



الجمهورية الجزائرية  
الديمقراطية  
الشعبية



Republique Algerienne Democratique Et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث  
العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي  
التبسي- تبسة

Université Larbi Tébessi- Tébessa –

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de genie électrique

## MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de Master Académique**

**En : Automatique**

**Spécialité : Automatique et systèmes**

**Par : MERAMRIA Ayoub  
HAMMA Redouane**

**Sujet**

# Commande des Convertisseurs DC-DC par Mode Glissant

Présentée et évaluée par :

M. LOUDJANI Abdelhak  
M. AMIEUR Toufik  
M. LEMITA Abdallah

MAA  
MCA  
MAA

Président  
Rapporteur  
Examineur

*Promotion : 2020/2021*

# *Remerciements*

## *Remerciements*

*Nos premiers remerciements à Dieu, " الله", pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a accordées pendant toutes ces années d'étude des langues et qui nous ont permis d'arriver là où nous en sommes maintenant.*

*Nous remercions chaleureusement **Mr. AMIEUR Toufik** d'avoir accepté notre supervision, pour sa gentillesse, sa disponibilité, ses conseils, ses conseils et sa contribution générale au développement de ce travail.*

*Nous remercions les membres du jury spécialement la Président **M. LOUDJANI Abdelhakim** et l'Examineur **M. LEMITA Abdallah** d'avoir accepté de juger cette mémoire.*

*Nos remerciements également à tous les enseignants de l'Institut des sciences et technologies.*

*Enfin, nous tenons à exprimer notre gratitude et notre gratitude à toutes les personnes qui nous ont aidés et encouragés dans les moments difficiles et qui nous ont donné la force et la volonté de continuer à mener à bien cet humble travail.*

**REDOUANE, AYOUB**

# Dédicaces



# Dédicaces

*Je dédié ce modeste travail :*

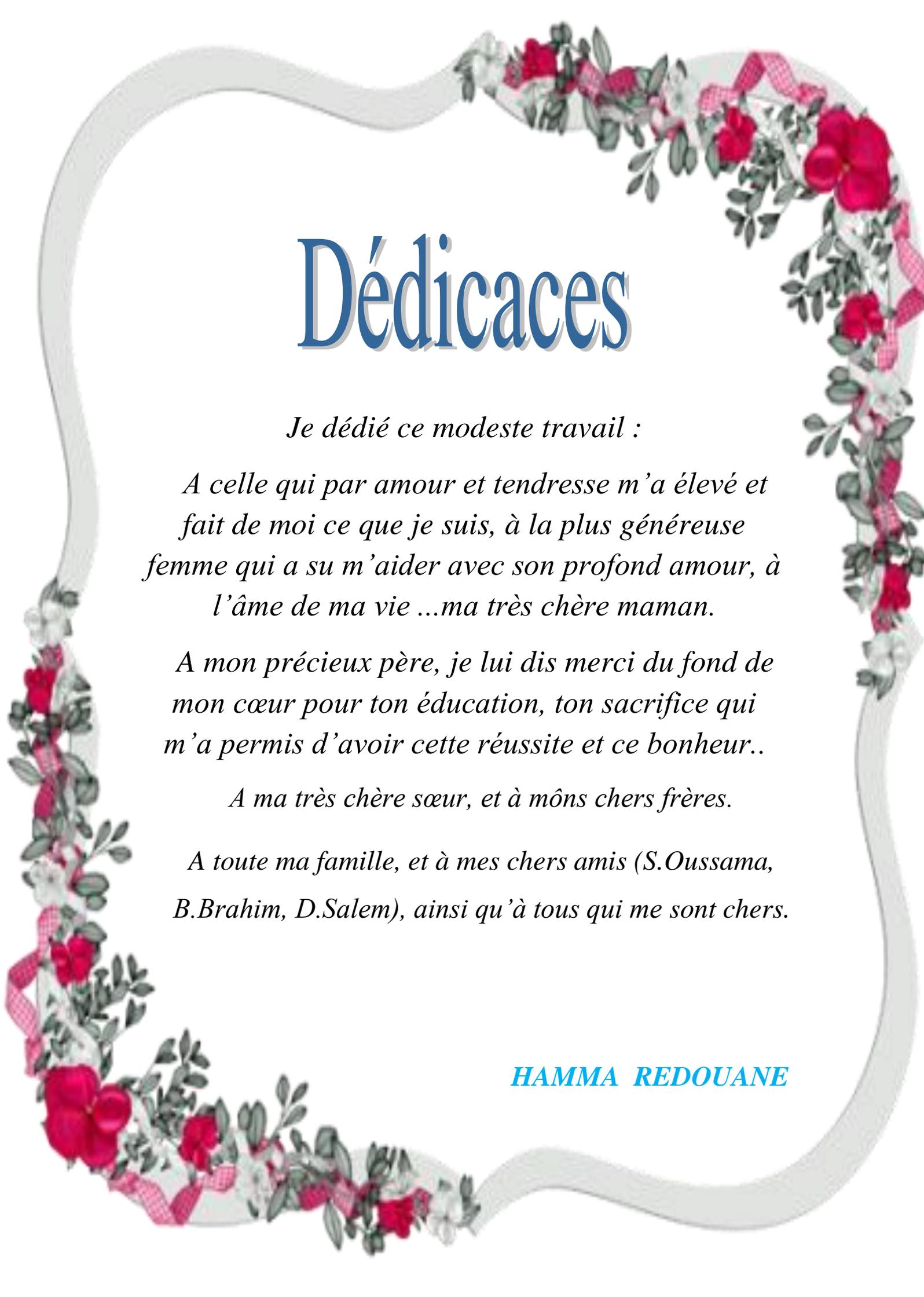
*A celle qui par amour et tendresse m'a élevé et fait de moi ce que je suis, à la plus généreuse femme qui a su m'aider avec son profond amour, à l'âme de ma vie ...ma très chère maman.*

*A mon précieux père, je lui dis merci du fond de mon cœur pour ton éducation, ton sacrifice qui m'a permis d'avoir cette réussite et ce bonheur.*

*A mes chers frères et sœurs.*

*A toute ma famille, et à mes chers amis (B.Brahim, A.Fares, D.Salem), ainsi qu'à tous qui me sont chers.*

**MERAMRIA AYOUB**



# Dédicaces

*Je dédié ce modeste travail :*

*A celle qui par amour et tendresse m'a élevé et fait de moi ce que je suis, à la plus généreuse femme qui a su m'aider avec son profond amour, à l'âme de ma vie ...ma très chère maman.*

*A mon précieux père, je lui dis merci du fond de mon cœur pour ton éducation, ton sacrifice qui m'a permis d'avoir cette réussite et ce bonheur..*

*A ma très chère sœur, et à môns chers frères.*

*A toute ma famille, et à mes chers amis (S.Oussama, B.Brahim, D.Salem), ainsi qu'à tous qui me sont chers.*

**HAMMA REDOUANE**

# Résumé

## Résumé

Dans ce mémoire, nous avons présenté la plupart des types de convertisseurs DC-DC, puis utilisé la mode glissant et appliqué cette commande pour booster le convertisseur à un niveau et le convertisseur Boost à deux niveaux. L'outil logiciel de conception assistée par ordinateur Matlab/Simulink est utilisé dans les simulations. Les résultats de la simulation s'affichent. Les résultats de la simulation montrent une réponse dynamique rapide à la tension de sortie et une force aux changements de charge et de tension d'entrée.

**Mots clés :** Convertisseurs DC-DC, commande, mode glissant.

## Abstract

In this memory, we introduced most of DC-DC converter types, then used sliding mode and applied this command to boost single level converter and two level boost converter. The Matlab / Simulink computer aided design software tool is used in the simulations. The results of the simulation are displayed. The simulation results show a fast dynamic response to the output voltage and a force to changes in load and input voltage.

**Key words:** DC-DC converters, control, sliding mode.

## ملخص:

في هذه المذكرة، قدمنا معظم أنواع محولات DC-DC، ثم استخدمنا الوضع المنزلق وقمنا بتطبيق هذا الأمر لتعزيز محول المستوى الفردي ومحول التعزيز بمستويين. تُستخدم أداة برنامج التصميم بمساعدة الكمبيوتر "Simulink" في Matlab في عمليات المحاكاة. يتم عرض نتائج المحاكاة. تظهر نتائج المحاكاة استجابة ديناميكية سريعة لجهد الخرج وقوة للتغيرات في الحمل والجهد الداخلة.

**الكلمات المفتاحية:** تعزيز، الوضع المنزلق، تحكم، محولات DC-DC

# Notation

DC / DC : Conversion continue / continue

D : Diode

L : Inductance

$I_l$ : Le courant dans l'inductance

$I_s$ : Courant de sortie

$I_{\min}$  : Courant minimale dans l'inductance

$I_{\max}$  : Courant maximale dans l'inductance

$V_e$ : Tension d'entrée

$V_s$ : Tension de sortie

C : Condensateur

$V_c$  : La tension de condensateur

t : Temps

x: Vecteur d'état

S : Surface de glissement

SMC : Sliding mode control

$x^n$ : Équation différentielle

u: Vecteur de commande

$U_i$ : Les composantes du vecteur de commande

$U_{eq}$ : Commande équivalente

A: Matrice d'état

B: Matrice d'entrée

y : Le vecteur de sortie

C: Matrice de sortie

R : Résistance

$V(x)$ : Fonction de Lyapunov

$X_{ref}$ : Vecteur de référence

MLI : Signal à modulation de largeur d'impulsion

$K, K_i$ , Coefficients de glissement

$\alpha$  : Rapport cyclique

$T_d$  : Période de découpage

K : Interrupteur

$\Delta i_L$ : Ondulation du courant dans l'inductance

# *Liste des figures*

## *Liste des figures*

### *Chapitre I*

<b>Figure I.1.</b> principe de base d'un hacheur. ....	<b>3</b>
<b>Figure I.2.</b> Schéma de base d'un convertisseur Boost .....	<b>6</b>
<b>Figure I.3.</b> Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Boost .....	<b>6</b>
<b>Figure I.4.</b> Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ferme .....	<b>6</b>
<b>Figure I.5.</b> Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert .....	<b>7</b>
<b>Figure I.6.</b> Schéma de base d'un convertisseur Buck .....	<b>8</b>
<b>Figure I.7.</b> Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck .....	<b>9</b>
<b>Figure I.8.</b> Circuit équivalent du Buck quand l'interrupteur est ferme .....	<b>9</b>
<b>Figure I.9.</b> Circuit équivalent du Buck quand l'interrupteur est ouvert .....	<b>10</b>
<b>Figure I.10.</b> Schéma de base d'un convertisseur Buck-boost .....	<b>12</b>
<b>Figure I.11.</b> Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck-boost .....	<b>12</b>
<b>Figure I.12.</b> Circuit équivalent du Buck-Boost quand l'interrupteur est ferme .....	<b>13</b>
<b>Figure I.13.</b> Circuit équivalent du Buck-Boost quand l'interrupteur est ouvert .....	<b>13</b>

### *Chapitre II*

<b>Figure II .1.</b> Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase .....	<b>18</b>
<b>Figure. II.2.</b> Convergence du système glissant.....	<b>19</b>
<b>Figure. II. 3.</b> Commande équivalente et commande réelle.....	<b>23</b>
<b>Figure. II.4.</b> Commande discontinue.....	<b>24</b>
<b>Figure II.5.</b> Surface de glissement et la commande discontinue.....	<b>24</b>
<b>Figure II.6.</b> Loi de commande par bande continue au voisinage de la surface de glissement selon Slotine.....	<b>25</b>
<b>Figure II.7.</b> Phénomène de réticence.....	<b>27</b>
<b>Figure II.8.</b> Variation de la sortie et sa référence.....	<b>29</b>

<b>Figure II.9.</b> Variation de la surface de glissement.....	<b>30</b>
<b>Figure. II.10.</b> Variation de la commande discontinue.....	<b>30</b>
<b>Figure II.11.</b> Plan de phase et droite de glissement.....	<b>31</b>
<b>Figure II.12.</b> Variation de la sortie et sa référence.....	<b>32</b>
<b>Figure II.13.</b> Variation de la surface de glissement.....	<b>32</b>
<b>Figure II.14.</b> Variation de la commande continue.....	<b>33</b>
<b>Figure II.15.</b> Plant de phase et la droite de glissement.....	<b>33</b>

### *Chapitre III*

<b>Figure. III.1.</b> Convertisseur Boost.....	<b>35</b>
<b>Figure. III.2.</b> Topologies du Convertisseur Boost.....	<b>35</b>
<b>Figure III.3.</b> Schéma bloc d'un convertisseur Boost en boucle ouvert.....	<b>38</b>
<b>Figure III.4.</b> Schéma du convertisseur Boost (niveau 2). .....	<b>39</b>
<b>Figure III.5.</b> Schéma du convertisseur Boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé.....	<b>40</b>
<b>Figure III.6.</b> Schéma du convertisseur Boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert.....	<b>40</b>
<b>Figure III.7.</b> Schéma bloc de convertisseur Boost à deux niveaux en boucle ouvert. ....	<b>41</b>
<b>Figure III.8.</b> Schéma bloc du convertisseur Boost à un niveau Contrôlée par mode glissant.	<b>42</b>
<b>Figure III.9.</b> Allure de courant d'entrée du convertisseur Boost à un niveau.....	<b>43</b>
<b>Figure III.10.</b> Allure de la tension de sortie du convertisseur Boost à un niveau. ....	<b>43</b>
<b>Figure III.11.</b> Schéma bloc de commande par mode glissant du convertisseur Boost à deux niveaux.....	<b>44</b>
<b>Figure III.12.</b> Allure de courant d'entrée pour le convertisseur Boost à deux niveaux. ....	<b>45</b>
<b>Figure III.13.</b> Allure de la tension de sortie pour le convertisseur Boost à deux niveaux.	<b>45</b>

<b>Figure III.14.</b> Schéma bloc du convertisseur Boost à deux niveaux en cascade contrôlée par mode glissant.....	<b>46</b>
<b>Figure III.15.</b> Allure de courant d'entrée du convertisseur Boost à deux niveaux en cascade.	<b>47</b>
<b>Figure III.16.</b> Allure de la tension de sortie du convertisseur Boost à deux niveaux en cascade.....	<b>47</b>

# Sommaire

# Sommaire

Remerciements

Dédicaces

Résumé

Notation

Liste des figures

Sommaire

Introduction générale .....	1
-----------------------------	---

## *Chapitre I GENERALITE SUR LES CONVERTISSEUR*

I.1.Introduction .....	2
I.2.Définition .....	2
I.3.Les différents composants d'un convertisseur DC/DC .....	3
I.4. classification convertisseur DC/DC .....	4
I.5. Les différents types de convertisseur DC/DC .....	4
I.5.1. Convertisseur Boost .....	5
I.5.2. Convertisseur Buck .....	8
I.5.3.Convertisseur Buck-Boost.....	11
I.6. Conclusion .....	15

## *Chapitre II LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT*

II.1.Introduction .....	16
II.2.Système à structure variable .....	16
II.2.1.Principes de la commande à structure variable en mode glissant .....	16

II.2.2.Surface de glissement .....	17
II.2.2.1.Le mode de convergence (MC).....	17
II.2.2.2.Le mode de glissement (MG).....	17
II.2.2.3. Le mode du régime permanent (MRP).....	18
II.3. La commande par mode glissant .....	18
II.3.1. Choix de la surface de glissement .....	19
II.3.2. Conditions de convergence et d'existence .....	19
II.3.2.a. La fonction de commutation .....	20
II.3.2.b. La fonction de lyapunov .....	20
II.3.3. Calcule de la commande .....	21
II.3.3.1 La commande équivalente.....	21
II.3.3.2 La commande commutante .....	23
II.3.3.2.1.A La commande discontinue .....	23
II.3.3.2.1.B Commande continue dans une bande de la surface .....	25
II.3.3.2.2 Calcule de la commande commutante.....	26
II.3.4 Le phénomène de réticence ou chattering .....	26
II.3.5 Robustesse par rapport aux perturbations .....	27
II.4 Exemple d'application (système non linéaire monovariables).....	28
II.4.1.Exemple d'un système non linéaire.....	28
a. Commande discontinue .....	28
b. Commande continue .....	31
II.5 Conclusion.....	34

**Chapitre III COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UN CONVERTISSEUR  
BOOST ET BOOST A DEUX NIVEAUX**

III.1. Introduction .....	35
---------------------------	----

<b>III.2. Modélisation d'un convertisseur Boost .....</b>	<b>35</b>
<b>III.2.1. Convertisseur Boost .....</b>	<b>35</b>
<b>III.2.2. Modèle du convertisseur .....</b>	<b>36</b>
<b>III.2.3. Modèle moyen .....</b>	<b>37</b>
<b>III.2.4. Schéma en boucle ouvert d'un convertisseur Boost à un niveau.....</b>	<b>49</b>
<b>III.3. Modélisation d'un convertisseur Boost à deux niveaux .....</b>	<b>40</b>
<b>III.3.1. Définition .....</b>	<b>40</b>
<b>III.3.2. Modélisation du l'convertisseur.....</b>	<b>40</b>
<b>III.3.2.1. La structure.....</b>	<b>40</b>
<b>III.3.3.Schéma bloc en boucle ouvert .....</b>	<b>42</b>
<b>III.4.La simulation.....</b>	<b>43</b>
<b>III.4.1.La Commande par mode glissant d'un convertisseur Boost à un niveau .....</b>	<b>43</b>
<b>III.4.2.La Commande par mode glissant d'un convertisseur Boost à deux niveaux.....</b>	<b>45</b>
<b>III.4.3.La Commande par mode glissant en cascade d'un convertisseur Boost à deux niveaux.....</b>	<b>47</b>
<b>III.5.Conclusion.....</b>	<b>49</b>
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>50</b>
<b>Références bibliographiques.....</b>	<b>51</b>

# **Introduction**

## **générale**

## Introduction générale

La plupart des systèmes d'alimentation électrique tels que les ordinateurs, les avions et l'équipement électronique contient les convertisseurs DC/DC.

C'est le moyen le plus efficace pour mettre en œuvre les actionneurs dans les systèmes électromécanique la tension fournie par les convertisseurs DC/DC doit être régulée en fonction des variations des charges et de l'alimentation.

Les type des convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost en particulier leur contrôle de tension de sortie est plus difficile à cause de leur structure de phase non minimale ça veut dire l'entrée de la commande apparait a la fois dans les équations de tension et de courant. La tension de sortie est contrôlée indirectement par le contrôle du courant.

Les convertisseurs DC/DC sont des systèmes non linéaires et invariants dans le temps, la variation des paramètres du système et la transitions de signal lors de démarrage.

La variation de la charge ne peut par être traite avec ces techniques pour cela une technique de contrôle adaptée doit faire face à leur non linéarité intrinsèque et à de larges variations de tension d'entrée et de charge, pour assurer la stabilité dans toutes les conditions de fonctionnement pour une bonne stabilité et robustesse, la commande par mode glissant est bien connue pour ses avantages suite à une approche de commande pour commander les systèmes non linaires et les systèmes linéaires qui respectent la caractéristique non linéaire. La commande par mode glissant est appliquée pour les convertisseurs DC/DC, car une stratégie de commande de commutation est employée dans les convertisseurs.

Ainsi l'objectif de ce travail est l'étude d'une commande des convertisseurs DC/DC par mode glissant. Le contenu de ce mémoire est structuré en trois (3) chapitres qui sont présentés comme suit :

- **Chapitre 01** : Nous présenterons des généralités sur les convertisseurs DC /DC, ainsi que les différents types des convertisseurs (Buck, Boost, Buck-Boost).
- **Chapitre 02** : Nous allons étudier la commande par mode glissant. On explique ce genre de commande, puis on prend un exemple de simulation (systèmes non linéaires d'ordre 2).
- **Chapitre03** : Nous allons étudier la modélisation et la commande par mode glissant du convertisseur Boost à un niveau et Boost à deux niveaux.

**Chapitre I :**  
**Généralité sur les**  
**convertisseurs**  
**DC-DC**

## I.1. Introduction

La mise au point de semi-conducteurs, diodes, thyristors et transistors au silicium, permettant le contrôle des courants et des tensions importantes a donné un essor considérable à cette nouvelle technique, au point d'en faire aujourd'hui une discipline de base du génie électrique.

Nous allons nous intéresser dans ce chapitre au convertisseur statique qui est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. Il existe différents convertisseurs tel que :

- Les onduleurs qui convertissent la tension continue d'une batterie en une tension

Alternative.

- Les redresseurs qui réalisent une conversion alternatif-continu utilisée généralement

Pour alimenter les appareils électroniques.

- Les hacheurs qui réalisent une conversion continue- continue.
- Les gradateurs qui réalisent une conversion alternatif-alternatif.

Dans ce qui suit, nous allons faire une étude détaillée des hacheurs.

## I.2. Définition

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

- ❖ Les hacheurs directs relient un générateur et récepteur qui se comportent l'un comme une source de tension, l'autre comme une source de courant. Ils ne comportent que des interrupteurs qui permettent d'agir sur les connexions entre générateur et récepteur.
- ❖ Les hacheurs indirects relient un générateur et récepteur de même nature. Ils comportent des interrupteurs et un élément de stockage d'énergie qui joue le rôle de source intermédiaire de courant ou de tension suivant que générateur et récepteur.

Sont des sources de tension ou de courant. L'élément de stockage reçoit de l'énergie du générateur puis la transmet au récepteur en fonction des connexions établies par les interrupteurs.

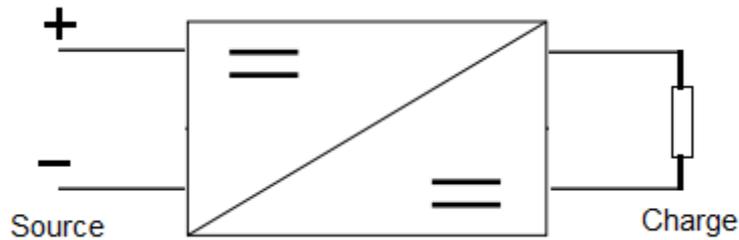


Figure I.1. principe de base d'un hacheur.

### I.3. Les différents composants d'un convertisseur DC/DC

Un convertisseur DC/DC est généralement constitué des composants suivants :

- **Diode** : La diode est un composant électronique qui ne laisse passer le courant que dans un sens. C'est le sens passant, ou direct. Le sens où aucun courant ne passe est le sens bloqué, ou inverse. C'est donc un composant polarisé [2].
- **Thyristors**: Se comporte comme une diode dont on commande la mise en conduction. Le symbole du thyristor ressemble d'ailleurs beaucoup à celui d'une diode. On y retrouve l'anode (A) et la cathode (K), mais une troisième borne apparaît: la gâchette (G). C'est elle qui permet la commande du composant. Pour que le thyristor devienne passant, il faut non seulement le polariser en direct comme une diode, mais aussi lui appliquer un courant adéquat entrant dans la gâchette.  
Une fois le thyristor amorcé, il est inutile de maintenir la présence du courant de gâchette. C'est la raison pour laquelle, la plupart du temps, la commandé se fait par une impulsion de courant. Cette dernière doit néanmoins respecter certaines conditions: minimum de hauteur, minimum de durée. Le blocage se fait comme celui d'une diode, il n'est pas commandé par la gâchette [3].
- **Transistors MOSFET**: Un transistor MOSFET se commande en appliquant une tension positive à sa grille. Lorsque cette tension dépasse une certaine valeur, il devient passant (entre drain et source) et permet le passage du courant. Entre drain et source, le transistor se comporte quasiment comme un fil. Lorsque la tension de grille est nulle, le transistor est un interrupteur ouvert. Les capacités parasites ralentissent la vitesse de commutation du transistor MOS (transition de l'état passant à l'état bloqué ou inversement) [2].
- **Résistance**: Si, dans un circuit électrique en série, on ajoute une résistance alors l'intensité du courant électrique diminue. On peut faire la même observation si l'on remplace une résistance par une résistance de valeur plus élevée.

Plus, la résistance présente dans un circuit est élevée plus l'intensité du courant électrique dans ce circuit est faible [2].

- **Capacité C:** La fonction générique d'un condensateur est celle d'un réservoir de tension électrique après lui avoir déplacé les électrons de ses électrodes métalliques. Ce qui signifie que la tension aux bornes du condensateur varie en fonction du courant de charge ou de décharge qui lui est imposé. Si aucun courant ne circule, le condensateur conserve la tension à ses bornes au moment de l'arrêt [2].
- **Inductance L:** La première fonction que nous pouvons relever est la création de lignes de flux magnétique ou la création d'énergie magnétique lorsqu'elle est parcourue par un courant. Nous pouvons également admettre qu'une bobine s'oppose à toute variation de courant et peut devenir de ce fait génératrice de courant. A l'enclenchement elle freine l'établissement de son courant et au déclenchement elle produit des tensions induites qui peuvent être très importantes [2].
- **Source de tension continue:** La source de tension continue est un dipôle qui impose une tension constante à ses bornes, idéalement quel que soit le courant qui le traverse [2].

#### I.4. classification convertisseur DC/DC

Il existe différentes méthodes de classification des convertisseurs DC-DC. L'une de se les dépend de la propriété d'isolation de la partie primaire et secondaire.

L'isolation est généralement réalisée par un transformateur, qui comporte une partie primaire sur le côté d'entrée et un secondaire à côté de la sortie.

La chaîne de retour de la boucle de commande est réalisée par un autre plus petit transformateur ou optiquement par optocoupleur. Par conséquent, la sortie est isolée électriquement de l'entrée.

Ce type comprend les convertisseurs (Fly-back) avec un pont redresseur AC-DC supplémentaire à l'avant. Toutefois, car l'implémentation de ces transformateur encombrant est très grand et coûteux, convertisseurs DC-DC non-isolement sont plus préférés [5].

#### I.5. Les différents types de convertisseur DC/DC

L'étude des convertisseurs DC-DC les plus simples qui puissent être.

Les différences structures de hacheurs dépendent du cahier des charges imposées au système pour choisir le type d'hacheur prendre en compte la nature des réseaux d'entrée et de sortie, différents types de convertisseurs de tension peuvent êtres :

- ✓ convertisseurs DC/DC dévolteur (Buck).
- ✓ convertisseurs DC/DC survolteur (Boost).
- ✓ convertisseurs DC/DC dévolteur-survolteur (Buck-Boost).

### I.5.1. Convertisseur Boost

Un convertisseur Boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur élevée [7].

Il est compose essentiellement d'un interrupteur  $K$  (exemple : transistor) et d'une diode  $D$ . L'interrupteur  $K$  est commandé par un signal de modulation de largeur d'impulsion (MLI), de période de découpage fixe  $T_d$  et de rapport cyclique variable  $\alpha$ . Durant chaque période,  $K$  est fermé de l'instant 0 à  $\alpha T_d$  et ouvert de  $\alpha T_d$  à  $T_d$ .

On distingue deux modes de fonctionnement :

- Le courant dans l'inductance s'annule (conduction discontinue)
- Le courant dans l'inductance ne s'annule pas (conduction continue).

A cet effet, on s'intéresse au second cas qui est le plus important. La figure (I.2) illustre le principe du fonctionnement de ce convertisseur. La figure (I.3) présente les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes des courants (à gauche) et des tensions (à droite).

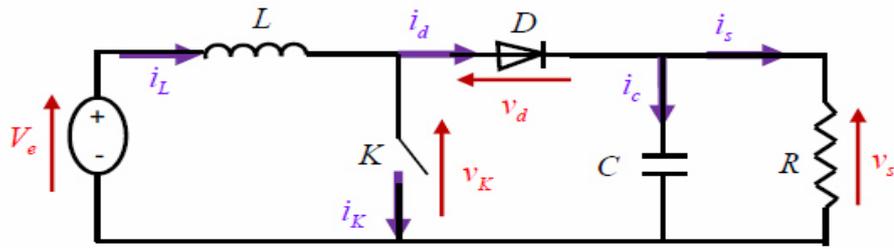


Figure I.2. Schéma de base d'un convertisseur boost [6].

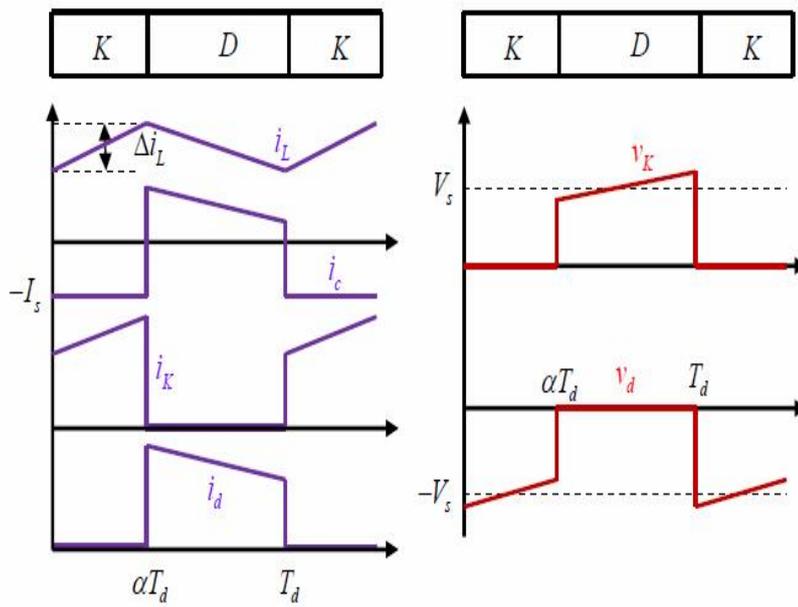


Figure I.3. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Boost [6].

Lorsque \$K\$ est fermé et \$D\$ est ouverte durant l'intervalle \$[0 \ \alpha T\_d]\$, le circuit électrique du convertisseur est présenté dans la figure (I.4) :

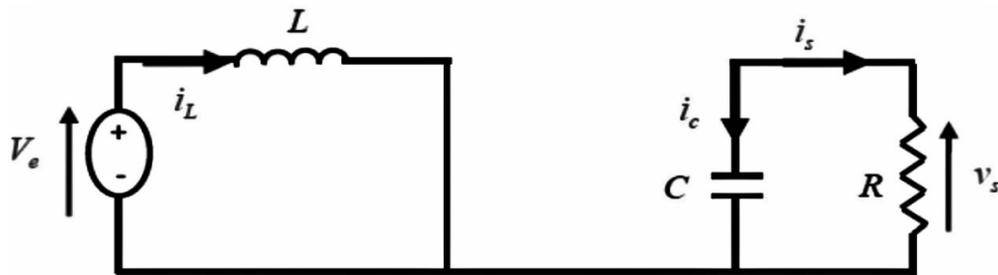


Figure I.4. Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est fermé [6].

$$V_e = L \frac{di_L}{dt} \quad (I.1)$$

$$i_L = I_{min} + \frac{V_e}{L} t \quad (I.2)$$

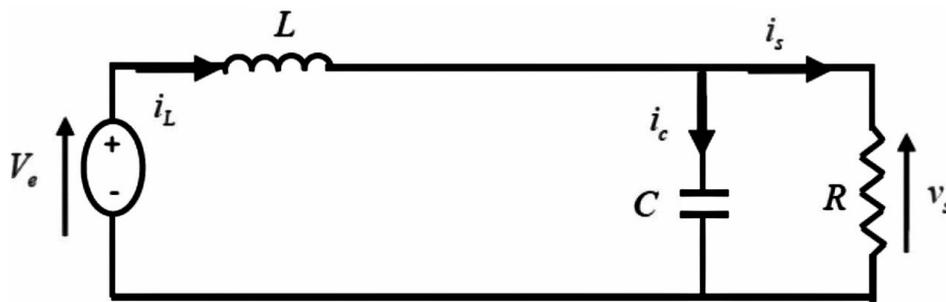
$I_{min}$  Représente la valeur minimale de courant dans l'inductance.

On a l'instant :  $t = \alpha T_d$

Le courant atteint sa valeur maximale dans l'inductance  $I_{max}$  suivant la formule (I.3)

$$I_{max} = I_{min} + \frac{V_e}{L} t \quad (I.3)$$

Lorsque K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle  $[\alpha T_d, T_d]$ , le circuit électrique devient alors, voir la figure (I.5) :



**Figure I.5.** Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert [6].

On a les équations (I.4) et (I.5) comme suit :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e - V_s \quad (I.4)$$

$$i_L = I_{max} + \frac{(V_e - V_s)}{L} (t - \alpha T_d) \quad (I.5)$$

A l'instant  $t = T_d$ , le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale  $I_{min}$

:

$$I_{min} = I_{max} + \frac{V_e - V_s}{L} (1 - \alpha) T_d \quad (I.6)$$

Avec  $\Delta i_L = I_{max} - I_{min}$ : représente l'ondulation du courant dans l'inductance.

Ceci dit, l'égalité des deux équations de l'ondulation de courant (I.3) et (I.6) donne la valeur moyenne de la tension de sortie  $V_s$  :

$$V_s = \frac{1}{1-\alpha} V_e \quad (\text{I.7})$$

D'après l'équation (I.7) on peut contrôler la valeur moyenne de la tension de sortie du convertisseur en faisant varier sa tension d'entrée ou son rapport cyclique.

Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, alors le montage fonctionne en élévateur de tension.

## I.5.2. Convertisseur Buck

Un convertisseur Buck, ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur [7].

On procède de la même manière dans l'étude du convertisseur Buck.

La figure (I.6) illustre le principe de fonctionnement de ce convertisseur. Ainsi, la figure (I.7) donne les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes des courants (à gauche) et tensions (à droite).

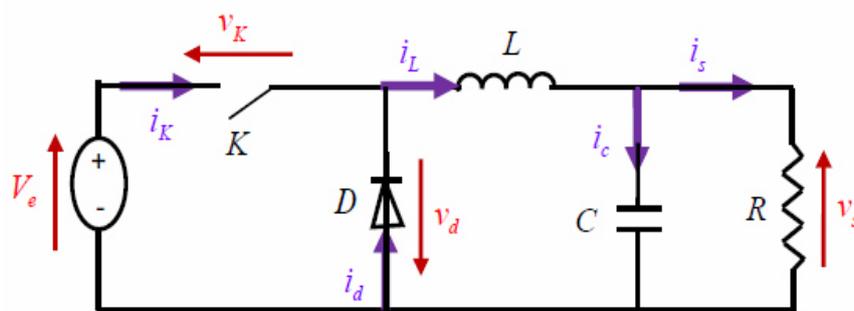


Figure I.6. Schéma de base d'un convertisseur Buck [6].

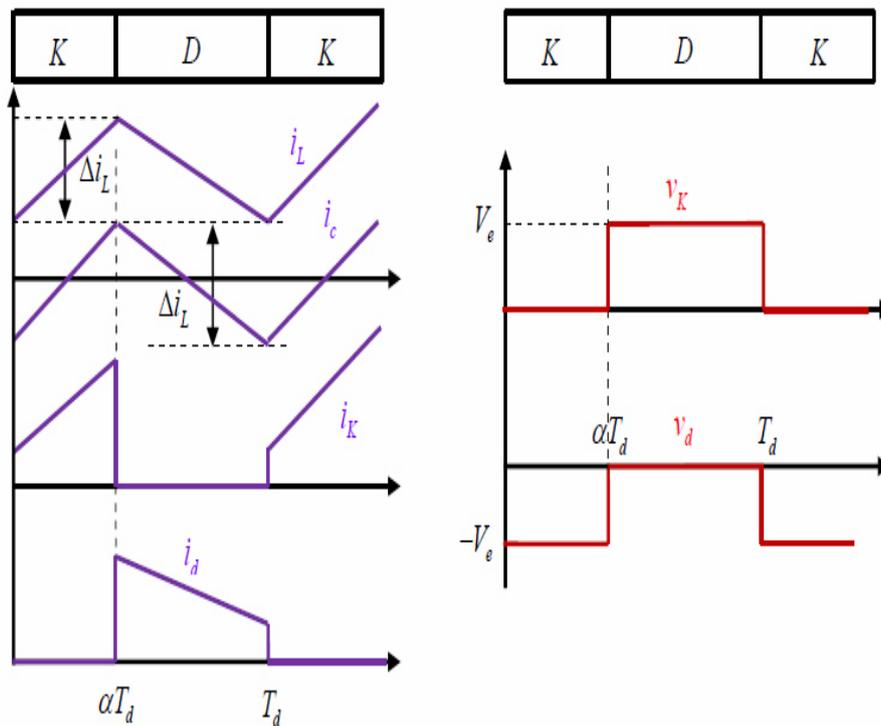


Figure I.7. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck [6].

Lorsque  $K$  est fermé et  $D$  est ouverte durant l'intervalle  $[0 \alpha T_d]$ , le circuit électrique du convertisseur est présente dans la figure (I.8) :

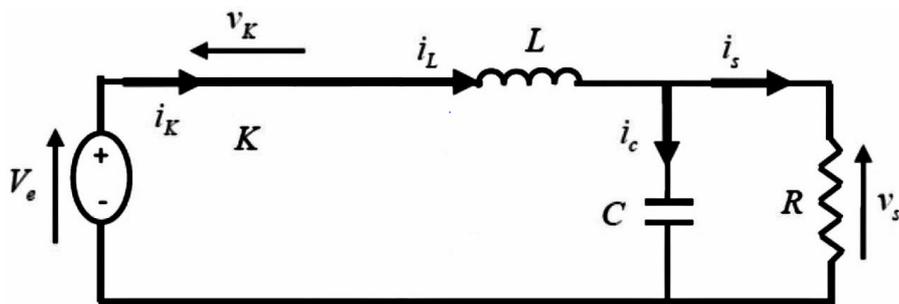


Figure I.8. Circuit équivalent du Buck quand l'interrupteur est fermé [6].

On présente les équations (I.8) et (I.9) comme suit :

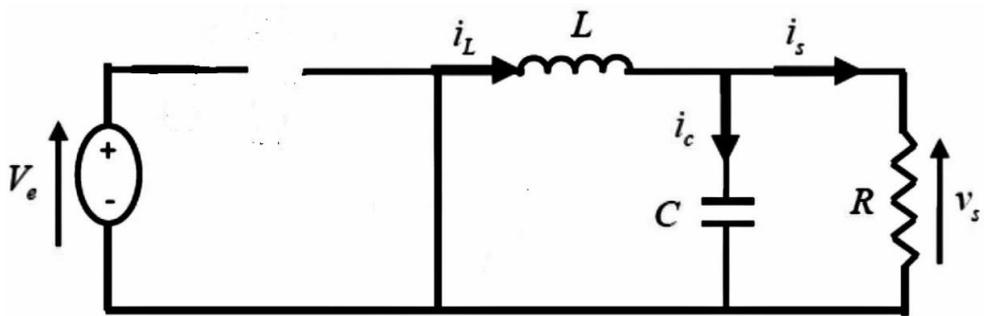
$$V_e = L \frac{di_L}{dt} + V_s \quad (\text{I.8})$$

$$I_L = I_{min} + \frac{V_e - V_s}{L} t \quad (\text{I.9})$$

À l'instant  $t = \alpha T_d$ , le courant atteint sa valeur maximale dans l'inductance  $I_{max}$

$$I_{max} = I_{min} + \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T_d \quad (\text{I.10})$$

Lorsque  $K$  est ouvert et  $D$  est fermée durant l'intervalle  $[\alpha T_d, T_d]$ , le circuit électrique devient alors, voir la figure (I.9) :



**Figure I.9.** Circuit équivalent du Buck quand l'interrupteur est ouvert [6].

$$L \frac{di_L}{dt} - V_s \quad (\text{I.11})$$

$$i_L = I_{max} - \frac{V_s}{L} (1 - \alpha T_d) \quad (\text{I.12})$$

À l'instant :  $t = T_d$

Le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale  $I_{min}$  exprime comme suit :

$$I_{min} = I_{max} - \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T_d \quad (\text{I.13})$$

Avec  $\Delta i_L = I_{max} - I_{min}$

Représente l'ondulation du courant dans l'inductance.

L'égalité des deux équations de l'ondulation de courant (I.9) et (I.13) donne la valeur moyenne de la tension de sortie  $V_s$  :

$$V_s = \alpha V_e \quad (\text{I.14})$$

En appliquant le principe de conservation de puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur, on peut établir la valeur moyenne du courant dans l'inductance :

$$I_L = I_s \quad (\text{I.15})$$

Donc le convertisseur est un abaisseur en tension.

### I.5.3. Convertisseur Buck-Boost

Un convertisseur Buck-Boost contient une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur, mais de polarité inverse [7].

La figure (I.10) présente le principe de fonctionnement de ce convertisseur, et la figure (I.11) illustre les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes des courants (à gauche) et des tensions (à droite).

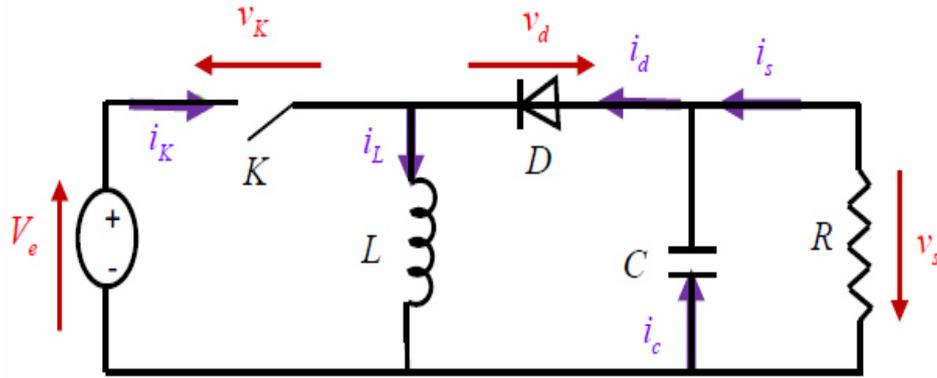


Figure I.10. Schéma de base d'un convertisseur Buck-boost [6].

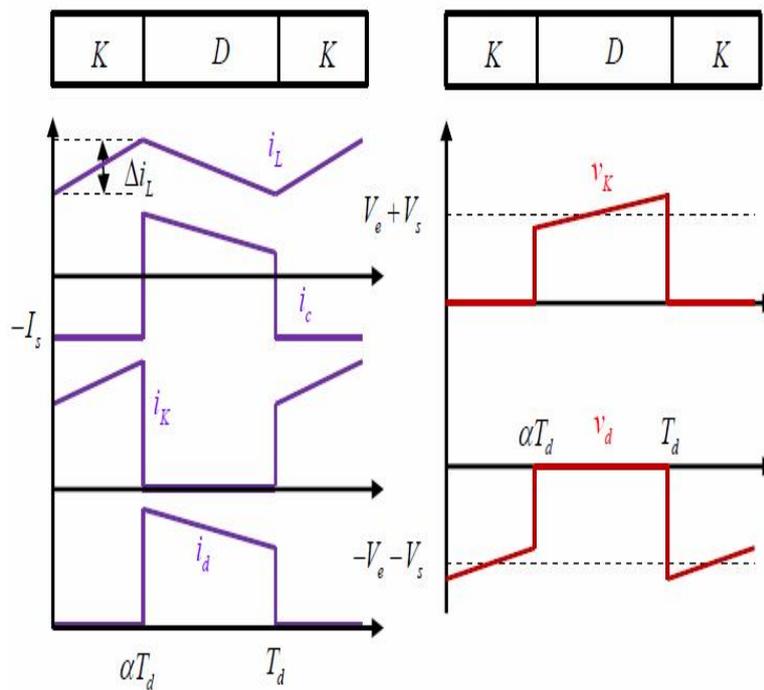
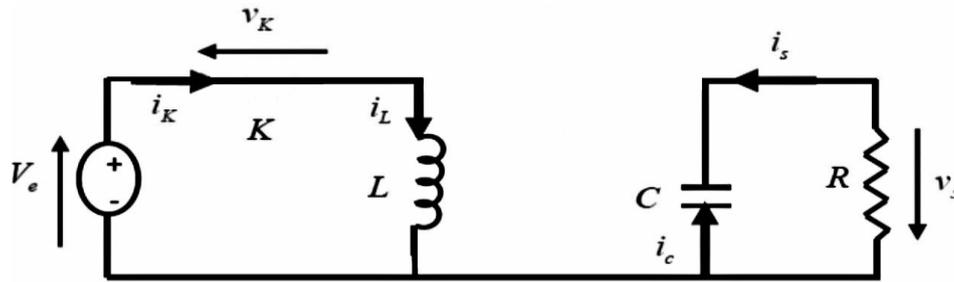


Figure I.11. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck-boost [6].

Lorsque  $K$  est fermé et  $D$  est ouverte durant l'intervalle  $[0 \ \alpha T_d]$ , le circuit électrique du convertisseur est montré dans la figure (I.12) :



**Figure I.12.** Circuit équivalent du Buck-Boost quand l'interrupteur est fermé [6].

On a les équations qui régissent le système comme suit :

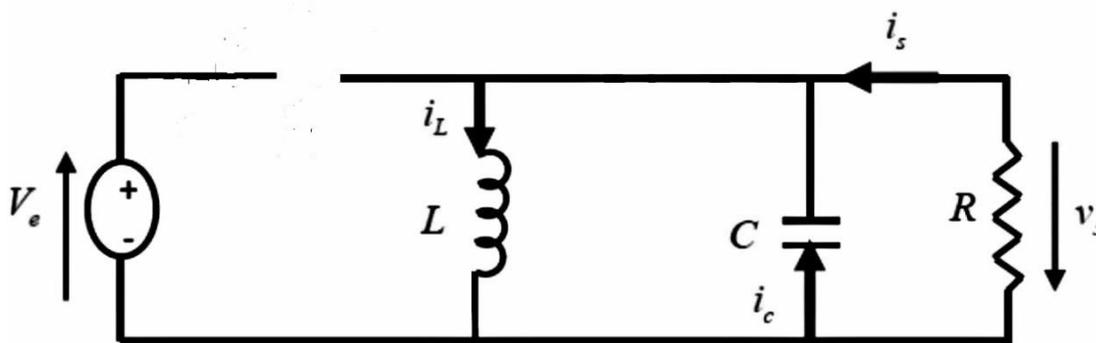
$$V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{I.16})$$

$$i_L = I_{min} + \frac{V_e}{L} t \quad (\text{I.17})$$

À l'instant  $t = \alpha T_d$ , le courant atteint sa valeur maximale dans l'inductance  $I_{max}$  D'ou :

$$I_{max} = I_{min} + \frac{V_e}{L} \alpha T_d \quad (\text{I.18})$$

Lorsque  $K$  est ouvert et  $D$  est fermée durant l'intervalle  $[\alpha T_d \quad T_d]$ , le circuit électrique devient (figure) (I.13) :



**Figure I.13.** Circuit équivalent du Buck-Boost quand l'interrupteur est ouvert [6].

On prend maintenant les nouvelles équations :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_S \quad (\text{I.19})$$

$$i_L = I_{max} + \frac{V_S}{L} (t - \alpha T_d) \quad (\text{I.20})$$

A l'instant  $= T_d$ , le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale  $I_{min}$  comme suit:

$$I_{min} = I_{max} + \frac{V_S}{L} (1 - \alpha) T_d \quad (\text{I.21})$$

Ainsi que l'ondulation du courant dans l'inductance est exprimée comme suit :

$$\Delta i_L = I_{max} - I_{min}$$

L'égalité des deux équations de l'ondulation de courant (I.18) et (I.21) donne la valeur moyenne de la tension de sortie  $V_s$  :

$$V_S = \frac{\alpha V_e}{(1-\alpha)} \quad (\text{I.22})$$

En appliquant le principe de conservation de puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur, on peut établir la valeur moyenne du courant dans l'inductance comme suit :

$$i_L = \frac{I_S}{1-\alpha} \quad (\text{I.23})$$

La tension de sortie du convertisseur Buck-Boost est négative par rapport à la tension d'entrée.

Son amplitude peut être supérieure ou inférieure à celle de la tension d'entrée selon la valeur du rapport cyclique, C'est un abaisseur-élevateur-inverseur en tension [6].

## **I.6. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu général sur les différentes topologies et modes de fonctionnement des convertisseurs statiques (les hacheurs). A la fin de ce chapitre on a pu conclure qu'une partie importante de l'étude est basée sur le comportement du convertisseur DC/DC.

Premièrement on doit analyser précieusement le comportement des convertisseurs DC/DC, afin de mieux comprendre et choisir les lois de commande. Ces dernières sont déterminées selon les exigences pour atteindre certains niveaux de performances (précision, rapidité, insensibilité aux bruits,...) et de robustesse exprimés par le cahier des charges.

Cependant, l'objet de notre travail étant de commander convertisseurs DC/DC à l'aide de la commande par mode de glissement qui sera présenté dans les prochains chapitres.

**Chapitre II :**  
**Commande par**  
**mode glissant**

## II.1. Introduction

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de la recherche orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commandes robustes. Cette technique évolue avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Nous pouvons citer à titre d'exemple la commande floue, la commande adaptative, la commande par mode de glissement...etc. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants. Le mode de glissement est un mode de fonctionnements particulier des systèmes à structure variable. La commande par mode de glissement est une méthode de réglage dans laquelle la structure est commutée de manière à ce que le vecteur d'état " $x$ " suit une trajectoire  $S(x) = 0$  dans l'espace d'état. Cette technique de commande s'adapte aux variations des paramètres du procédé à commander. Dans ce chapitre nous allons donner quelques notions fondamentales de la commande à structure variable, et quelques concepts de base de la théorie des modes glissants.

## II.2. Système à structure variable

Un système à structure variable en anglais "saxon variable system VSS" est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel system peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface, puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface.

Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement produit est appelé mouvement de glissement [8].

### II.2.1. Principes de la commande à structure variable en mode glissant

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 [9].

La forme d'une commande à structure variable peut être donnée par [10]:

$$\begin{cases} u_i = u_{max} & \text{si } S_i(x) > 0 \\ u_i = u_{min} & \text{si } S_i(x) < 0 \end{cases} \quad \text{avec } i = 1, \dots, m \quad (\text{II.1})$$

$i = 1, \dots, m$  : Les composantes du vecteur de commande.

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.

### II.2.2. Surface de glissement

Si tout point de  $S$  est tel qu'il existe des trajectoires d'état hors de  $S$  le contenant alors la surface de commutation  $S$  est appelée surface de glissement.

Le but d'un système de commande à structure variable est d'amener asymptotiquement l'état du système à partir d'une condition initiale quelconque

$$x(0) = x_0 \text{ vers l'origine de l'espace d'état quand } t \rightarrow \infty .$$

La trajectoire dans le plan de phase se compose de trois parties distinctes [11] :

#### II.2.2.1. Le mode de convergence (MC)

C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation  $S(x) = 0$  . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

#### II.2.2.2 Le mode de glissement (MG)

C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement  $S(x) = 0$  .

### II.2.2.3. Le mode du régime permanent (MRP)

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plant de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

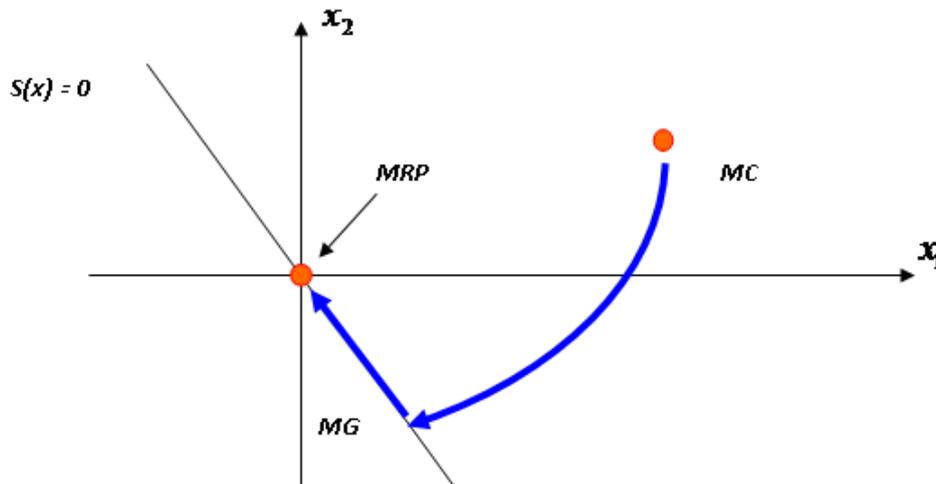


Figure II .1. Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

### II.3. La commande par mode glissant

Les avantages de la commande par mode glissant sont importants et multiples, la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis. Dans ce cas, la structure de contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique de système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique de système durant le mode de convergence, cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer l'effet d'imprécision et des perturbations sur le modèle.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très indépendantes l'une de l'autre [11] :

- Choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande

### II.3.1. Choix de la surface de glissement

Elle est déterminée sur la base du système et des performances désirées. Dans un cas général, considérons le système décrit par la représentation d'état non linéaire suivante [12] :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

La forme de équation générale pour la surface de glissement, proposée par « J.J.Slotinie » et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par :

$$S(x) = \left[ \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right) \right]^{r-1} e(x) \quad (\text{II.3})$$

Avec :

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

$\lambda_x$  : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : Degré relatif.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ .

Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [13] [14] [15].

### II.3.2. Conditions de convergence et d'existence

On représente la convergence du système par le mode de glissement d'après la figure suivante :

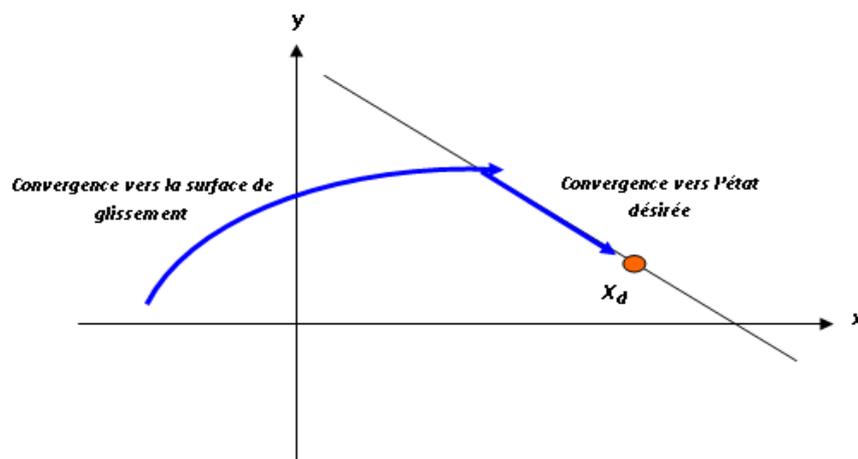


Figure. II.2. Convergence du système glissant.

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques de converger vers la surface de glissement est  $y$  resté indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence [16] :

### II.3.2.a. La fonction de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par EMILIANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 \text{ si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 \text{ si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{II.5})$$

### II.3.2.b. La fonction de Lyapunov

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour le variable d'état du système. La loi de commande doit être décroître cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ . L'idée est de choisir une fonction scalaire  $S(x)$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande  $u$  tel que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV [16].

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II.6})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{II.7})$$

Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que la dérivée soit négative. Ceci n'est vérifié que si la condition (II.5) est vérifiée l'équation (II.6) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par  $S^2(x)$  Diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie.

### II.3.3. Calcule de la commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique de système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode du glissement [17].

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, l'une permet la linéarisation exacte ( $u_{eq}$ ) et l'autre stabilisante ( $u_n$ ).

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{II.8})$$

$u_{eq}$  : La commande proposée par FILIPOV, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ . La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de surface est nulle  $\dot{S}(x) = 0$  elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander, elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs  $u_{max}$  et  $u_{min}$ .

$u_n$  : est déterminé pour vérifier la condition de convergence.

#### II.3.3.1. La commande équivalente

La dynamique glissante résulte de l'action du champ équivalent, donnée par la commande, appelée commande équivalente, qui rend la surface de glissement invariante. Cette condition d'invariance a été reprise en utilisant les concepts de la géométrie différentielle [18].

On considère des systèmes du type :

$$\dot{x} = f(x) + b(x)u \quad (\text{II.9})$$

Avec  $b = [b_1, b_1, K, b_n]^T$  un champ de vecteurs définissant les gains de commande et  $u \in \mathfrak{R}$ , Une loi de commande vérifiant :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{Si } S(x) > 0 \\ u^- & \text{Si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Selon cette loi, le système présente un régime glissant caractérisé par la dynamique équivalente :

$$f_{eq}(x) = f(x) + b(x)u_{eq} \quad (\text{II.11})$$

Dans laquelle,  $u_{eq}$  est la commande équivalente qui rend la surface de glissement  $S$  invariante et vérifie, pour  $x \in S$  l'inégalité :

$$\min(u^-(x), u^+(x)) < u_{eq} < \max(u^-(x), u^+(x)) \quad (\text{II.12})$$

En notant :

$$u_{min} = \min(u^-(x), u^+(x)), \text{ Et } u_{max} = \max(u^-(x), u^+(x)) \quad (\text{II.13})$$

On peut interpréter  $u_{eq}$  comme étant la valeur moyenne de  $u(t)$  lors de la commutation rapide entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$  .

La commande équivalente correspond au régime glissant idéal (ni seuil, ni retard, ni hystérésis), c'est -à- dire pour lequel le glissement est décrit en utilisant la condition d'invariance :

$$S(x) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(x) = 0 \quad (\text{II.14})$$

Il vient en développant les calculs :

$$\dot{S} = \langle \nabla S, f \rangle = 0 \quad (\text{II.15})$$

D'où :

$$u_{eq} = - \frac{\langle \nabla S, f \rangle}{\langle \nabla S, b \rangle} \quad (\text{II.16})$$

Avec la condition d'existence :

$$\langle \nabla S, b \rangle \neq 0 \quad (\text{II.17})$$

En portant l'expression de  $u_{eq}$  dans (II.16), on obtient l'équation du régime glissant idéal (solution de ((II.16), (II.17)) sur la surface  $S = 0$ ) :

$$\dot{x} = f(x) + b(x)u_{eq} = [I - b(x)(\langle \nabla S, b(x) \rangle)^{-1}] \cdot (\nabla S) \cdot f(x) \quad (\text{II.18})$$

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant une fonction continue représentant la moyenne des commutations successives de ' $u$ ' entre ' $u_{max}$ ' et ' $u_{min}$ ' d'où la condition :

$$u_{min} \leq u_{eq} \leq u_{max} \quad (\text{II.19})$$

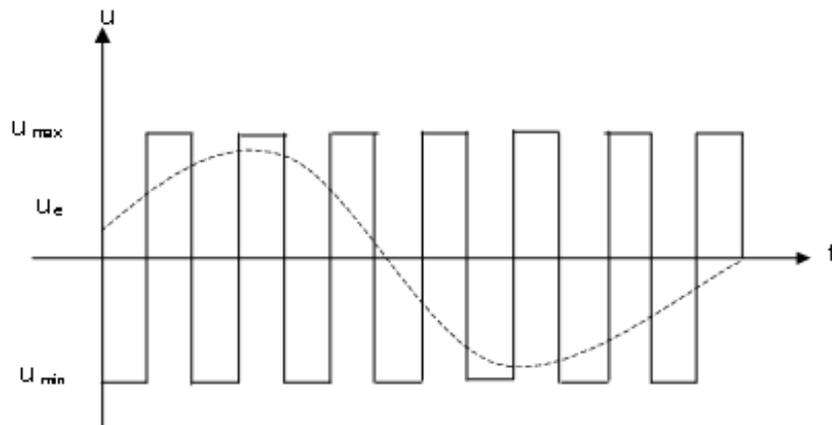


Figure. II. 3. Commande équivalente et commande réelle.

### II.3.3.2. La commande commutante

Il y a plusieurs formes de la commande commutante [19] :

#### II.3.3.2.1.A. La commande discontinue

Plusieurs choix pour la commande discontinue  $u_n$  peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue  $u_n = [u_1, u_2, \dots, u_m]$  avec la fonction signe par rapport à  $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$  est :

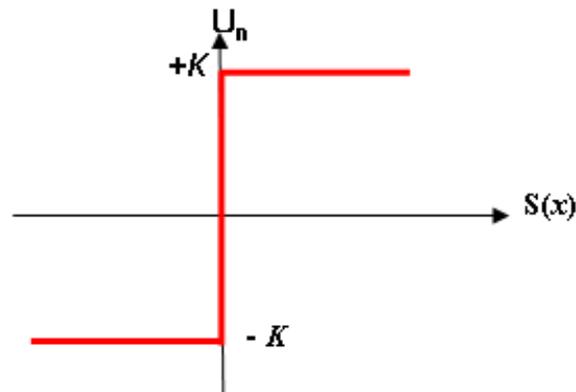
$$\text{sign} (S(x, t)) = \begin{cases} +1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S = 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

$u_n$ : S'exprime donc comme :

$$u_n = -K \cdot \text{sign}(S) \quad (\text{II.21})$$

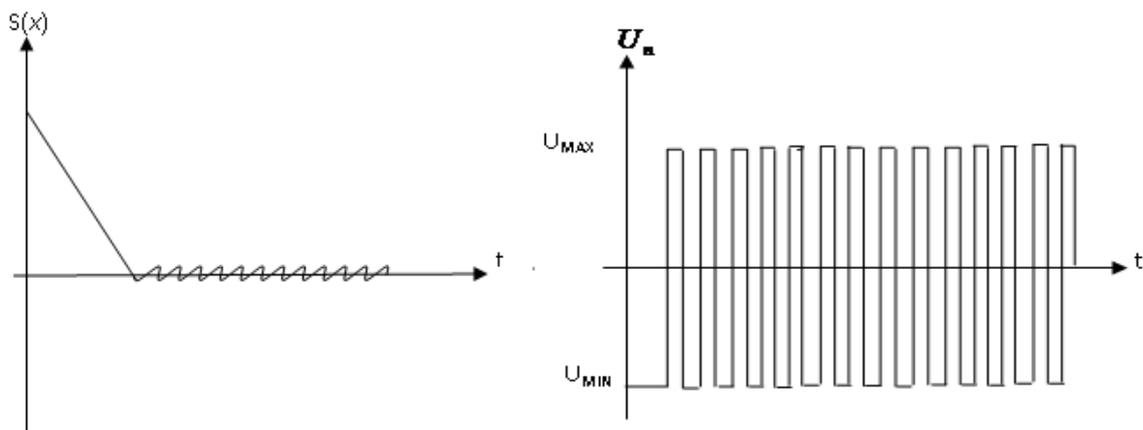
Où  $K$  est un gain positif.

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (II.4)



**Figure. II.4.** Commande discontinue.

Si le gain  $K$  est très petit, le temps de réponse sera long, si  $K$  est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître (Couramment appelées chattering) sur les réponses en régime permanent. La figure (II.5) représente un cas " typiques " de chattering.



Surface  $S(x)$

$$U_n = -K \operatorname{sign}(S(x))$$

**Figure II.5.** Surface de glissement et la commande discontinue.

Dans le but de réduire les oscillations haute fréquence (indésirables sur les réponses), nous allons présenter quelques solutions classiques qui consiste à imposer une variation de la valeur de la commande  $u_{eq}$  en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de

glissement. Certaines de ces méthodes introduisent commande continue dans une bande de la surface.

### II.3.3.2.1.B. Commande continue dans une bande de la surface

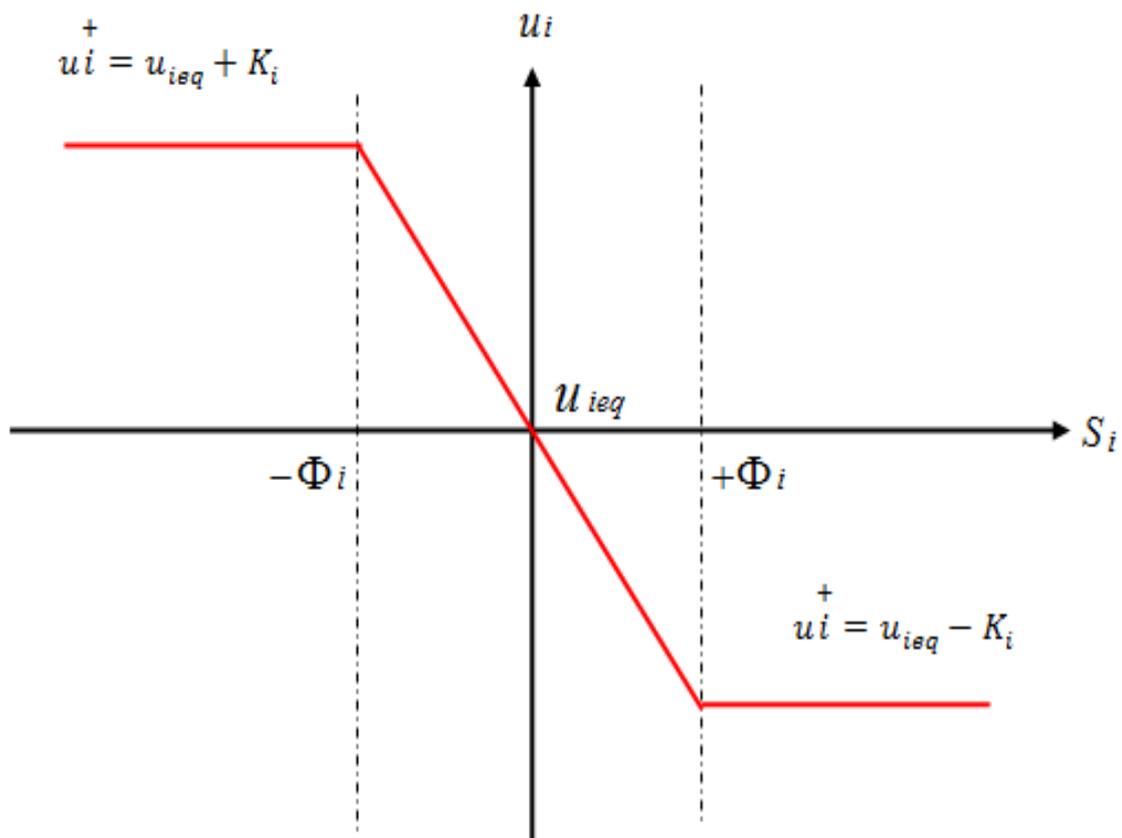
La solution proposée par Slotine consiste à remplacer la loi de commande discontinue par une loi continue en  $x$  à l'extérieur d'une fine bande située au voisinage de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande.

On choisit pour la composante haute fréquence :

$$\Delta u_i = -K_i \text{sat}\left(\frac{S_i}{\Phi_i}\right) \quad (\text{II.22})$$

$$\text{Si } \left|\frac{S_i}{\Phi_i}\right| \leq 1 \text{ alors } \text{sat}\left(\frac{S_i}{\Phi_i}\right) = \left(\frac{S_i}{\Phi_i}\right) \text{ et } u_i = u_{ieq} - K_i \frac{S_i}{\Phi_i} \quad (\text{II.23})$$

$$\text{Si } \left|\frac{S_i}{\Phi_i}\right| > 1 \text{ alors } \text{sat}\left(\frac{S_i}{\Phi_i}\right) = \text{sign}(S_i) \text{ et } u_i = u_{ieq} - K_i \text{sign}(S_i) \quad (\text{II.24})$$



**Figure II.6.** Loi de commande par bande continue au voisinage de la surface de glissement selon Slotine.

### II.3.3.2.2. Calcule de la commande commutant

Donc la technique par régime glissant est une loi à structure variable, qui est formée par deux composantes la partie discontinue ou glissante  $u_n$  et la partie continue appelée commande équivalente  $u_{eq}$ :

$$u_n = -K \cdot \text{sign}(S) \quad (\text{II.25})$$

$$u = u_{eq} - K \cdot \text{sign}(S) \quad (\text{II.26})$$

Tant que le régime glissant est assuré [condition (II.5) vérifiée], le système décrit par l'équation (II.9) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur elle. Il admet en outre des erreurs de modélisation, tant que ces variations et erreurs maintiennent les conditions de régime glissant qui s'effectue alors au voisinage de l'hyper surface de glissement  $S(x) = 0$ .

En présence des imperfections mentionnées et pour se prémunir des oscillations résiduelles [dans le cas d'une commande  $u_n$  exprimée par l'équation (II.21)], la commande effective  $u_n$  peut être constituée par une composante  $u_{eq}$  de basse fréquence (moyenne de  $u$ ), et une composante  $u_n$  de haute fréquence.

Les amplitudes des oscillations sur les réponses du système en régime glissant peuvent être fortement réduites en utilisant la commande décrite par l'équation (II.22) au lieu de celle représentée par l'équation (II.21) et qui n'introduit pas la commande équivalente.

### II.3.4. Le phénomène de réticence ou chattering

L'oscillation au voisinage de la surface est appelée réticence (Chattering dans la littérature anglo-saxonne) ou broutement. La figure (II.7) montre l'effet de la réticence dans la convergence du système. La réticence n'est pas désirable, car elle induit des dynamiques de haute fréquence du système, augmentant la consommation énergétique.

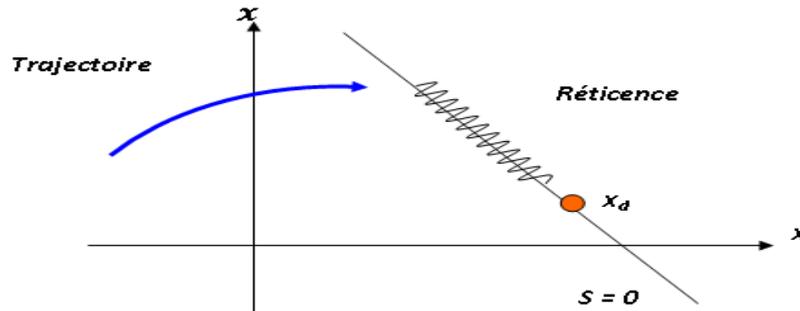


Figure II.7. Phénomène de réticence.

La réticence est le principal désavantage des modes glissants de nombreuses études ont été effectuée dans le but de réduire ou d'éliminer ce problème, par exemple les solutions par limitation de la condition de glissement, le terme  $sign(S)$  dans la partie du glissement de la commande est souvent remplacée par un terme à variation plus douce, par exemple la fonction de saturation  $sat(S)$ .

### II.3.5. Robustesse par rapport aux perturbations

Considérons le système dynamique défini par :

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1}, i = 1, \dots, (n - 1) \\ \dot{x}_n = f(x, t) + b(x, t)u + p(x, t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Où  $p(x, t)$  représentent les perturbations extérieures, les variations paramétriques et l'effet de certains non linéarités. On se place dans le cas où l'hypothèse :

$$|p(x, t)| \leq P^1 \quad (\text{II.28})$$

Est satisfaite.

L'expression de  $S$  est donnée par:

$$S = \sum_{i=1}^n a_i x_i, a_n = 1 \quad (\text{II.29})$$

On désire assurer la condition d'attractivité ( $S\dot{S} < 0$ ) de la surface  $S(x) = 0$  En utilisant (II.27), le calcul de  $S\dot{S}$  donne :

$$S\dot{S} = S \left( \sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} + f(x, t) + b(x, t) + p(x, t) \right) \quad (\text{II.30})$$

Alors le bouclage linéarisation à structure variable défini par :

$$u = \frac{1}{b(x,t)} \left( - \sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} - p(x,t) - f(x,t) \right) \quad (\text{II.31})$$

Assure l'attractivité de la surface  $S(x) = 0$  et maintient l'évolution sur celle-ci une fois atteinte si le gain de glissement  $K$  est supérieur à la borne maximum de la perturbation  $p(x,t)$  [20].

$$K > P^1 \quad (\text{II.32})$$

Où  $P^1$  est une borne connue dans une bande de la surface.

## II.4. Exemple d'application (système non linéaire monovariables)

### II.4.1. Exemple d'un système non linéaire

#### a. Commande discontinue

Considérons le système non linéaire du deuxième ordre représenté par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -x_1 x_2 + u + p(x,t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

On souhaite pour la sortie  $y$ , une réponse à une entrée nulle du type deuxième ordre de constante de temps équivalente égale à  $1/3$  de seconde. Comme ce n'est pas possible ici, on choisit un comportement du type premier ordre avec la même constante de temps.

Il en résulte pour l'expression :

$$S = 5x_1 + x_2 \quad (\text{II.34})$$

En utilisant l'équation (II.4), la condition de glissement devient :

$$S\dot{S} = S(5x_2 - x_1 x_2 + u + p(x,t)) < 0 \quad (\text{II.35})$$

La résolution de cette inéquation, par rapport à  $u$ , fournit des solutions assurant l'évolution du système en régime glissant. Le bouclage

$$u = -5x_2 + x_1 x_2 - K \cdot \text{sign}(S) \quad (\text{II.36})$$

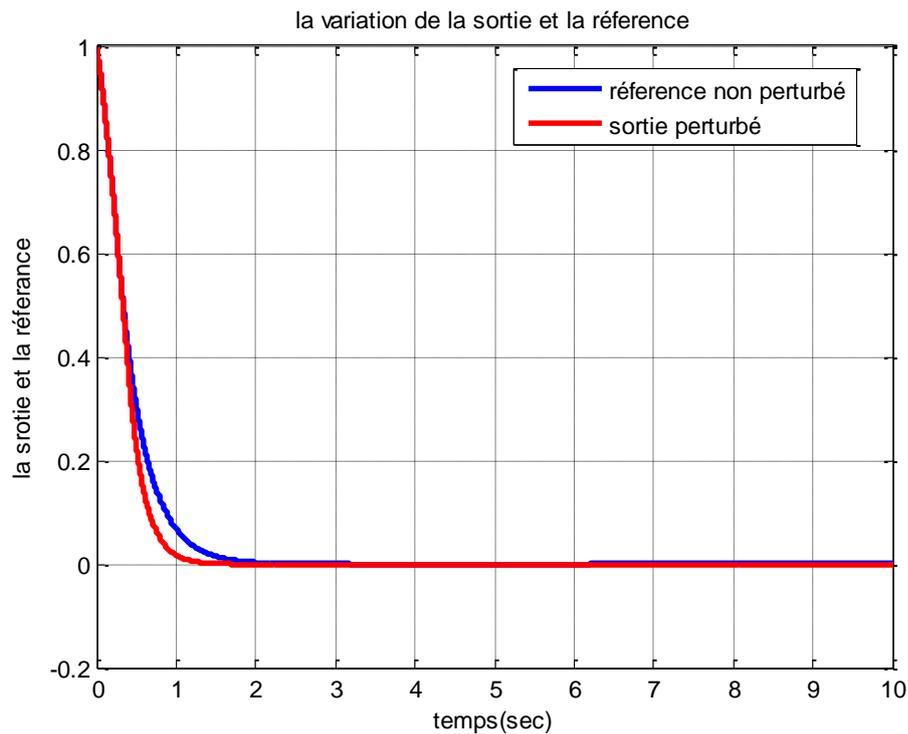
Assure l'attractivité de la surface  $S$ .

La simulation a été réalisée dans le cas où :

$$p(x, t) = \sin(t) \tag{II.37}$$

Par suite, pour satisfaire la condition d'attractivité de la surface et de robustesse de la commande impose un gain de glissement  $K > 1$ .

Les figures suivantes présentent les résultats de simulation qui a été faite en 5 secondes pour un gain de glissement  $K = 10$ .



**Figure II.8.** Variation de la sortie et sa référence.

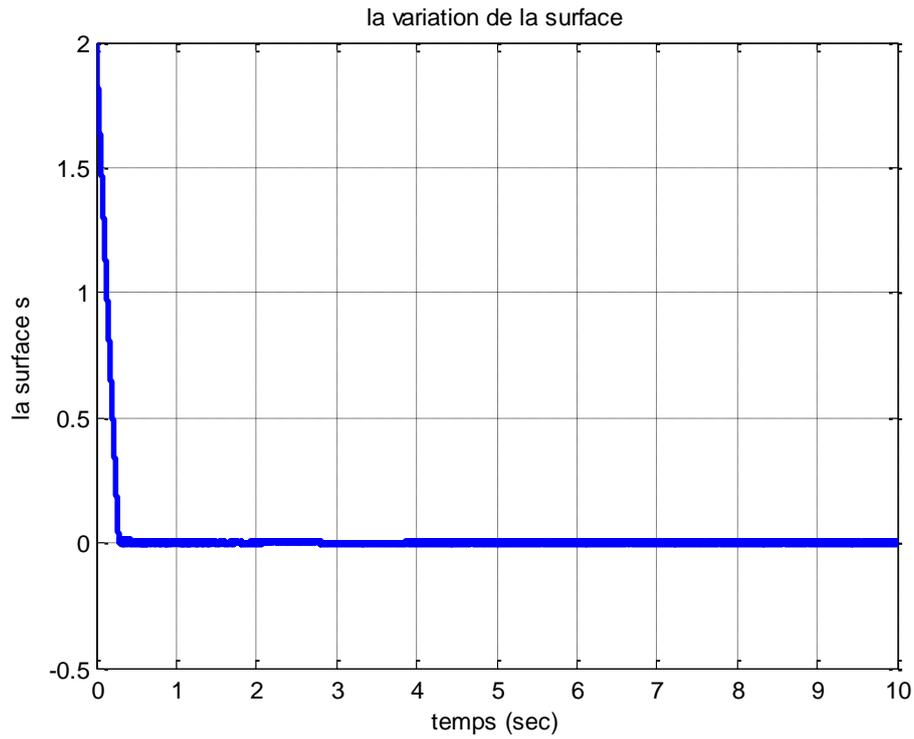


Figure II.9. Variation de la surface de glissement.

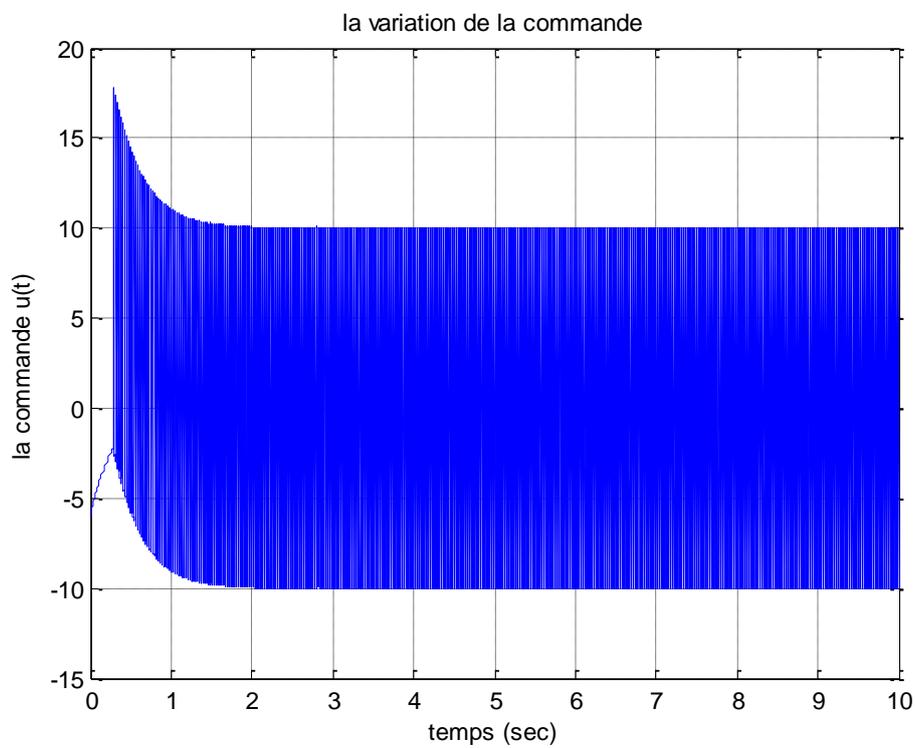
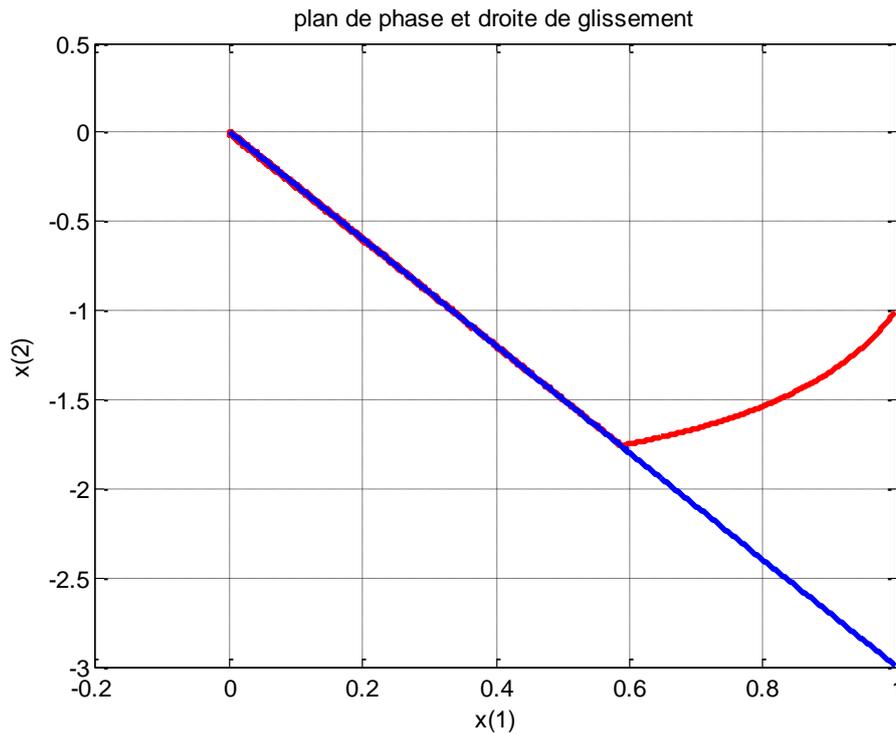


Figure II.10. Variation de la commande discontinue.



**Figure II.11.** Plan de phase et droite de glissement.

On déduit d'après le résultat affiché sur la figure (II.8) précédente que la sortie réelle  $y$  du processus presque avec la sortie désirée  $y_d$  (sortie du système non perturbée).

Dans ce cas-là pour atteindre l'objectif souhaité on peut utiliser ce type de loi de commande, mais elle engendre des oscillations donnant lieu sur certaines grandeurs à un phénomène de broutement indésirable en pratique.

### ***b. Commande continue***

On va revenir à l'équation (II.22), et en remplaçant la fonction  $sign(S)$  dans l'équation (II.36) par la fonction  $sat\left(\frac{S}{\phi}\right)$ , on constate que pour la loi de commande le résultat sera comme l'expression suivante :

$$u = -5x_1 + x_1x_2 - K \cdot sat\left(\frac{S}{\phi}\right) \quad (\text{II.38})$$

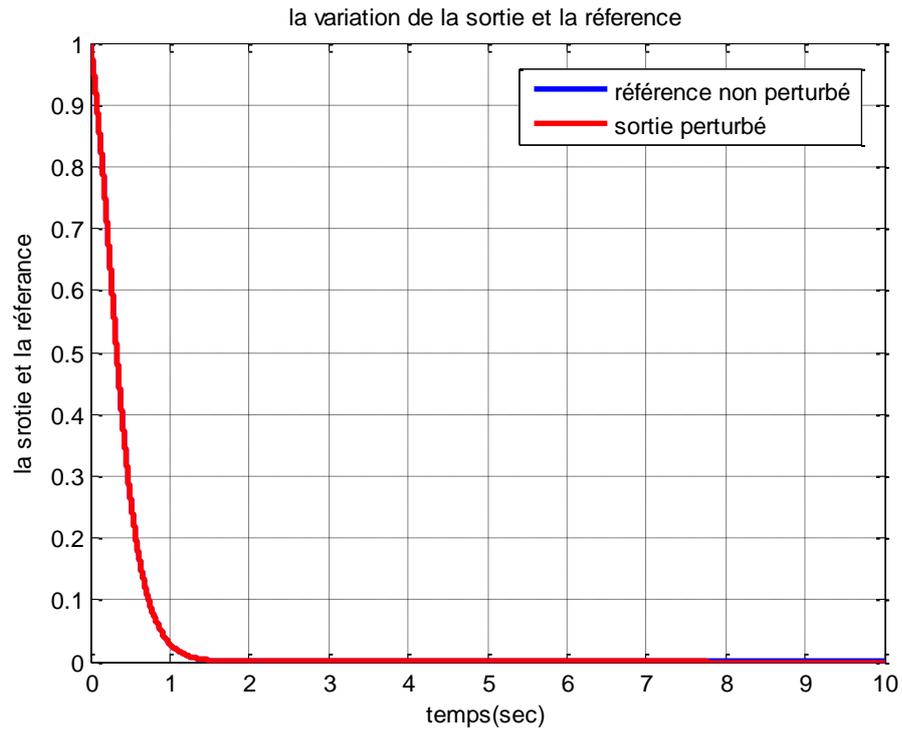


Figure II.12. Variation de la sortie et sa référence.

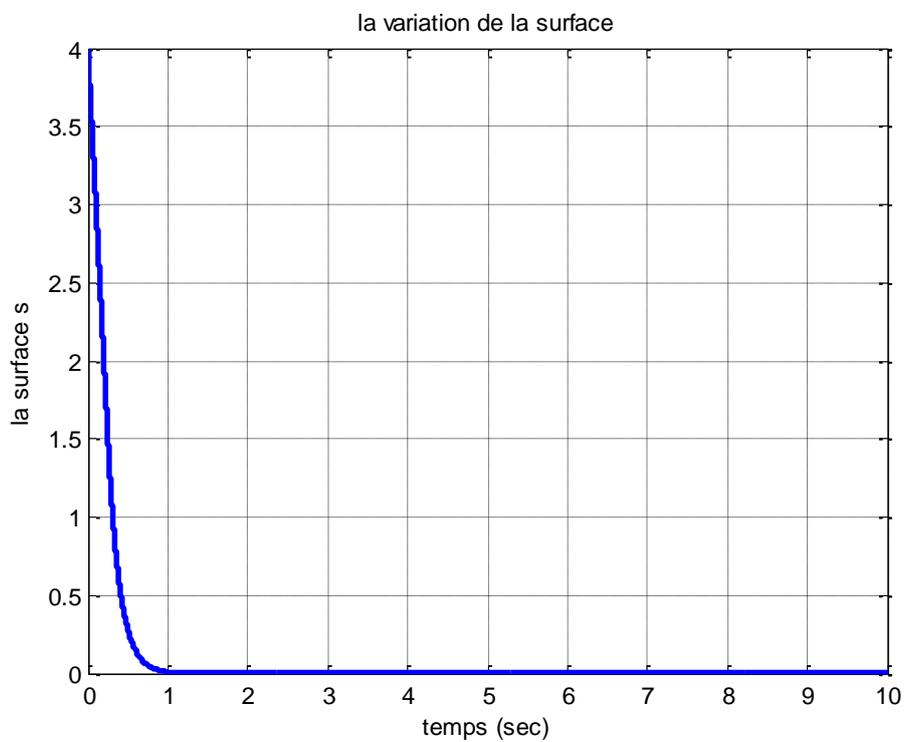
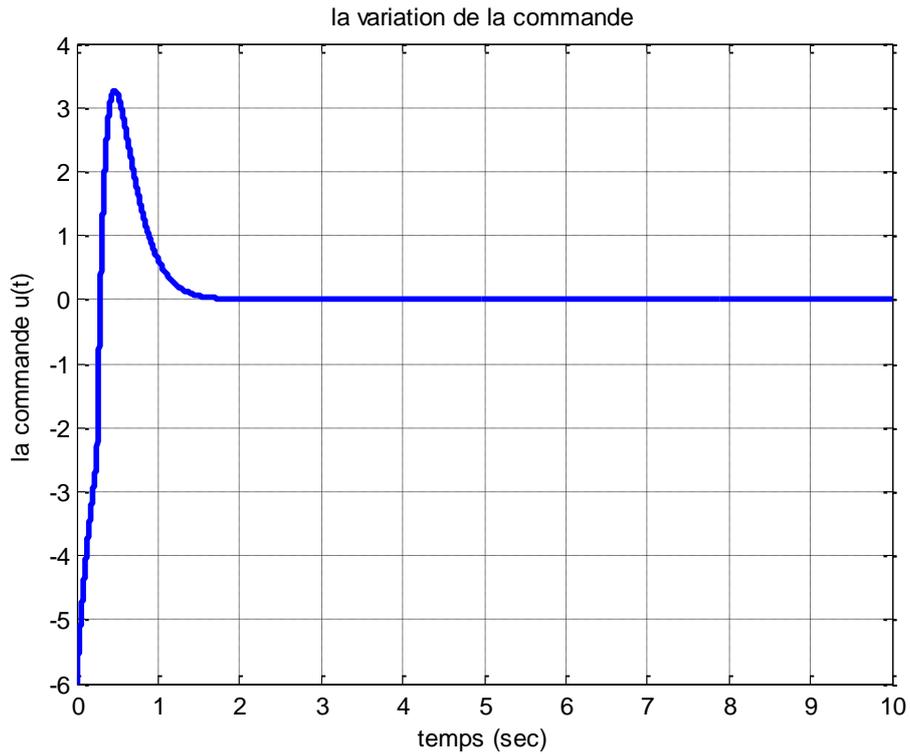
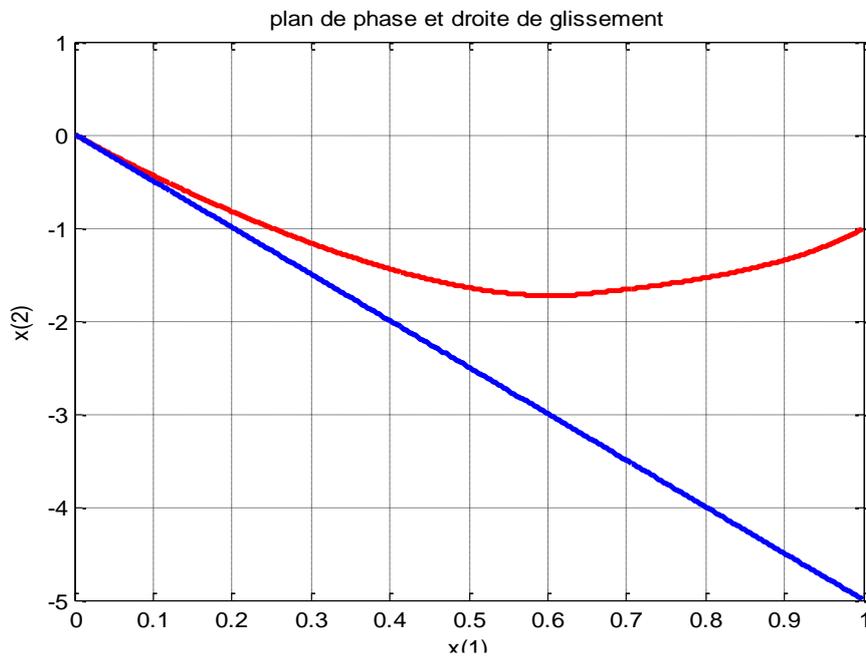


Figure II.13. Variation de la surface de glissement.



**Figure II.14.** Variation de la commande continue.



**Figure II.15.** Plant de phase et la droite de glissement.

La figure (II.12) montre que la sortie système perturbée  $y(t)$  sera coïncidente à la sortie d'un système non perturbé. Et d'après la figure (II.13) on trouve que la surface de glissement

tendre vers zéro. La commande est une commande continue et réelle comme il est présenté dans la figure (II.14). Selon la figure (II.15) on constate que le plan de phase à l'origine dans le régime permanent.

D'après les résultats de simulation on peut déduire que la commande continue permet l'atténuation des effets de perturbations externes et des incertitudes, ainsi que d'éliminer le phénomène de "broutement" introduit par la commande discontinue.

## II.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la solution pour une grande classe des systèmes non linéaires de stabilité et de robustesse par rapport aux perturbations externes.

On a utilisé la commande par mode glissant a été appliquée sur un système non linéaire, et les résultats de simulation ont donné des résultats très satisfaisants pour la stabilisation et la poursuite de trajectoire tout en s'affranchissant des problèmes de broutement de la commande par mode glissant.

Le prochain chapitre sera consacré à la modélisation et la commande par mode glissant du convertisseur Boost un niveau et deux niveaux.

**Chapitre III :**

**Commande par  
mode glissant d'un  
convertisseur  
Boost et Boost à  
deux niveaux**

### III.1. Introduction

Les convertisseurs DC-DC de type Boost sont utilisés dans les applications où la tension de sortie requise est supérieure à la tension source. Le contrôle de ce type de convertisseurs est plus difficile que le type Buck où la tension de sortie est inférieure à la tension de source. La difficulté dans le contrôle des convertisseurs DC-DC de type Boost est due à leur structure de phase non minimale, c'est-à-dire que l'entrée de contrôle apparaît à la fois dans les équations de tension et de courant, du point de vue du contrôle.

Différents algorithmes de contrôle sont appliqués pour réguler Convertisseurs DC-DC pour obtenir une tension de sortie robuste. Comme les convertisseurs DC-DC sont des systèmes non linéaires et variant dans le temps, l'application de techniques de commande linéaire pour la commande de ces convertisseurs ne convient pas. Afin de concevoir un système de contrôle linéaire en utilisant des techniques de contrôle linéaire classiques, le modèle de petit signal est dérivé par linéarisation autour d'un point de fonctionnement précis à partir du modèle moyen d'espace d'états. Les contrôleurs basés sur ces techniques sont simples à mettre en œuvre cependant, il est difficile de tenir compte de la variation des paramètres du système, en raison de la dépendance des petits paramètres du modèle de signal sur le point de fonctionnement du convertisseur. Étant donné que les convertisseurs de commutation constituent un cas de systèmes à structure variable, la technique de commande en mode glissant peut être une option possible pour commander ce type de circuits. L'utilisation de la commande en mode glissant permet d'améliorer et même de surmonter les lacunes de la méthode de commande basée sur de petits modèles de signaux. En particulier, le contrôle du mode glissant améliore le comportement dynamique du système, Cela lui confère des caractéristiques telles que la robustesse face aux changements de charge, des paramètres système incertains et une mise en œuvre simple.

Nous nous intéressons, dans ce chapitre, à la modélisation d'un convertisseur Boost et Boost à deux niveaux. Enfin, nous simulons les différentes lois de commande appliquées sur les convertisseurs Boost.

### III.2.Modélisation d'un convertisseur Boost

#### III.2.1.Convertisseur Boost

Le circuit du convertisseur Boost (élevateur) est montré sur la Figure(III.1)

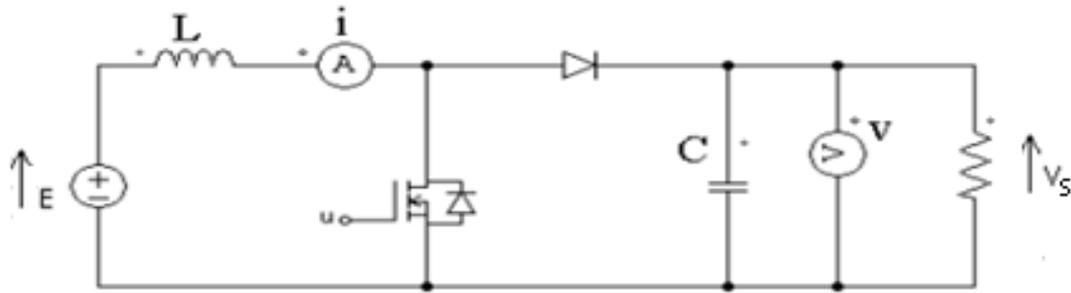


Figure. III.1. Convertisseur Boost.

Les grandeurs d'état sont définies comme suit:

- le courant dans l'inductance  $I_L$ .
- la tension  $V_C$  aux bornes de condensateur.

### III.2.2. Modèle du convertisseur

Les équations différentielles du convertisseur sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff à chacune des topologies possibles qui résulte d'une position donnée de l'interrupteur.

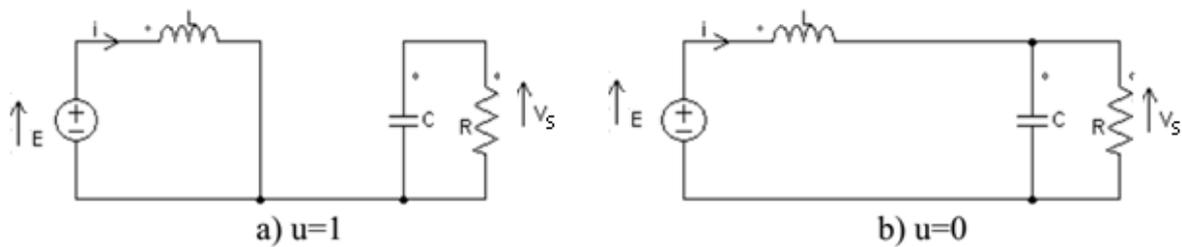


Figure. III.2. Topologies du Convertisseur Boost.

Lorsque la fonction de commutation est  $u = 1$ , et en appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte la figure (III.2(a)). On obtient la dynamique suivante:

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = E \\ C \frac{dv}{dt} = -\frac{v}{R} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Lorsque la diode est passante alors l'interrupteur est en position  $u = 0$  Figure (III.2(b)), cela nous donne :

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = E - v \\ C \frac{dv}{dt} = i - \frac{v}{R} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Alors la dynamique du convertisseur est décrite par le système bilinéaire suivant:

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = E - v(1 - u) \\ C \frac{dv}{dt} = -\frac{v}{R} + i(1 - u) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Alors lorsque  $u = 1$  ou  $u = 0$  on retrouve le modèle (III.1) ou le modèle (III.2). Le modèle (III.3) est souvent appelé modèle commuté avec la fonction binaire de commutation  $u \in \{0, 1\}$ .

### III.2.3. Modèle moyen :

Le modèle moyen est obtenu en considérant la moyenne des deux ou trois équations d'état selon le mode de fonctionnement du convertisseur (mode de conduction continue ou bien discontinue) sur une période de découpage. Chaque configuration du circuit d'un convertisseur est représentée par un modèle linéaire à temps continu. Les expressions mathématiques des dynamiques continues sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff qui décrivent le comportement du convertisseur dans chacune des configurations. Le vecteur d'état des différents modèles est composé par :

- Le courant dans les inductances.
- La tension aux bornes des condensateurs.

Ainsi, l'entrée des modèles est donnée par.

- La tension d'alimentation  $E$ .
- La grandeur de commande correspondant au rapport cyclique [2].

Le modèle moyen du convertisseur est exactement le même que (III.4) avec la variable de contrôle remplacée par une variable continue  $u_{av}$  qui prend ses valeurs dans l'intervalle  $\{0, 1\}$ .

Le modèle moyen du convertisseur Boost est décrit par :

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} = E - v(1 - u_{av}) \\ C \frac{dv}{dt} = -\frac{v}{R} + i(1 - u_{av}) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Le modèle commuté de ce convertisseur est donné par:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{E}{L} - (1 - u) \frac{x_2}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} (1 - u) - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Où  $x_1$  est le courant de la bobine et  $x_2$  est la tension du condensateur.

Dans de tels systèmes, l'ordre d'équations d'états est égale au nombre des variables d'état. Dans le cas où le système considéré est linéaire, la représentation d'état se met sous la forme:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Où :

- $x$ : Vecteur d'état
- $u$ : Vecteur de commande.
- $A$ : Matrice d'état.
- $B$ : Matrice d'entrée.
- $y$  : Le vecteur de sortie.
- $C$ : Matrice de sortie.

- Dans la représentation de l'espace d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1 - u) \frac{1}{L} \\ (1 - u) \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (\text{III.7})$$

Où,  $i$  représente le courant de l'inducteur et  $v$  est la tension du condensateur de sortie. L'entrée de commande  $u$ , représentant la fonction de position du commutateur, est un signal à

valeur discrète prenant des valeurs dans l'ensemble  $\{0; 1\}$ . Les paramètres du système sont constitués par  $L$ , qui est l'inductance du circuit d'entrée,  $C$  la capacité du filtre de sortie, et  $R$  la résistance de charge de sortie. La source de tension externe a la valeur constante  $E$ . On suppose que le circuit est en mode de conduction continue, c'est-à-dire que la valeur moyenne du courant inducteur ne tombe jamais à zéro, en raison des variations de charge.

### III.2.4. Schéma en boucle ouverte d'un convertisseur Boost à un niveau :

La figure (III.3) montre le schéma fonctionnel représentant la solution de l'équation d'état donnée par équation (III.7).

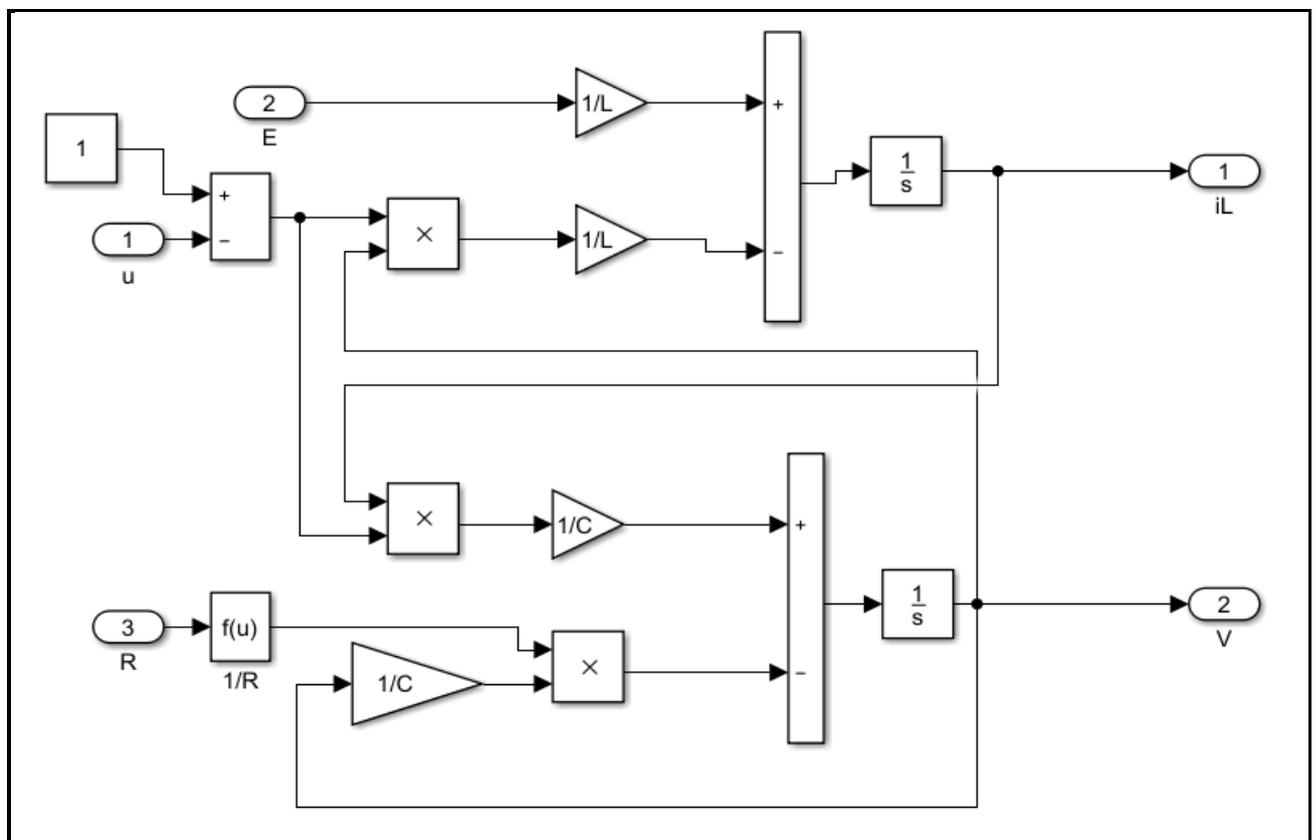


Figure III.3. Schéma bloc d'un convertisseur Boost en boucle ouverte.

### III.3. Modélisation d'un convertisseur Boost à deux niveaux

#### III.3.1. Définition

Un convertisseur Boost de deux niveaux est une alimentation à découpage qui permet de générer une tension de deux niveaux à la sortie du convertisseur. Basé sur un interrupteur commandé, 3 diodes et 3 condensateurs ou : La tension de sortie de chaque condensateur  $V_C$  est donnée par :

$$V_C = \frac{E}{(1-\alpha)} \quad (\text{III.7})$$

La valeur moyenne de la tension de sortie  $V_s$  est donnée par :

$$V_s = 2V_C \quad (\text{III.8})$$

#### III.3.2. Modélisation du convertisseur

##### III.3.2.1. La structure

La figure (III.1) illustre le schéma équivalent d'un convertisseur Boost à deux niveaux.

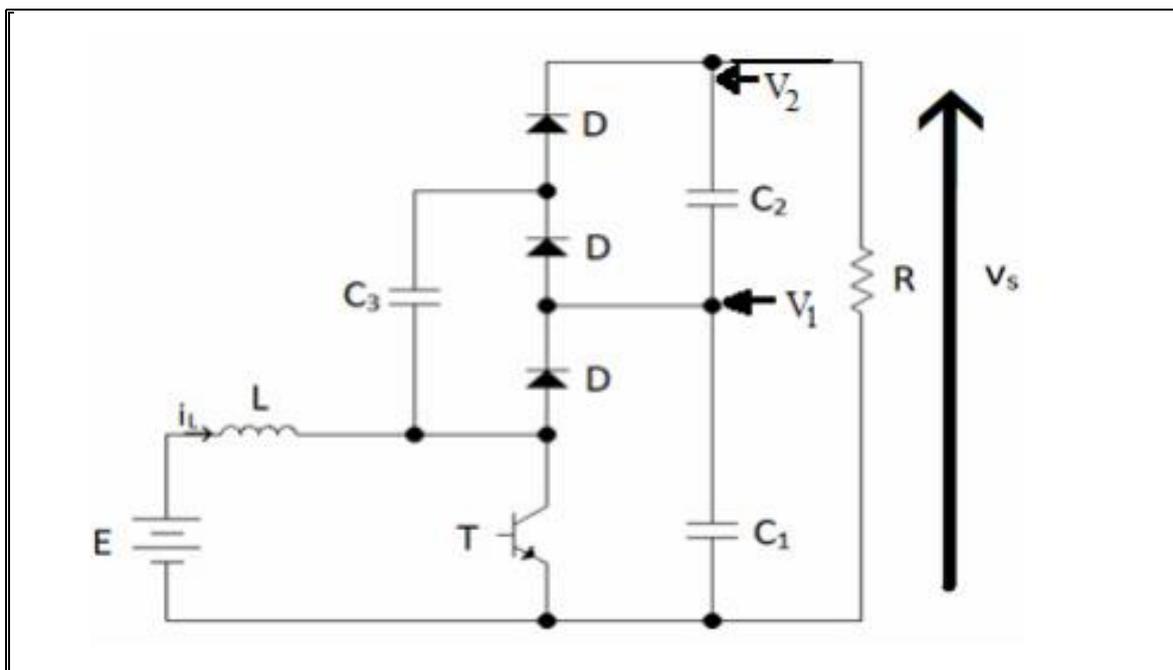


Figure III.4. Schéma du convertisseur Boost (niveau 2).

Etat 1: L'interrupteur est fermé suivant la figure (III.2)

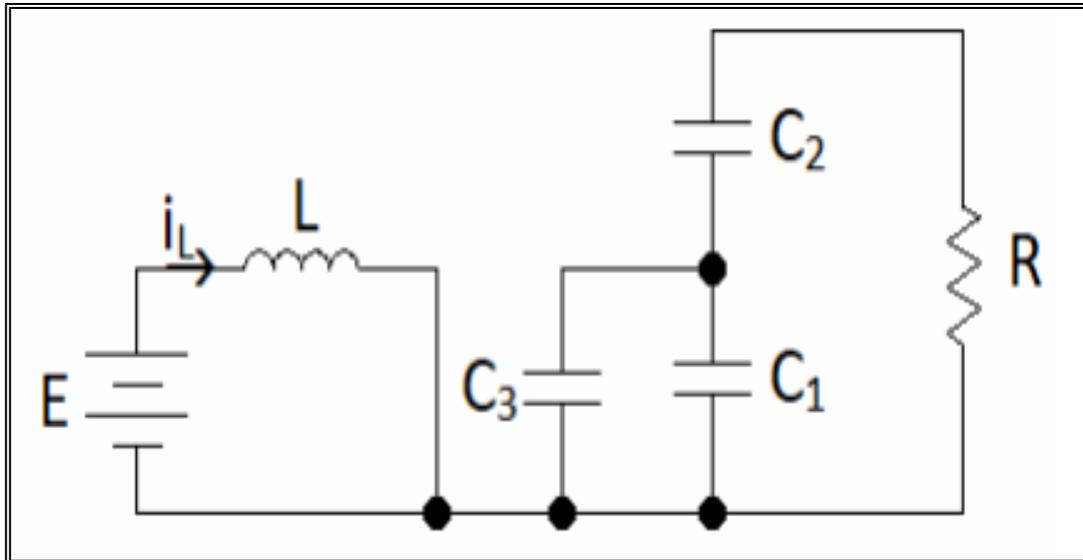


Figure III.5. Schéma du convertisseur Boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé.

Etat 2: L'interrupteur est ouvert suivant la figure III.3.

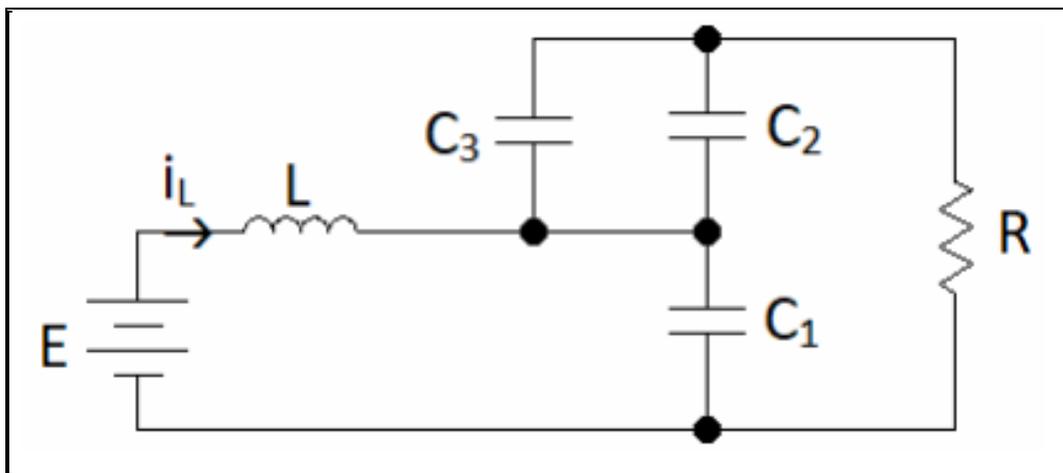


Figure III.6. Schéma du convertisseur Boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert.

Dans le but de réduire l'ordre de système on considère les deux circuits équivalent quand l'interrupteur est fermé (III.10) et ouvert (III.11). A cet effet, on considère les deux topologies suivantes comme suit :

$$C_1=C_2=C_3=C \quad (III.9)$$

$$C_{eq1} = (C_1//C_3) = 2C \quad (III.10)$$

$$C_{eq2} = C_1 = C \quad (III.11)$$

De plus, la tension dans chaque sortie de condensateur  $C_1$  et  $C_2$  est égale à la moitié de la tension de sortie  $V_s$  :

$$V_1 = V_2 = \frac{V_s}{2} \quad (III.12)$$

### III.3.3.Schéma bloc en boucle ouverte

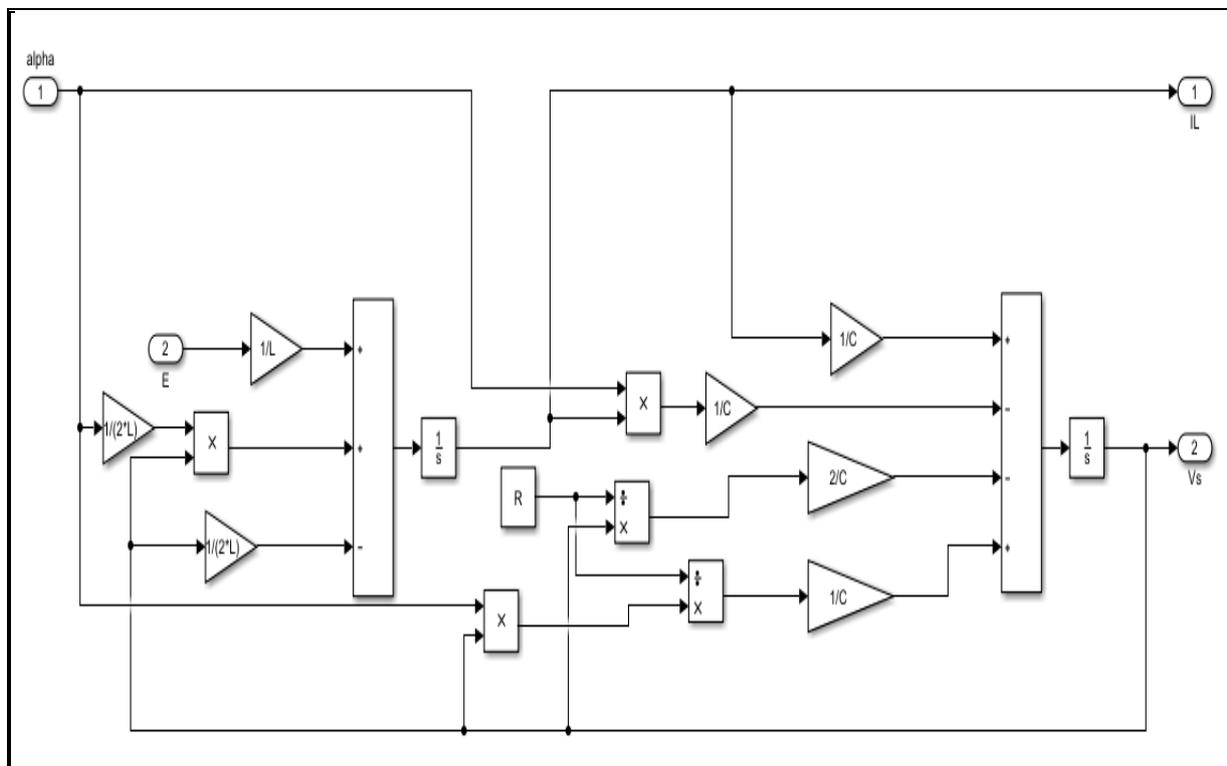


Figure III.7.Schéma bloc de convertisseur Boost à deux niveaux en boucle ouverte.

### III.4.La simulation

#### III.4.1. La Commande par mode glissant d'un convertisseur Boost à un niveau

Le contrôle en boucle fermée est nécessaire pour maintenir la tension de sortie lorsque la tension d'entrée a une certaine variation. L'analyse du convertisseur montre que la dynamique du système peut être divisée en mouvement rapide (courant) et lent (tension). Dans cette étude, le contrôle à deux boucles, une boucle de contrôle de courant interne et une boucle de contrôle de tension externe, est utilisé. Le contrôleur de boucle de tension est un contrôleur linéaire de type (PI). Étant donné que la vitesse de mouvement du courant est beaucoup plus rapide que celle de la tension de sortie, un contrôleur de mode glissant est utilisé dans la boucle de courant interne. Le schéma fonctionnel de l'ensemble du système est illustré à la Figure (III.8) En MATLAB-SIMULINK.

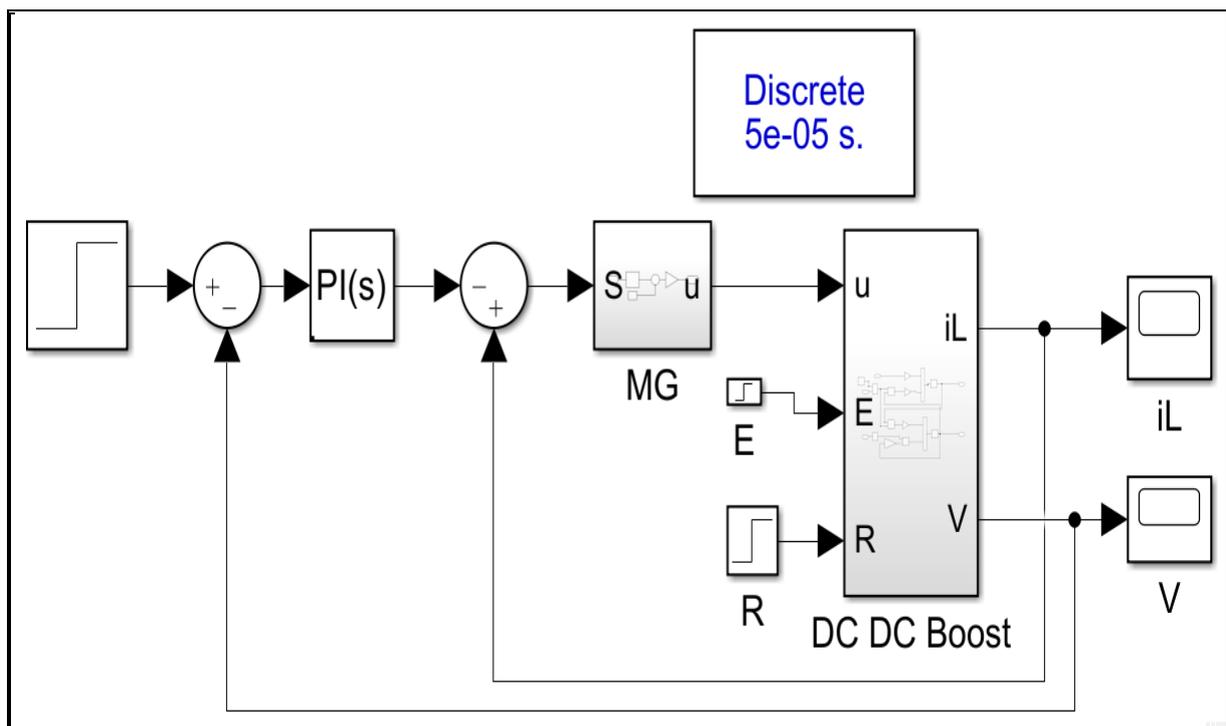
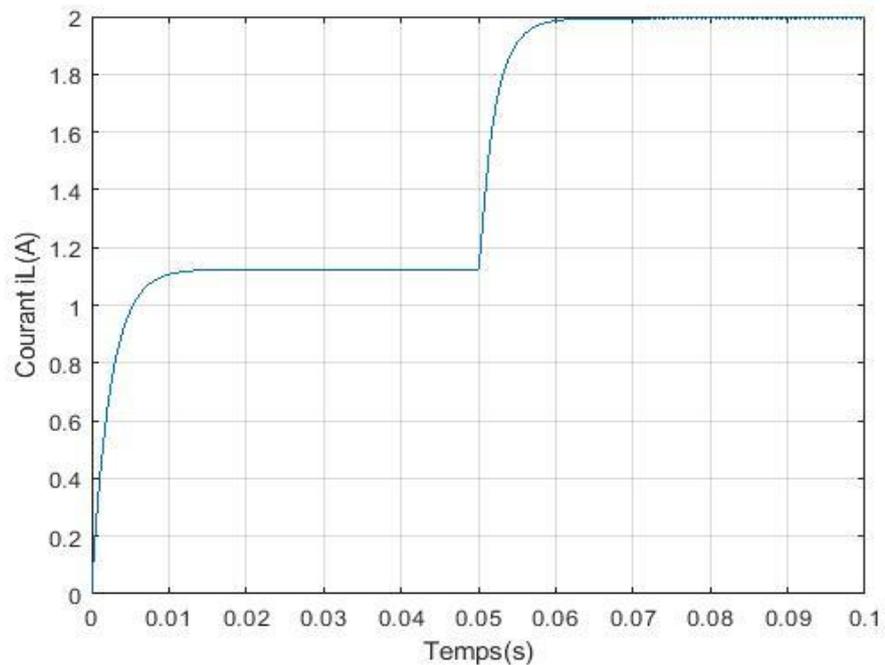
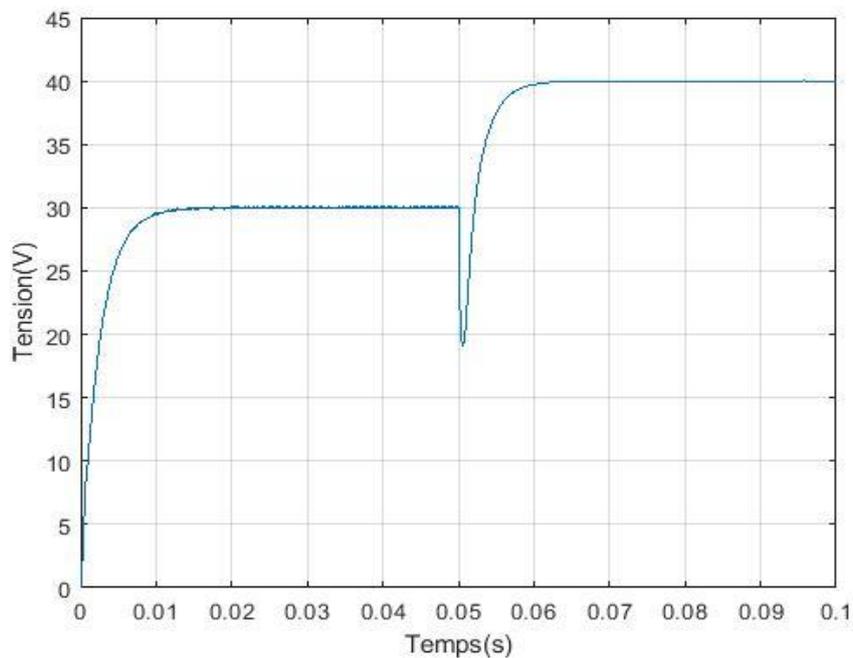


Figure III.8. Schéma bloc du convertisseur Boost à un niveau contrôlé par mode glissant.

➤ Résultat de simulation.



**Figure III.9.** Allure de courant d'entrée du convertisseur Boost à un niveau.



**Figure III.10.** Allure de la tension de sortie du convertisseur Boost à un niveau.

La simulation a été effectuée sur un circuit convertisseur « Boost » typique avec les valeurs de paramètre suivantes :  $E = 20 V$ ,  $L = 40 mH$ ,  $C = 4 J$ ,  $R = 40 W$ .

La figure (III.9) et(III.10).montre la tension de sortie et la réponse transitoire de courant lors d'un changement de la tension de référence de 30 à 40 V à l'instant  $t = 0,1$  s.

Il est connu que le contrôle de mode glissant est considéré comme une technique de contrôle de rétroaction robuste par rapport aux signaux de perturbation externes appariés et aux variations des paramètres de l'installation.

### III.4.2.La Commande par mode glissant d'un convertisseur Boost à deux niveaux

Le schéma fonctionnel est la commande d'un Boost à deux niveaux par mode glissant, l'ensemble du système est illustré à la Figure (III.11) En MATLAB-SIMULINK.

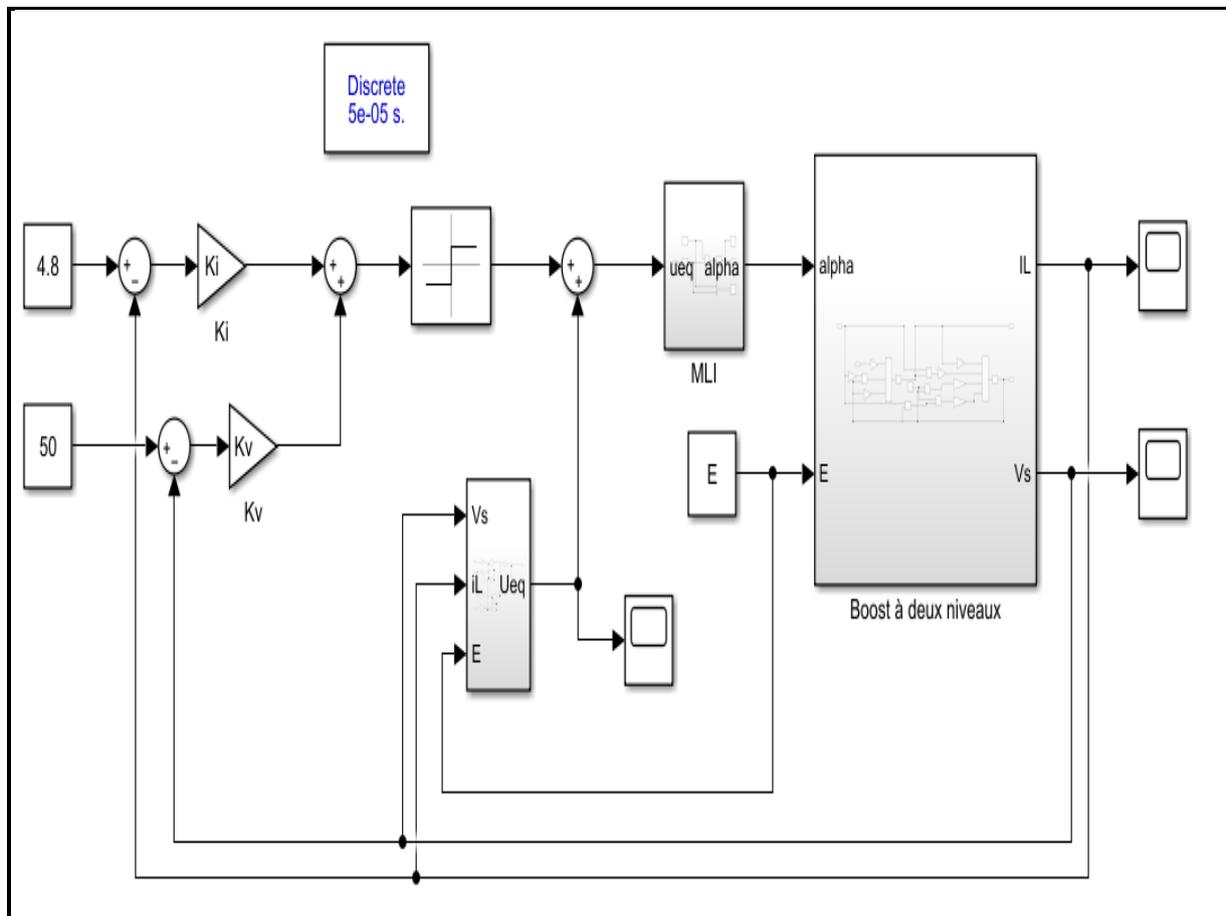
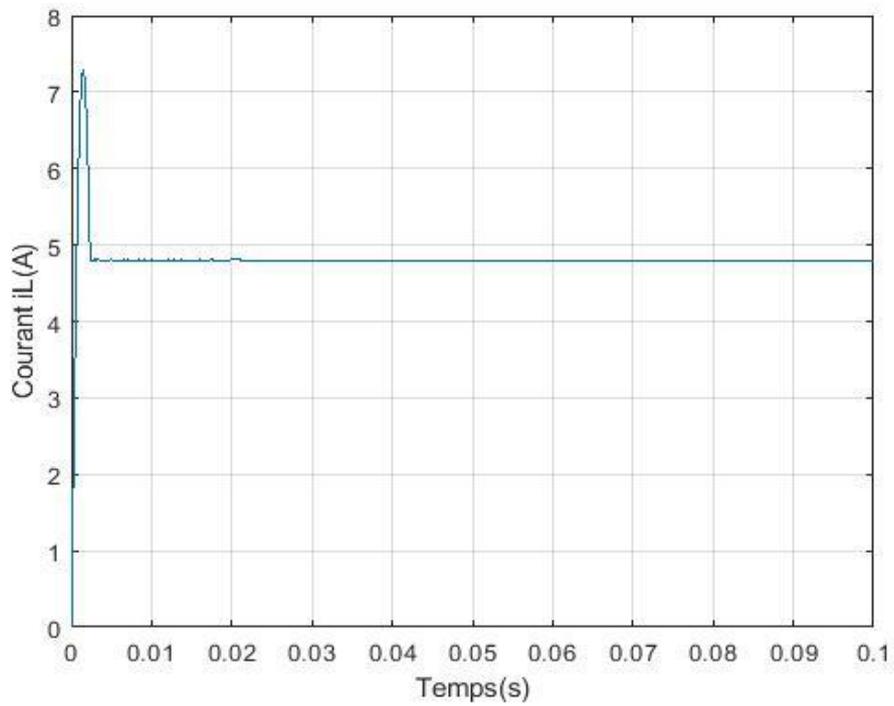
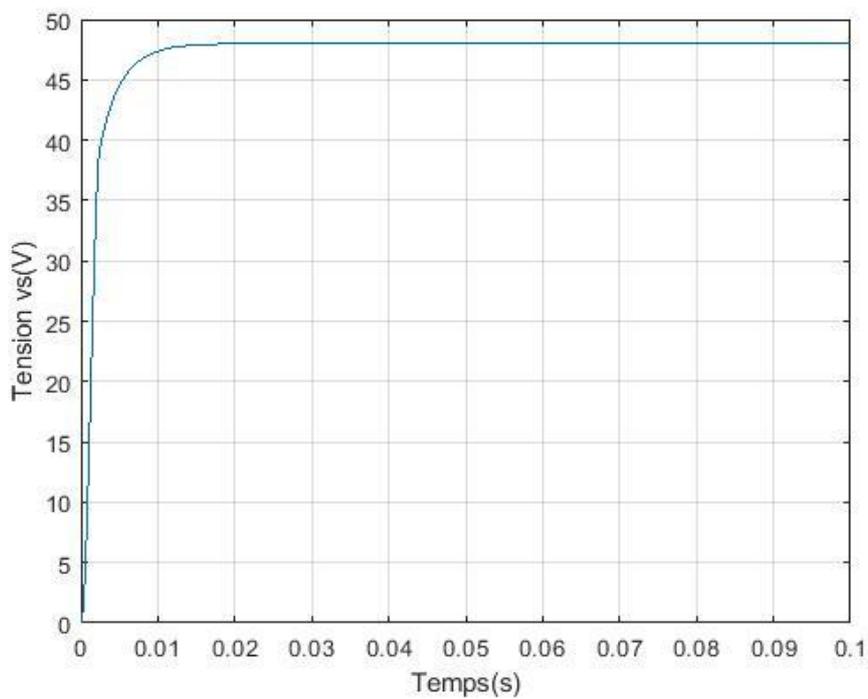


Figure III.11.Schéma bloc de commande par mode glissant du convertisseur Boost à deux niveaux.

➤ Résultat de simulation.



**Figure III.12.** Allure de courant d'entrée pour le convertisseur Boost à deux niveaux.



**Figure III.13.** Allure de la tension de sortie pour le convertisseur Boost à deux niveaux.



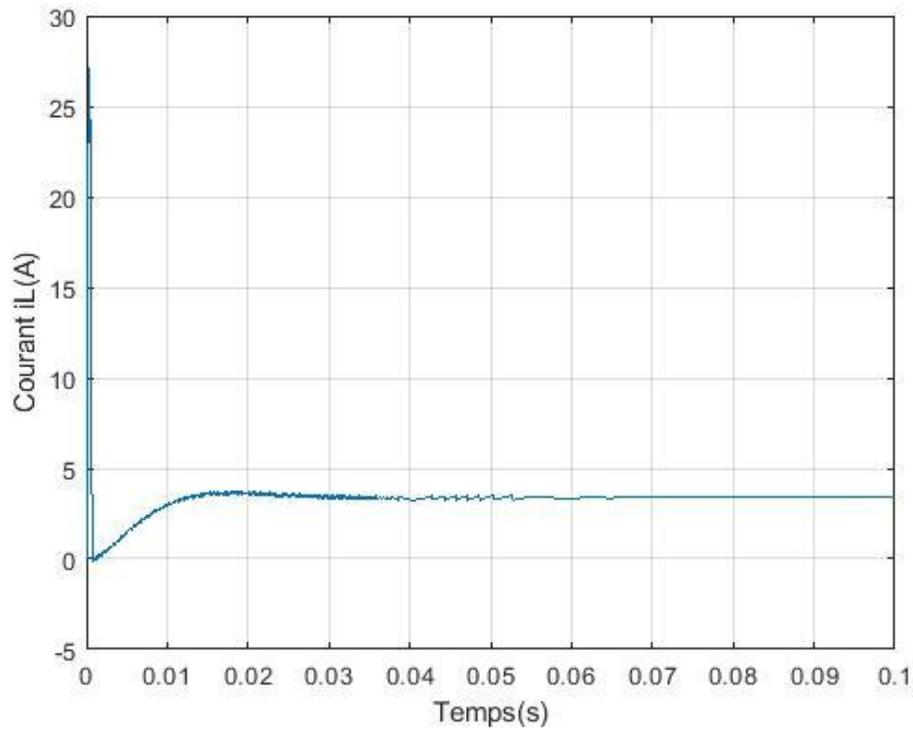


Figure III.15. Allure de courant d'entrée du convertisseur Boost à deux niveaux en cascade.

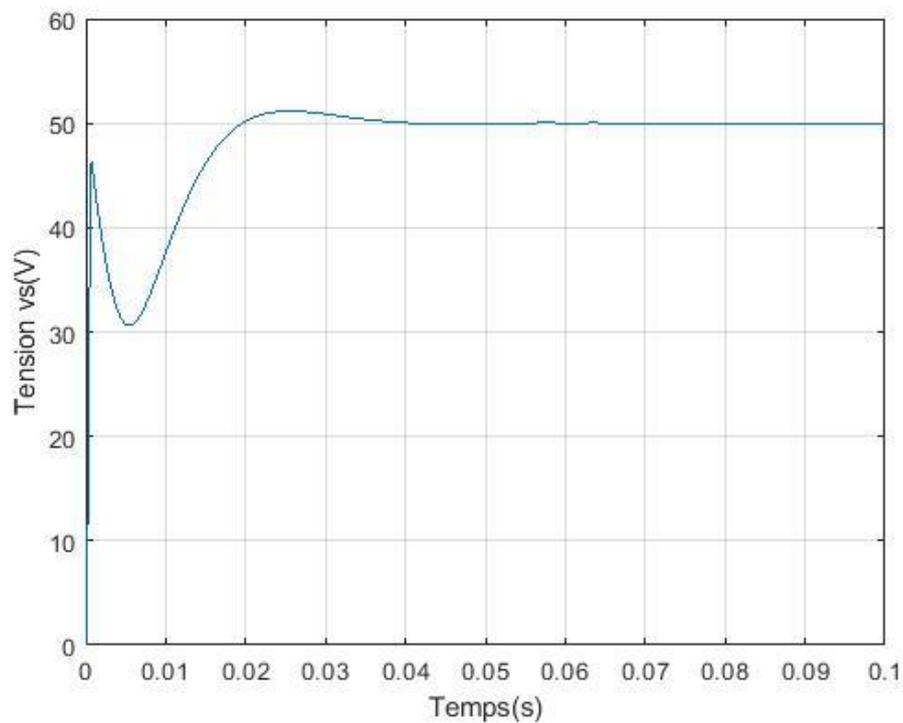


Figure III.16. Allure de la tension de sortie du convertisseur Boost à deux niveaux en cascade.

La figure (III.8) montre que pour une valeur de la tension de référence égale à 50V, nous avons trouvé une valeur moyenne de la tension de sortie qui est égale à 50V.

On constate aussi, qu'à partir des résultats présentés par la figure (III.8) que le régulateur par mode glissant assure bien l'objectif de stabilisation de la tension et du courant pour suivre rapidement la tension et le courant de référence avec sans oscillations.

### **III.5.Conclusion**

Dans ce chapitre, Nous avons présenté l'application de la technique de la commande par mode glissant pour la régulation de la tension et du courant du convertisseur Boost à deux niveaux.

- La première partie a été consacrée à la modélisation du convertisseur Boost.
- La seconde partie a été consacrée à l'application des différentes situations à la commande du convertisseur Boost à un niveau et à deux niveaux.

La commande par mode glissant montre son efficacité dans le convertisseur Boost à un niveau et à deux niveaux. La commande ainsi développée nous permet d'assurer une très bonne poursuite de la tension et du courant dans un temps très réduit. Les différentes simulations faites montrent que le système de régulation donne de bonnes performances.

# **Conclusion**

## **générale**

## Conclusion générale

Le but général de ce mémoire le travail est posé sur la commande d'un système non linéaire convertisseur DC/DC en utilisant une technique avancée de l'automatique qui est nommée la commande par mode glissant.

Nous avons rappelé les différents types des convertisseurs (Buck, Boost et Buck-Boost) et cela pour mieux comprendre le fonctionnement du convertisseur DC/DC.

Puis on a basé sur l'étude de la commande par mode glissant ainsi que les détails nécessaires pour la conception des algorithmes de celle-ci. On opte à modéliser les systèmes du convertisseur Boost à un niveau et deux niveaux pour synthétiser la loi de la commande.

Les résultats obtenus de cette étude ont permis la stabilité de la tension de sortie et le courant inducteur. La simulation montre que la commande par mode glissant à jouer un rôle pour stabiliser la tension de sortie et le courant du convertisseur DC/DC.

Nous avons conclu que la commande par mode glissant est avantageuse dans le système convertisseurs DC/DC.

Ce travail peut avoir une extension intéressante dans le domaine de la recherche; ainsi comme perspective, nous proposons de développer :

- L'utilisation des techniques d'intelligence artificielle comme la logique floue, les réseaux de neurones artificiels et les réseaux neuro-flous pour la commande du convertisseur.
- implémentation de système étudié en temps réel sur une maquette expérimentale.

# **Bibliographies**

## Bibliographies

- [1] Mr, Merabet wehab et Mr, Khoualene youhourta, « Commande par mode de glissement d'un convertisseur DC/DC», mémoire de master, Université A, Mira Bejaïa, 2013,
- [2] HAMMA Redouane, MERAMRIA Ayoub, BELALA Fateh, MESABHIA Rafik, «distributeur d'eau automatique» projet fin d'étude Université Tébessa, 2019,
- [3]<https://www.electronique-mixte.fr/wpcontent/uploads/2019/05/sch%C3%A9ma-thyristor.png>
- [4] M, Biswal, Master of Technology (Research), « control techniques for dc-dc buck converter with improved performancel», National Institute Technology , Rourkela, March 2011
- [5] Zemouri azeddine, « Etude expérimentale D'un Convertisseur DC/DC Contrôler par une commande robuste», Doctoral dissertation, Université de Batna 2, 2014,
- [6] Belkaid abdelhakim, «Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome», Doctorat en sciences, Université Ferhat Abbes Sétif, 2015,
- [7] Achour Abderraouf, « Analyse et commande d'un hacheur Buck- boost», mémoire de master, Université Mohamed Khider de Biskra, 2018,
- [8] SAHRAOUI Mebarek, «Commandes non linéaires de la machine asynchrone» , mémoire de master, Université de M'sila 2013 ,
- [9] 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,
- [10] W.Gao,J, C, hung, « variable structure control system », IEEE Trans, Indust, Applic,Vol,40, N°,1, pp45-55, 1993,
- [11] AMIEUR Toufik «Commande des Systèmes Non Linéaires par Mode Glissant Flou», mémoire de master, Université Mohamed Khider - Biskra 2009,
- [12] ZORIG Abed Elaziz, BELOUADAH Ahmed Hamza «Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone à aimant permanent » Mémoire d'Ingéniorat Université de M'sila, 2006,
- [13] IHADDADENE Karim, CHAIBI Madani, ABDELATIF Billal « Etude comparative entre la commande pi et celle par mode glissant d'un moteur asynchrone triphasé» Mémoire d'Ingéniorat Université de M'sila, 2009,

- [14] NAIDJI Omar «Commande à structure variable appliquée au simulateur de vol d'hélicoptère » mémoire de master Université de M'SILA, JUIN 2012,
- [15] AMGHAR Billal, HEDID Abdelkader « Commande par Fuzzy Sliding Mode d'un variateur de vitesse hydrodynamique » Mémoire d'Ingénieur Ecole Nationale Polytechnique, 2007,
- [16] BELKHEIR Med Elamine, HAMDY Mohamed, ROUMAIR Tariq « Synthèse de lois de commande par flou mode glissement avec une surface de glissement non linéaire appliques a système Hydraulique » Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA, 2010,
- [17] Younsi, A., Amieur, T., Amieur, O., Sedraoui, M., & Taibi, D, (2017, March), Adaptive fuzzy sliding mode control based on linear matrix inequalities for nonlinear systems, In 2017 14th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD) (pp, 287-292), IEEE,
- [18] Amieur, T., Sedraoui, M., Amieur, O., Djeddi, A., & Houam, Y, «Adaptive fuzzy sliding mode control for uncertain nonlinear SISO systems», In 2014 15th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA) (pp, 142-147), IEEE (2014, December),,
- [19] AMIEUR, Toufik, « Commande des systemes non linéaires par mode glissant flou, 2009», Mémoire de doctorat, Université Mohamed Khider-Biskra,
- [20] SAHRAOUI,M, « Commandes non linéaires de la machine asynchrone » Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila ,2013,
- [21] Guesmi, Kamel, «Contribution à la commande floue d'un convertisseur statique », Université de Reims Champagne Ardenne, 2006.
- [22] ACHOUR Abderraouf, «Analyse et commande d'un hacheur Buck- boost», mémoire de master Université Mohamed Khider de Biskra, 2018.
- [23] Utkin, V.I., 1993. Slidirig mode control design principles and applications to electric drives. IEEE Transactions on Industrial Applications, 40: 23-36.