différentes techniques de commande non linéaires du convertisseur boost afin de commander la tension de sortie. Les techniques développées dans ce chapitre sont : commande linéarisée (feedback linearization), backstepping, et mode glissant (sliding mode control) à partir du modèle d'état non-linéaire. Les résultats de simulation montrent les performances de contrôle pour chaque mode.

### 3.2 Modèle d'état

En mode de conduction continue, la dynamique du convertisseur qui est régi par le modèle suivant [14]

#### 3.2.1 Les équations différentielles

$$\begin{cases} \frac{dv_o}{dt} = \frac{i_D}{C} - \frac{i_o}{C} \\ \frac{di_L}{dt} = -\frac{(1-d)}{L}v_o + \frac{V_i}{L} \end{cases} \quad (3.1)$$

Où C, L et d sont les condensateurs, l'inductance et le rapport d'élévation respectivement. Vi, iL, vo, iD et io sont :

Tension d'entrée, courant d'inductance, tension de sortie, diode

Courant et courant de charge, respectivement. Identification de courant de diode

Cela dépend de l'état du transistor Sb. Plus précisément,

Compte tenu de la modélisation moyenne, vous pouvez écrire  $i_D = (1-d)i_L$ . [14]

Et  $i_D = i_L - i_T$ . Produisant

$$\begin{cases} \frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{i_T + i_o}{C} \\ \frac{di_L}{dt} = -\frac{(1-d)}{L}v_o + \frac{V_i}{L} \end{cases} \quad (3.2)$$

L'objectif du contrôle est d'assurer la régulation asymptotique de la tension de sortie vo. Cela signifie que la sortie à régler est  $y = v_o$ ; par conséquent, il n'est pas difficile de vérifier que le degré du système non linéaire ci-dessus est égal à 2. Ainsi, le principal avantage du modèle non linéaire ci-dessus est qu'il ne montre la propriété de phase non minimale du convertisseur de boost, qui facilite la conception du contrôleur de tension. Cependant, en pratique, le courant de charge et le courant  $i_T$  de transistor ne sont pas toujours disponibles pour la mesure directe. Pour tenir compte des incertitudes et des variables inconnues, le modèle ci-dessus peut être réécrit comme [14]

$$\frac{dv_o}{dt} = a i_L + F_1 \delta_1 \quad (3.3)$$

$$\frac{di_L}{dt} = buv_o + F_2\delta_2 + \varphi \quad (3.4)$$

Ou :

$$a = \frac{1}{C}, b = -\frac{1}{L}, u = 1-d, F_1 = -\frac{1}{C}, F_2 = \frac{1}{L}, \varphi = \frac{V_i}{L}$$

### 3.2.2 Conception de contrôle

En définissant  $x_1 = v_o$  et  $x_2 = iL$  le modèle non-linéaire devient : [14]

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x) + F\delta \\ y &\equiv h(x) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Ou

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, f(x) = \begin{bmatrix} ax_2 \\ \varphi \end{bmatrix}, g(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ bx_1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Et

$$\delta = \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} F_1 & 0 \\ 0 & F_2 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

## 3.3 Feedback linearization contrôle

### 3.3.1 Principe de la commande

La linéarisation par rétroaction est une stratégie courante utilisée dans le contrôle non linéaire pour contrôler les systèmes non linéaires. Cette approche consiste à convertir un système de commande non linéaire en un système de commande linéaire équivalent par des changements variables et des entrées de commande appropriées. En particulier, des changements de coordonnées et des entrées de contrôle sont nécessaires pour que la dynamique des coordonnées prenne la forme d'un système de contrôle linéaire et contrôlable. Les étapes clés de la linéarisation avec rétroaction sont :

- Moyenner l'interrupteur autour des points restants : Cette étape consiste à déterminer la valeur moyenne de la tension et du courant autour des points restants.
- Linéarisation du circuit : Cette étape consiste à linéariser le circuit autour des points restants.
- Linéarisation dynamique du circuit : Cette étape consiste à linéariser le circuit en tenant compte de la variation dynamique.
- Détermination de la fonction de transfert du circuit : Cette étape consiste à déterminer la fonction de transfert du circuit utilisé pour concevoir le contrôleur.

L'idée principale de la linéarisation de rétroaction est de déterminer l'entrée de

contrôle qui annule le terme non linéaire à droite de l'équation. Cela vous donne un système transformé où l'état est la sortie et sa dérivée première. L'ordre relatif du système est le nombre de fois que la sortie doit être distinguée avant que l'entrée ne soit explicitement affichée.

### 3.3.2 La loi de commande

Rappelons que l'objectif de contrôle est de réguler la tension de sortie  $v_o$  et le degré relatif est égal au l'ordre du système, un simple contrôle de retour linéarisant peut être utilisé pour assurer la régulation asymptotique de la sortie, un simple contrôle de retour linéarisant peut être considéré comme [14]

$$u = \frac{v - L_f^n h(x)}{L_g L_f^{n-1} h(x)} = \frac{v - L_f^r h(x)}{L_g L_f^{r-1} h(x)} \quad (3.8)$$

$$u = \frac{1}{aby} \left[ K_0 e + K_1 (\dot{y}_{ref} - ax_2) + (\ddot{y}_{ref} - a\varphi) - G\delta \right] \quad (3.9)$$

Où  $e = y_{ref} - y$  est l'erreur de suivi et  $y_{ref}$  est la sortie de référence. Le vecteur  $G$  est donné par

$$G = [K \ 1F \ 1aF \ 2] \quad (3.10)$$

Et la fonction de transfert est donné par :

$$H(s) = \frac{K_0}{s^2 + K_1 s + K_0} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.11)$$

Quand  $K_0 = \omega_n^2$  et  $K_1 = 2\xi\omega_n$

Les paramètres  $\xi$  et  $\omega_n$  représentent le taux d'amortissement et la pulsation naturelle, respectivement ; ils peuvent être sélectionnés en fonction de la réponse transitoire souhaitée. Il est courant de régler le rapport d'amortissement  $\xi = 0,707$ , alors que  $\omega_n$  peut être accordé pour correspondre au temps de décantation souhaité. [14]

### 3.3.3 L'observateur

Pour estimer la quantité du courant  $iT + io$  pour la contrôlée, nous notons que à partir de la fonction de transfert nominal, il s'ensuit que le temps de décantation est approximatif par  $ts \approx 4/\xi\omega_n$ . Si  $ts$  et  $\xi$  avaient été sélectionnés,  $\omega_n$  aurait pu Le calcul a été effectué en utilisant l'approximation du temps de décantation. Du point de vue théorique, le contrôleur ci-dessus peut fournir bonnes performances transitoires et stables, à condition que la perturbation  $\delta$  soit connue. Cependant, en pratique, la perturbation est non disponible pour la mesure, ce qui soulève des préoccupations Ces préoccupations peuvent être En remplaçant le terme  $G\delta$  par son estimation  $z^\wedge$ , où  $z \in R$  est considéré comme une perturbation auxiliaire telle que [14]

$$z = G \delta. \quad (3.12)$$

Et la loi de commande devient

$$u = \frac{1}{aby} \left[ K_0 e + K_1 (\dot{y}_{ref} - ax_2) + (\ddot{y}_{ref} - a\varphi) - \hat{z} \right] \quad (3.13)$$

Pour simplifier la conception de l'observateur, on suppose que  $\delta$  disparaît comme le temps passe à l'infini). Une telle hypothèse est valide puisque les valeurs moyennes des variables d'état sont constantes à l'état d'équilibre. Guidé par cette hypothèse, il peut être supposé que  $z = G\delta$  disparaît à mesure que le temps passe à l'infini. On met  $\mu = [K1 a]$  et multipliez x par  $\mu$  comme suit [14]

$$\begin{aligned} \mu \dot{x} &= K_1 x_1 + ax_2 \\ &= K_1 (ax_2 + F_1 \delta_1) + a (bx_1 u + \varphi + F_2 \delta_2) \\ &= K_1 ax_2 + aby u + a\varphi + G \delta. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Pour répondre au besoin de  $\dot{x}$ , l'observateur ci-dessus peut être mis en œuvre. Montré comme

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\eta}} &= -lK_0 e + laby \Delta u \\ \hat{z} &= \hat{\eta} - lK_1 e - l\dot{y}_{ref} + lax_2 \end{aligned} \quad (3.15)$$

Où  $\eta \in R$  est une nouvelle variable d'état qui satisfait

$$\hat{\eta}(0) = \hat{z}(0) + lK_1 e(0) + l\dot{y}_{ref}(0) - lax_2(0). \quad (3.16)$$

Si  $\eta(0)$  est réglé, le composite contrôleur peut conserver la réponse transitoire nominale, à condition que l'observateur des perturbations soit assez rapide. Il convient de mentionner que la tension de référence  $y_{ref}$  devrait être choisi de telle sorte que le nombre actuel ne dépasse pas le maximum courant admissible pendant les transitoires. Maintenant, en remplaçant  $\hat{z}$ , on peut montrer que [14]

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\eta}} &= -lK_0 e + laby \Delta u \\ u &= \frac{1}{aby} \left[ K_e e - Kax_2 - \hat{\eta} + K\dot{y}_{ref} + \ddot{y}_{ref} - a\varphi \right] \end{aligned} \quad (3.17)$$

### 3.3.4 Schéma bloc de la commande

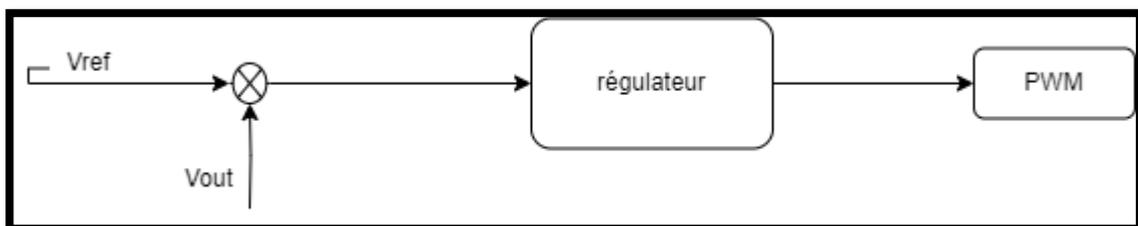


Figure 3.1 – Schéma bloc de la commande (feedback linearization)

### 3.3.5 Modèle Simulink d'observateur

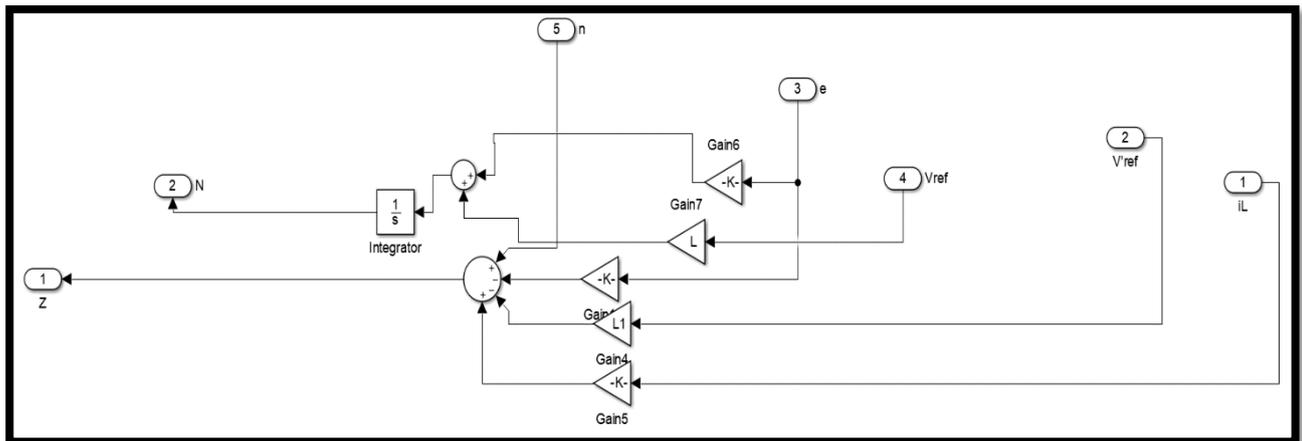


Figure 3.2 – modèle Simulink d'observateur du courant

### 3.3.6 Résultats de simulation

Les paramètres de l'hacheur sont illustrés dans le tableau suivant (pour notre résultat) :

grandeur	$V_i$	$L$	$C$	$R$	$K_1$	$K_2$	$L_1$
Valeur	20v	1e-3	470e-6	50	5800 <sup>2</sup>	1000	1000

Tableau 3.1 – Paramètres de boost. (feedback linearization)

La variation de la tension de sortie :

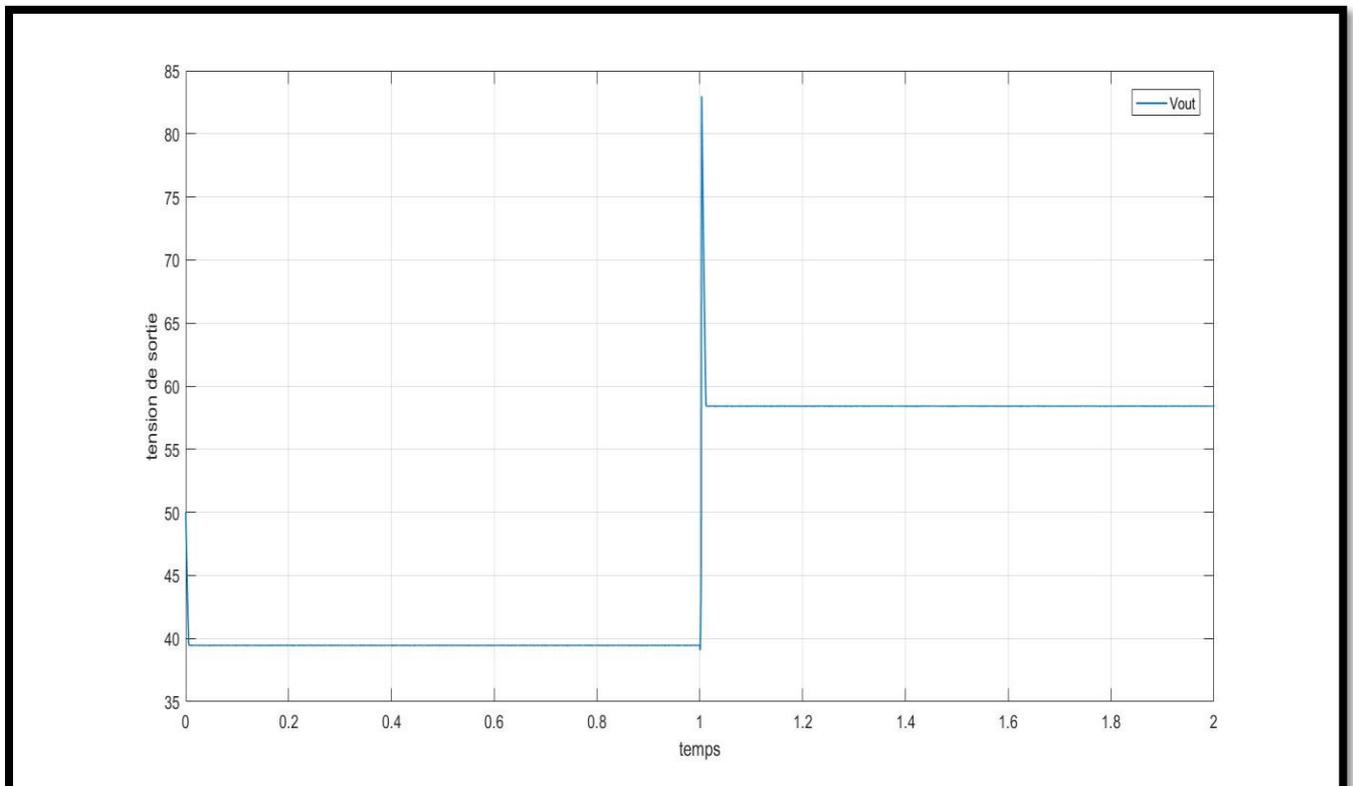


Figure 3.3 - Allure de tension de sortie (feedback linearization)

Dans la figure 3.3 on a vu le résultat de la simulation du convertisseur commandé

par la méthode de contrôle non-linéaire feedback linearization, On remarque que la tension de sortie suit la tension de référence, avec erreur statique très acceptable.

La variation du courant d'inductance  $i_L$  :

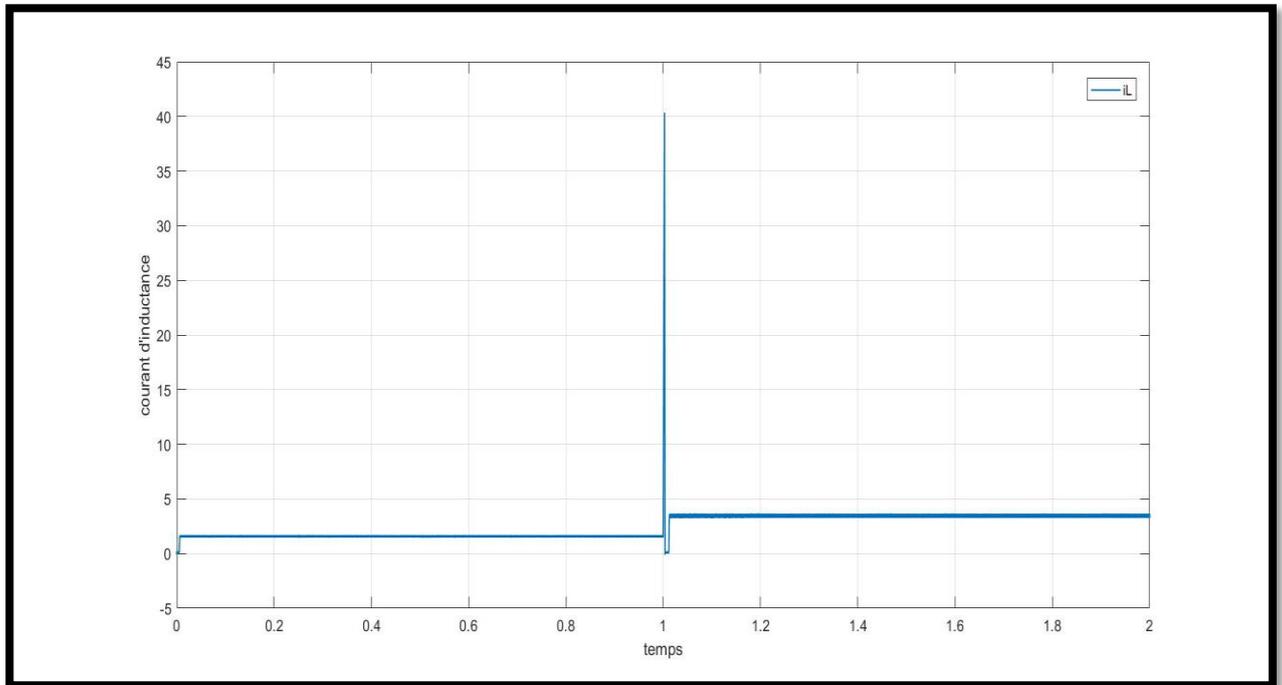


Figure 3.4 - Allure de courant d'inductance (feedback linearization)

Comme l'illustre la figure 3.4, l'évolution du courant dans la bobine suit celle de la tension de sortie, avec l'apparition de pics transitoires lors des changements de la valeur de consigne de tension.

### 3.4 Backstepping contrôle mode

#### 3.4.1 Principe de la commande

Au cours des dernières décennies, plusieurs technologies de contrôle ont été déployées pour stabiliser, réguler et contrôler des systèmes dynamiques linéaires et non linéaires. Dans un système linéaire autonome, il est facile de trouver des fonctions de contrôle de Lyapunov pour les problèmes de stabilité et d'optimisation. Cependant, trouver une fonction de contrôle de Lyapunov appropriée est un problème difficile pour les systèmes de contrôle non linéaires. La méthode de contrôle par pas en arrière est une procédure de conception récursive qui combine la sélection de la fonction de contrôle de Lyapunov avec la conception du contrôleur de rétroaction pour assurer la stabilité asymptotique globale d'un système de rétroaction strict. La méthode de contrôle actif par pas en arrière est un outil pratique pour surmonter les limites de l'approche de linéarisation par rétroaction dans la littérature de contrôle. La méthode de contrôle pas à pas de blocage est une méthode générale de contrôle pas à pas qui est plus applicable dans la littérature de contrôle. La méthode de contrôle adaptatif par pas en arrière est une forme modifiée de la méthode de contrôle par pas en arrière qui utilise des estimations de paramètres inconnus dans le système. La méthode de contrôle pas à pas robuste est une technique de pas à pas efficace pour les systèmes de contrôle avec

incertitude.[15]

### 3.4.2 La loi de commande

$$\text{On à } e_1 = v_{ref} - v_o \quad (3.18)$$

Et la fonction de Lyapunov candidate est défini comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (3.19)$$

Alors que la dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ \dot{V}_1 &= e_1 (\dot{v}_{ref} - \dot{v}_o) \\ \dot{V}_1 &= e_1 \left( \dot{v}_{ref} - \frac{i_L}{C} - \frac{i_T + i_o}{C} \right) \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\text{Et posant la dérivée de la fonction } \dot{V}_1 = -K_1 e_1^2 \quad K_1 > 0$$

Donc la loi de commande de commande est donnée par :

$$\begin{aligned} -K_1 e_1^2 &= e_1 \left( \dot{v}_{ref} - \frac{i_L}{C} - \frac{i_T + i_o}{C} \right) \\ -K_1 e_1 &= \dot{v}_{ref} - \frac{i_L}{C} - \frac{i_T + i_o}{C} \\ i_{Lref} &= \left( \dot{v}_{ref} - \frac{i_T + i_o}{C} + K_1 e_1 \right) \times C \end{aligned} \quad (3.21)$$

Et soit l'erreur définit par

$$e_2 = i_{Lref} - i_L \quad (3.22)$$

Et soit la fonction Lyapunov candidate  $V_2$  tel que :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_2^2 \quad (3.23)$$

Alors que la dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_2 \dot{e}_2 \\ \dot{V}_2 &= e_2 (\dot{i}_{Lref} - \dot{i}_L) \\ \dot{V}_2 &= e_2 \left( \dot{i}_{Lref} - \left( -\frac{u}{L} v_o + \frac{v_i}{L} \right) \right) \end{aligned} \quad (3.24)$$

Et posant la dérivée de la fonction

$$\dot{V}_2 = -K_2 e_2^2 \quad K_2 > 0 \quad (3.25)$$

Alors

$$-K_2 e_2^2 = e_2 \left( \dot{i}_{Lref} - \left( -\frac{u}{L} v_o + \frac{v_i}{L} \right) \right)$$

(3.26)

$$u = \left( -\dot{i}_{Lref} + \frac{v_i}{L} - K_2 e \right) \frac{L}{v_o} \quad (3.27)$$

### 3.4.3 Schéma bloc de la commande

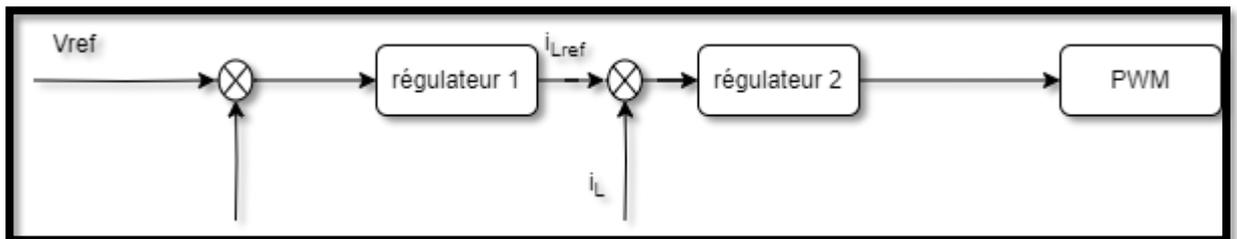


Figure 3.5 – Schéma bloc de la commande (backstepping)

### 3.4.4 Résultats de simulation

Les paramètres de l'hacheur sont illustrés dans le tableau suivant (pour notre résultat)

:

Grandeur	Vi	L	C	R	K1	K2	L1
Valeur	20v	1e-3	470e-6	50	80^2	10000	1000

Tableau 3.2 – Paramètres de boost. (backstepping)

La variation de la tension de sortie :

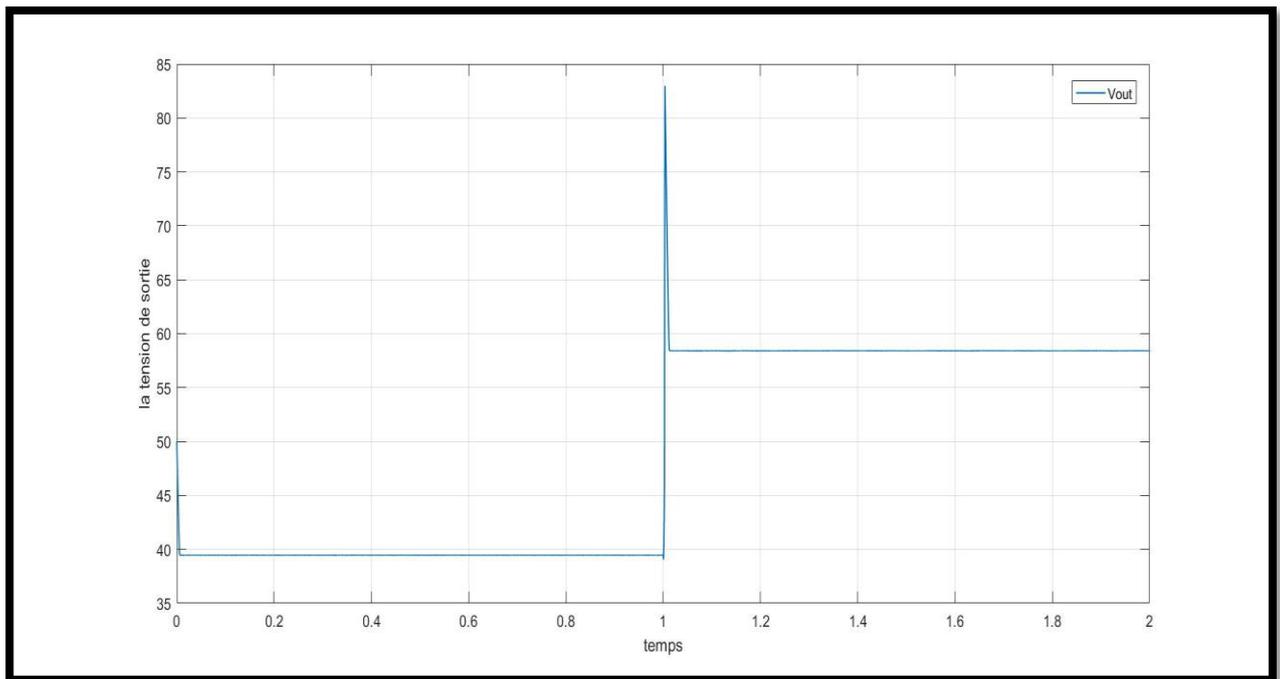


Figure 3.6 - Allure de tension de sortie (backstepping)

La figure 3.6 montre le résultat de simulation du convertisseur contrôlé par la méthode de contrôle non linéaire (backstepping). Notez que la tension de sortie est identique à la tension de référence, une apparition de pics au niveau de changement de tension de référence.

La variation du courant d'inductance  $i_L$  :

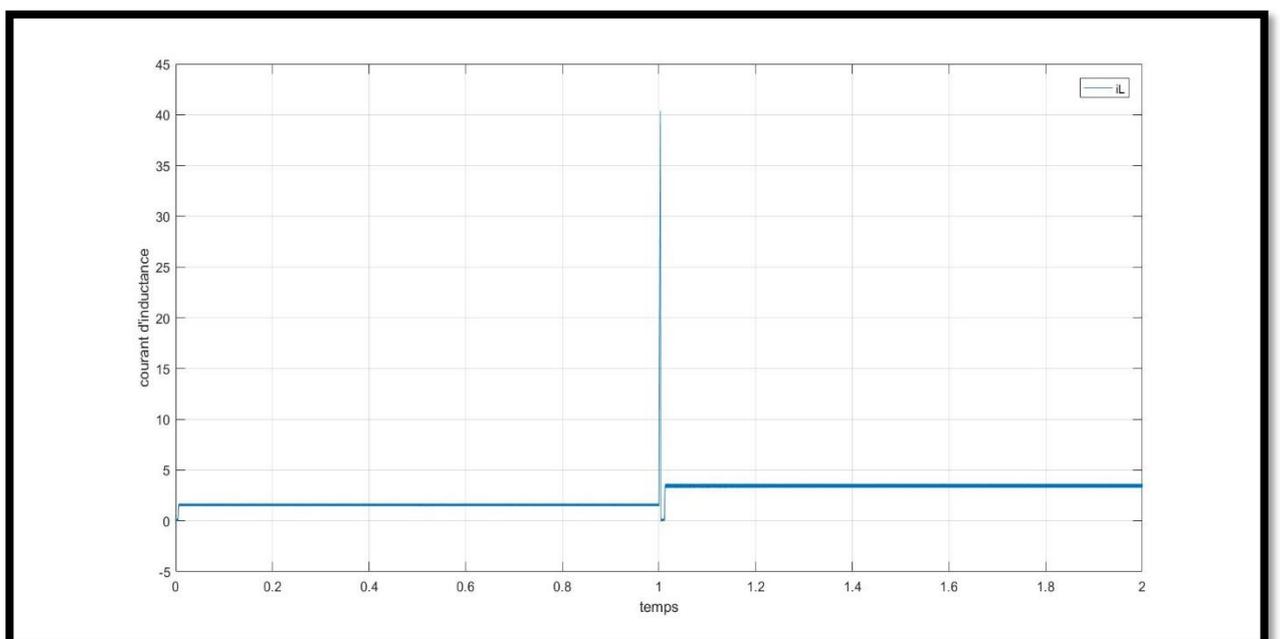


Figure 3.7 - Allure de courant d'inductance (backstepping)

La figure 3.7 montre que le courant de la bobine dépend de la tension de sortie avec

une apparition de pics aux moments de transition de la valeur de la tension désirée. 3.5

### 3.5 Contrôle par mode glissant

#### 3.5.1 Principe de la commande

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. [16]

Parmi les propriétés des modes glissants :

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

#### 3.5.2 La loi de commande

À partir de loi de la surface de slotine :

Quand :

$$\begin{aligned} \dot{y} &= ax_2 + F_1 \delta_1 \\ \ddot{y} &= abx_1 u + a\varphi + F_1 \dot{\delta}_1 \end{aligned} \quad (3.28)$$

On a :

$$S = \left( \lambda + \frac{d}{dt} \right)^{r-1} e \quad (3.29)$$

$$S = \lambda e + \dot{e}$$

$$\dot{S} = \lambda \dot{e} + \ddot{e}$$

$$\dot{S} = \lambda (\dot{y} - \dot{y}_{ref}) + (\ddot{y} - \ddot{y}_{ref})$$

$$\dot{S} = abx_1 u + a\varphi + F_1 \dot{\delta}_1 - \ddot{y}_{ref} + \lambda (x_1 - y_{ref}) \quad (3.30)$$

Avec  $\dot{S} = 0$  :

$$u = \frac{1}{abx_1} \left[ -a\varphi - F_1 \dot{\delta}_1 + \ddot{y}_{ref} - \lambda (x_1 - y_{ref}) \right] - k \text{sign}(s)$$

(3.31)

### 3.5.3 Schéma bloc de la commande

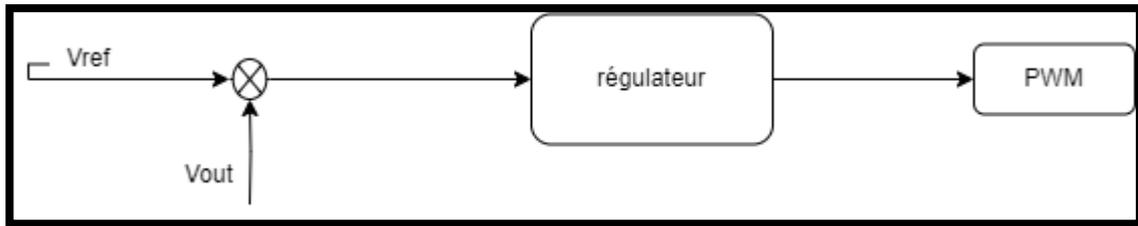


Figure 3.8 – Schéma bloc de la commande (mode glissant)

### 3.5.4 Résultats de simulation

Les paramètres de l'hacheur sont illustrés dans le tableau suivant (pour notre résultat) :

grandeur	$V_i$	L	C	R	K	K1	K2	$\lambda$
Valeur	20v	1e-3	470e-6	50	0.25	10	1	1000

Tableau 3.3 – Paramètres de boost. (mode glissant)

La variation de la tension de sortie :

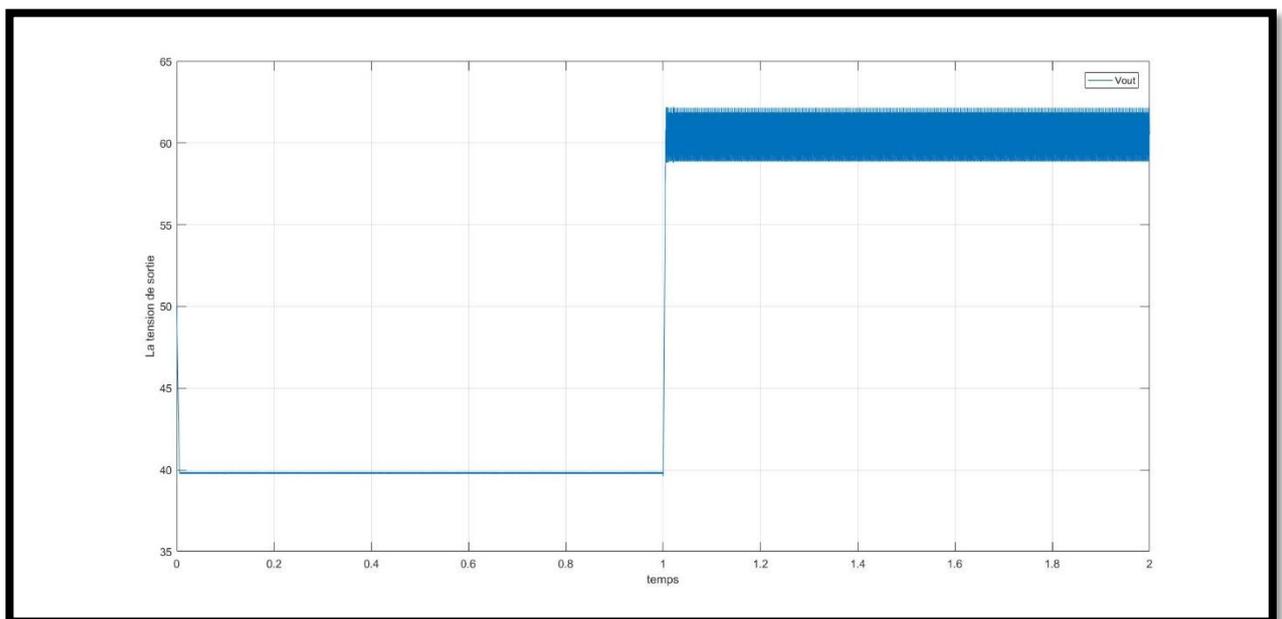


Figure 3.9 - Allure de tension de sortie (mode glissant)

La figure 3.9 affiche le résultat de simulation du convertisseur contrôlé par la méthode de contrôle non linéaire (mode glissant). Dans la tension de 40V on note une très bonne réponse, et qu'on a changé la tension de référence à 60V la tension de sortie oscille sur une valeur moyenne de 60V, il n'y a pas d'apparition de pics dans le moment de changement.

La variation du courant d'inductance  $i_L$  :

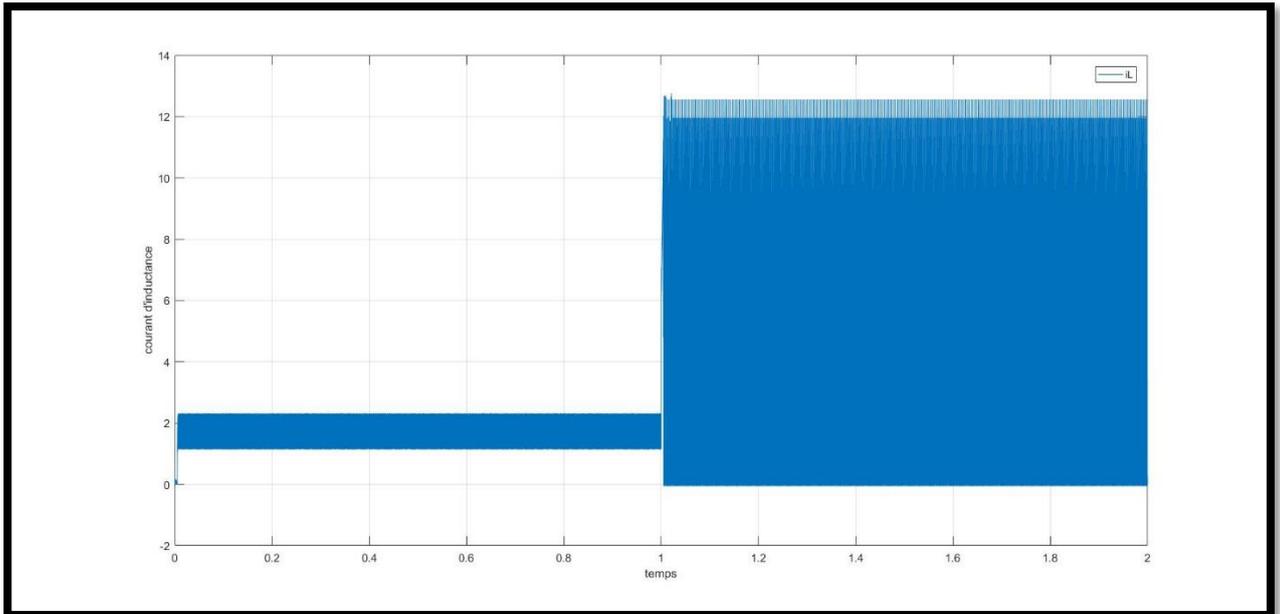


Figure 3.10 - Allure de courant d'inductance (mode glissant)

La figure 3.10 affiche l'allure du courant d'inductance, Qui montre que la commande en mode glissant est efficace pour réguler le courant d'inductance d'un convertisseur boost.

### 3.6 Test de robustesse

Dans cette partie nous allons faire un test pour toutes les commandes que nous avons évoquées auparavant.

Nous allons changer la résistance interne d'inductance,  $R_L=0.4\text{ohm}$ .

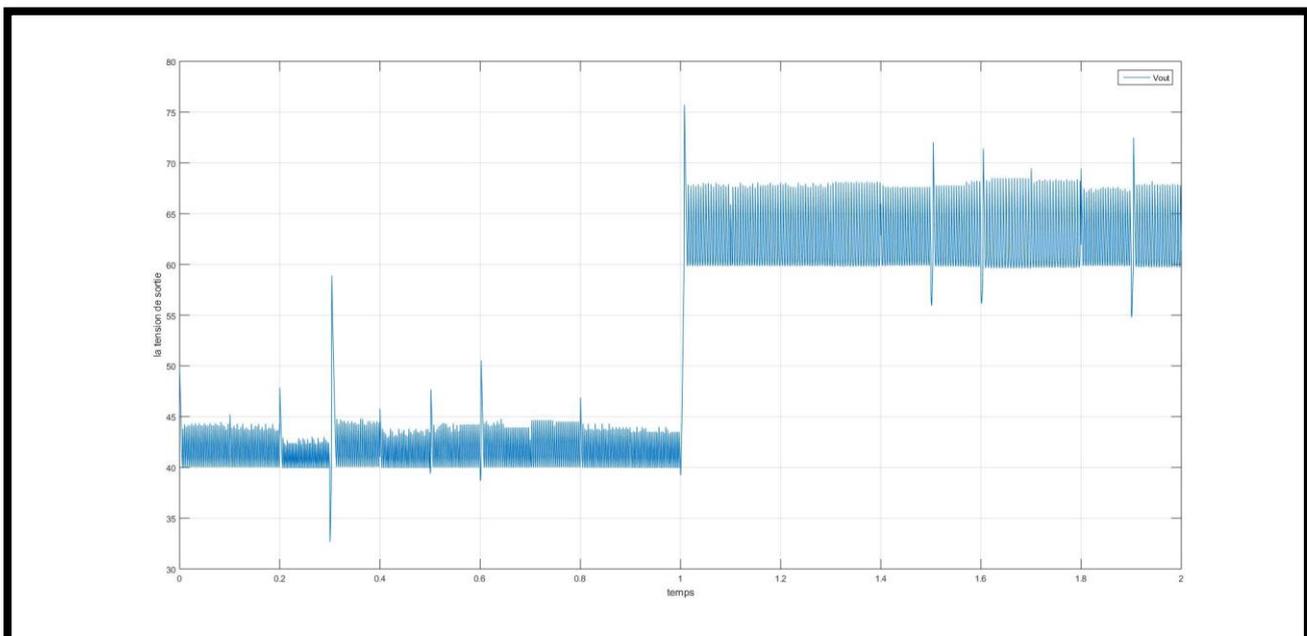
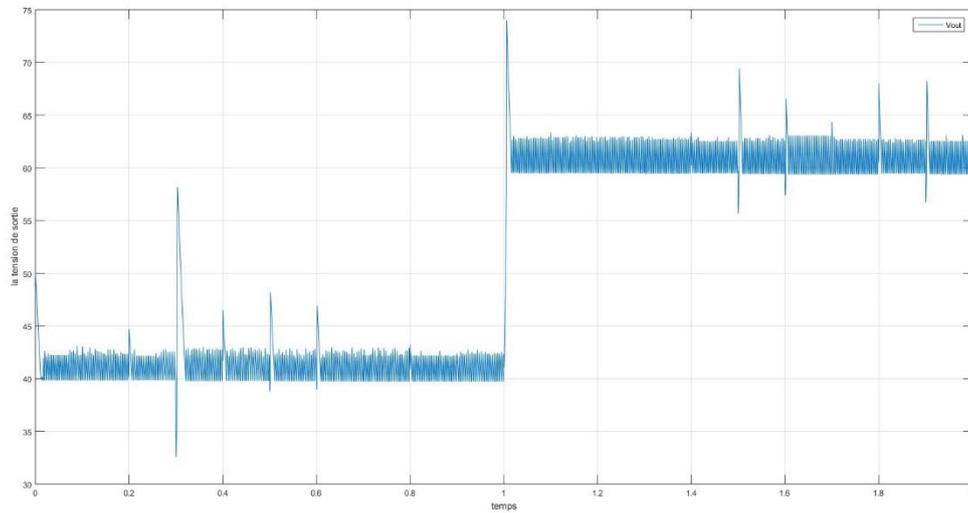


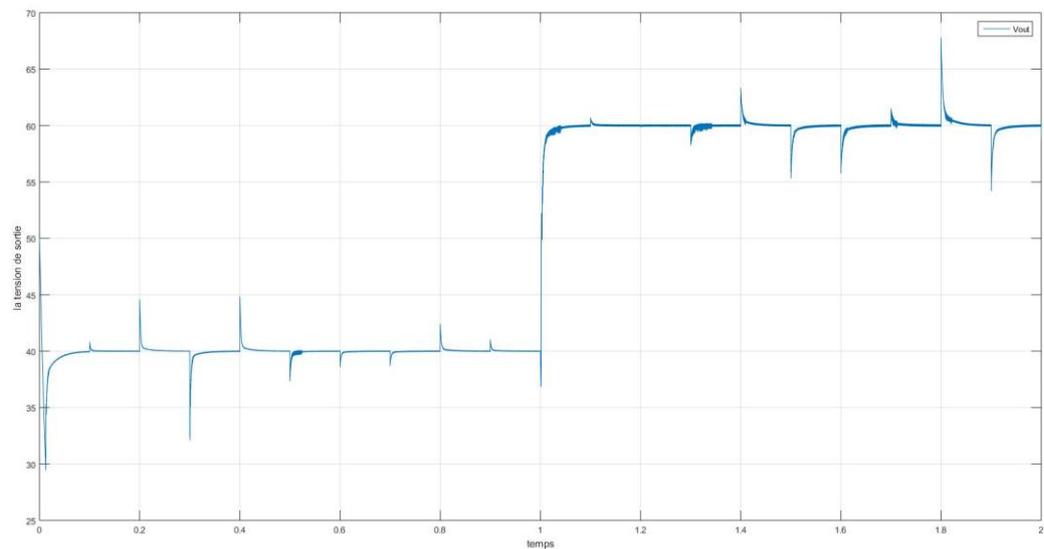
Figure 6.11 la tension de sortie avec changement de résistance d'inductance commande par backstepping.

La figure 3.15 affiche la tension de sortie du convertisseur qui suit la tension de référence, avec un bavarder élever et pic non désire, et on n'a pas une apparition de transition.



*Figure 3.12 la tension de sortie avec changement de résistance d'inductance commande par feedback.*

La figure 3.12 reprenant la tension de sortie du convertisseur avec un changement dans la résistance interne d'inductance. Elle suit la tension de référence avec un braver.



*Figure 3.13 la tension de sortie avec changement de résistance d'inductance commande par CPM*

La figure 3.13 affiche la tension de sortie du convertisseur avec des pics acceptables.

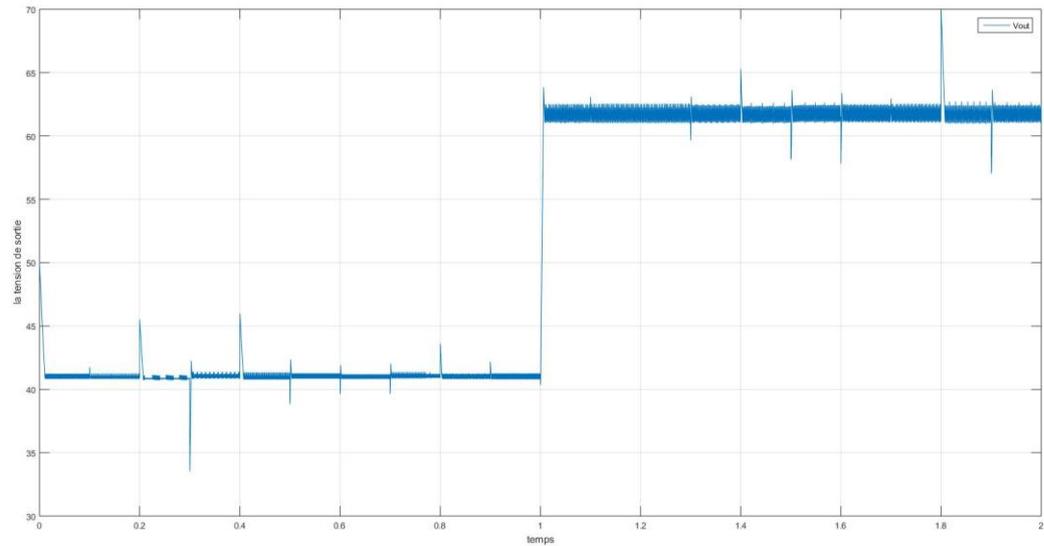


Figure 3.14 la tension de sortie avec changement de résistance d'inductance commande par mode glissant.

La figure 3.15 la tension de sortie qui suit la tension de référence, et qui donne un très bon allure avec un erreur statique acceptable.

Tout d'abord nous allons ajouter un signal de bruit (noise signal) a la tension de sortie  $V_{out}$ . L'énergie de bruit=0.5

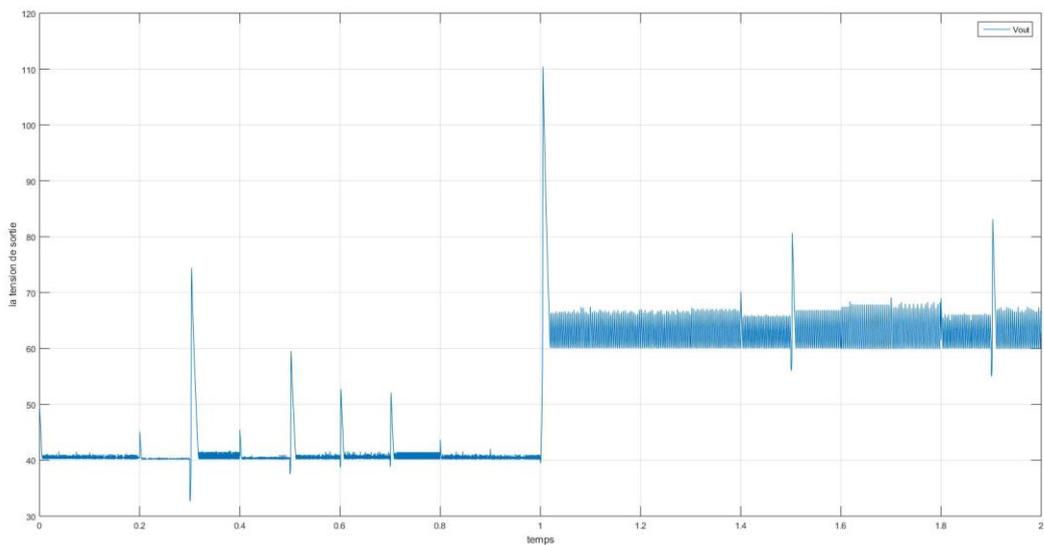
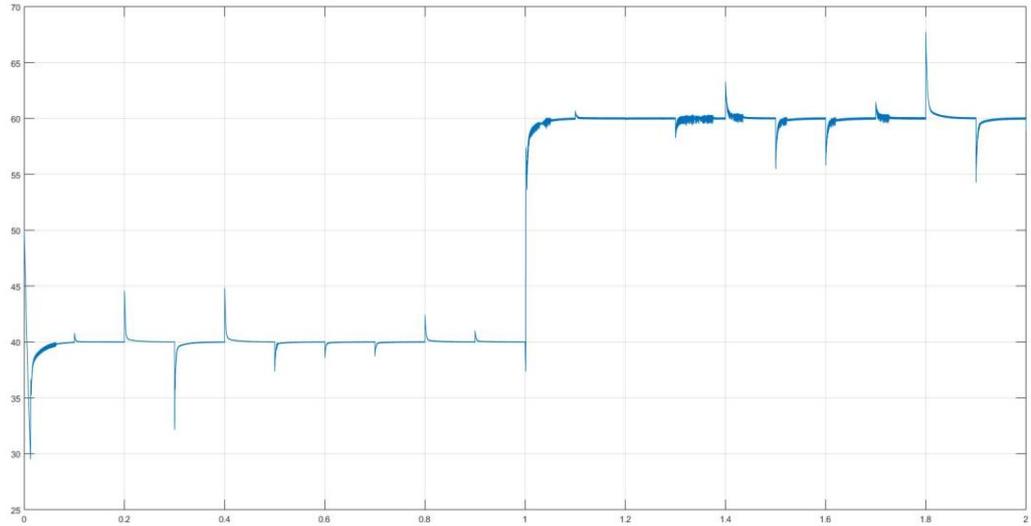


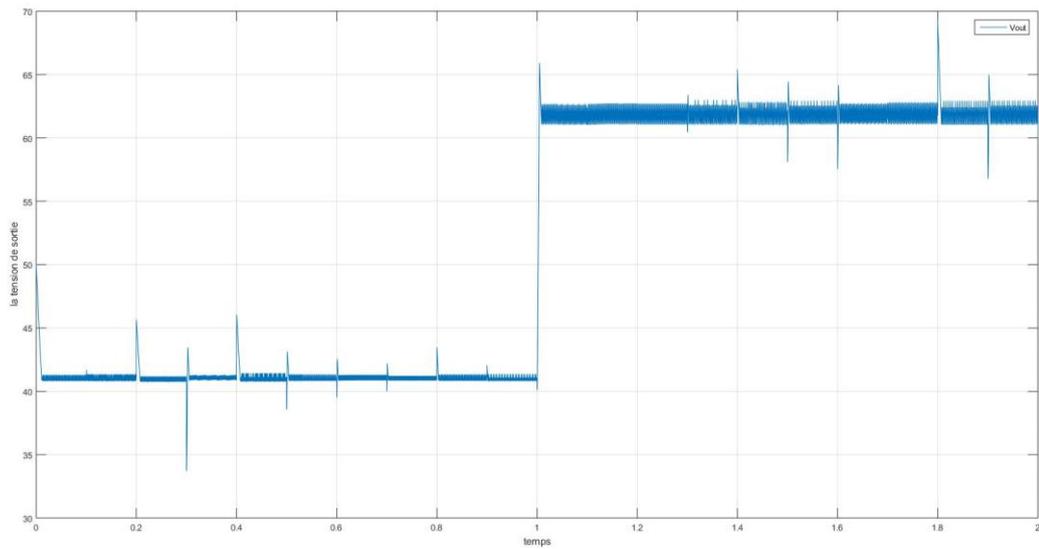
Figure 3.15 le résultat de simulation avec perturbation de backstepping

La figure 3.15 montre la tension de sortie du convertisseur qui suit la tension désire, avec apparition abondant la commande.



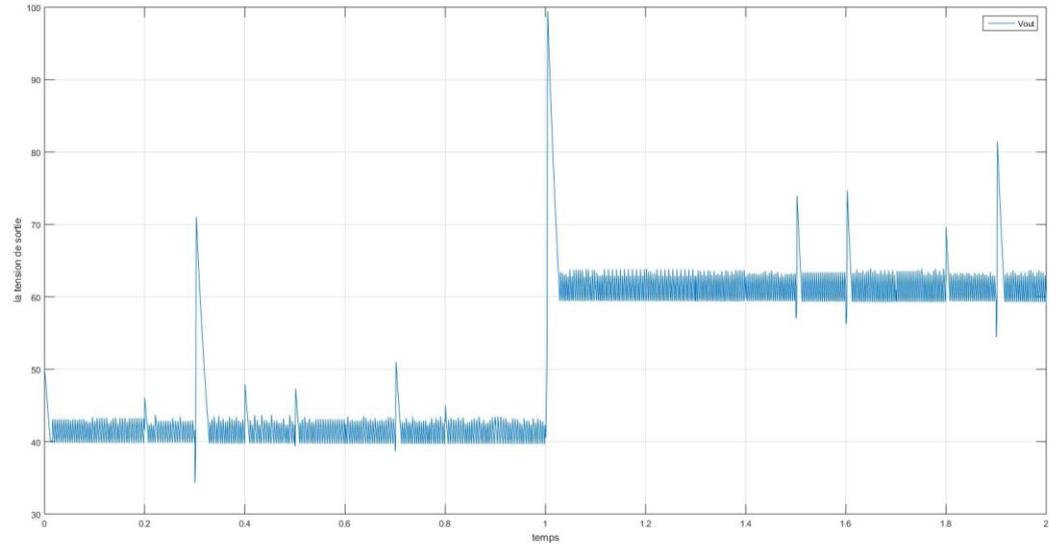
*Figure 3.16 La tension de sortie avec perturbation de CPM*

La figure 3.16 montre la tension de sortie du convertisseur boost avec signal de perturbation, la tension garde la stabilité avec des pic ne dépassent pas le 4V.



*Figure 3.17 La tension de sortie avec perturbation de mode glissant*

La figure 3.17 montre la tension de sortie qui suit la tension de référence avec une erreur de gain acceptable et un pic non désire pendant la régulation.



*Figure 3.18 La tension de sortie avec perturbation de feedback*

Dans la figure 3.18 on observe la tension commande qui suit la tension de référence avec un bavardier (chattering) ne dépasse pas le 4V pendant la régulation et des pics non désirés.

### 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons commandé ce système non linéaire par les techniques de contrôle non linéaire.

L'approche de contrôle non linéaire fournit des outils puissants pour le contrôle de systèmes dynamiques complexes. Le choix de la bonne approche dépend des exigences spécifiques de l'application et nécessite une analyse approfondie du système et un compromis entre les différentes performances de contrôle.

A la fin nous allons faire le test de robustesse est les commandes donner des résultats très bonnes et la commande de mode glissant et backstepping marque une robustesse énorme et très bon performance par rapport à les autres méthodes.

# Conclusion générale

L'objectif de ce travail porte sur l'étude et la validation de la commande d'un convertisseur DC-DC élévateur (boost) par les méthodes linéaires et les méthodes non linéaire dans le mode de conduction continu. Ce contrôle est basé sur le réglage de la tension de sortie tout en contrôlant le courant.

Dans le premier chapitre nous avons donné une description générale sur les convertisseurs DC-DC, puis on a parlé de comment le convertisseur boost fonctionne.

Dans le deuxième chapitre nous avons commencé par la modélisation après on a vu le modèle statique, basant sur ce modèle on obtient le modèle dynamique ensuite on calcule la fonction de transfert pour étudier le comportement temporel et fréquentiel du convertisseur. Dans la première méthode de commande on passe par le régulateur de tension par un régulateur PI (proportionnel intégrateur). Dans la deuxième méthode connue sous le nom de peak mode control qui a réglé la tension de sortie et le courant d'inductance après on a commencé par développer un nouveau modèle dynamique puis calculer deux régulateurs PI un pour la tension et l'autre pour le courant. Les résultats de simulation obtenus montrent les performances du réglage.

Dans le troisième chapitre, on a appliqué plusieurs techniques de commande non linéaire (feedback, backstepping, mode glissant) sur le convertisseur boost. Après nous avons eu un test de robustesse.

Les résultats de la simulation ont montré que les techniques de commande non linéaires présentent des performances positives, telles qu'un temps de réponse rapide, une suppression des oscillations sur les signaux de courant et une erreur statique acceptable. Cela assure une robustesse satisfaisante face aux fluctuations de la tension de référence du système à contrôler, assurant ainsi un suivi précis de la consigne de référence.

## Bibliographie

- [1](Luo, Ye, & Lin, 2015 [<https://dictionnaire.reverso.net/francais-definition/non+valide>]  
[<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780123820365000136>])
- [2] (Jiang & Ahmed, 2019 [<https://ieeexplore.ieee.org/xpl/RecentIssue.jsp?punumber=6245517>])
- [3](Qazizadeh & Moallem, 2020  
[<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117310857>])
- [4](Kaloia & Zia, 2023  
[[https://www.mdpi.com/journal/energies/special\\_issues/dcdc\\_converter\\_tech\\_appl\\_optimization](https://www.mdpi.com/journal/energies/special_issues/dcdc_converter_tech_appl_optimization)])
- [5](Wang, Li, & Cheng, 2022 [<https://www.mdpi.com/2077-1312/11/3/512>])
- [6](Patel & Oruganti, 2021 [<https://www.mdpi.com/si/145031>])
- [7](Qazizadeh & Moallem, 2020  
[<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117310857>])
- [8](Jiang & Ahmed, 2019 [<https://ieeexplore.ieee.org/xpl/RecentIssue.jsp?punumber=6245517>])
- [9] L. Guo, Design and implementation of digital controllers for buck and boost converters using linear and nonlinear control methods ,PhD Thesis, 2006.
- [10] D, SAID & B, LITICIA, 2011 [<https://theses-algerie.com/1425116138872003/autre/universite-mouloud-mammeri---tizi%20ouzou/commande-synerg%C3%A9tique-d-x27-un-convertisseur-statique>]
- [11] B, M. &. (2016). Univ-Biskra.
- [12] MAKSIMOVIC, R. W. (2007). *Fundamentals of power electronics* . Springer Science & Business Media.
- [13] KHANFAR, M. G. (2017). *Etude et conception d'un r'egulateur DC-DC par arduino*. Tiaret: Ibn khaldoun.
- [14]R.W.ERICKSON ET D. MAKSIMOVIC, *Fundamentals of power electronics*. Disturbance-Observer-Based Feedback Linearization Control for Stabilization and Accurate Voltage Tracking of a DC–DC Boost Converter
- [15] Vaidyanathan, S., & Azar, A. T. (2021). Backstepping Control of Nonlinear Dynamical Systems.
- [16] J,J,E, Slotine and J,A, Coetsee, « Adaptive sliding controller synthesis for non-linear systems» , Int,J, Control, N°6,p,1631-1651, 1986,

## Résumé :

Ce mémoire porte sur la modélisation, la commande et la conception d'un convertisseur DC-DC boost en mode de conduction continue (CCM). L'objectif est de développer un système de simulation pour piloter la tension de sortie et le courant de l'inductance du convertisseur, en explorant des techniques de commande non linéaire. Le travail est structuré en trois parties, dans la première partie nous avons modélisé et développé un modèle linéaire du convertisseur boost après on a produit la commande linéaire du convertisseur boost Commande basée sur la simulation, après nous avons commandé par mode de courant maximal (peak mode control), les performances des correcteurs linéaires montrent dans les résultats. Ensuite, nous appliquons les commandes non linéaires du convertisseur boost (feedback control, backstepping, mode glissant), nous avons avoir un test de robustesse pour chaque méthode, pour évaluer les performances des techniques de commande non linéaire. Enfin, l'analyse des résultats de simulation obtenus ont montré la validité et l'efficacité du système de commande.

## Abstract:

This thesis deals with the modeling, control and design of a DC-DC boost converter in continuous conduction mode (CCM). The objective is to develop a simulation system to control the output voltage and the inductance current of the converter, by exploring nonlinear control techniques. The work is structured in three parts, in the first part we modeled and developed a linear model of the boost converter after we produced the linear control of the boost converter Command based on simulation, after we controlled by mode of maximum current (peak mode control), the performances of linear correctors show in the results. Then we apply the nonlinear commands of the boost converter (feedback control, backstepping, sliding mode), we have a robustness test for each method, to evaluate the performance of nonlinear control techniques. Finally, the analysis of the obtained simulation results showed the validity and efficiency of the control system.

## ملخص:

تتناول هذه الأطروحة نمذجة وتحكم وتصميم محول تعزيز DC-DC في وضع التوصيل المستمر (CCM) الهدف هو تطوير نظام محاكاة للتحكم في جهد الإخراج وتيار الوشيعة للمحول، من خلال استكشاف تقنيات التحكم غير الخطية. تم هيكلة العمل في ثلاثة أجزاء، في الجزء الأول قمنا بنمذجة وتطوير نموذج خطي لمحول التعزيز بعد أن أنتجنا التحكم الخطي في محول التعزيز بناءً على المحاكاة، بعد أن تحكمتنا في وضع التيار الأقصى (peak mode control)، تظهر أداء المصححات الخطية في النتائج. ثم نطبق الأوامر غير الخطية لمحول التعزيز (feedback linearization، backstepping، mode glissant) ولدينا اختبار متانة لكل طريقة، لتقييم أداء تقنيات التحكم غير الخطية. أخيرًا تحليل نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها صحة وكفاءة نظام التحكم.