



Université Mohamed Khider de Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de génie électrique

# MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
**Electrotechnique**  
Réseaux électrique

Réf. : .....

---

Présenté et soutenu par :  
**ACHOUR Abderraouf**

Le : samedi 23 juin 2018

## Analyse et commande d'un hacheur Buck-boost

---

### Jury :

Mme. BECHA Habiba	MAA	Université de Biskra	Président
Mme. HADRI-HAMIDA Amel	MCA	Université de Biskra	Encadreur
Mme. DERRADJI BELLOUM Karima	MAA	Université de Biskra	Examineur

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Electrique  
Filière : Electrotechnique  
Option : Réseaux électriques

Mémoire de Fin d'Etudes  
En vue de l'obtention du diplôme:

**MASTER**

*Thème*

**Analyse et commande d'un hacheur buck-boost**

**Présenté par :**

**ACHOUR Abderraouf**

**Avis favorable de l'encadreur :**

**HADRI-HAMIDA Amel**

*Signature*

**Avis favorable du Président du Jury :**

**BECHA Habiba**

*Signature*

**Cachet et signature**



Université Mohamed Khider Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Electrique  
Filière : Electrotechnique  
Option : Réseaux électriques

## *Thème*

### **Analyse et commande d'un hacheur Buck-Boost**

**Proposé par : ACHOUR Abderraouf**

**Dirigé par : HADRI-HAMIDA Amel**

### **RESUMES (Français et Arabe)**

L'adaptation des niveaux de tension et de courant des éléments de l'énergie électrique (panneaux solaires, charge, batterie et réseaux) par rapport à un bus continu nécessite un convertisseur statique DC-DC. Les convertisseurs DC-DC employés sont de types série, parallèle ou série-parallèle. L'objectif est répondre aux besoins croissants des sources de tension variables. L'étude a été initiée par la présentation des différentes topologies des convertisseurs DC-DC. Puis, un chapitre a été consacré à la modélisation et commande d'un hacheur Buck-Boost. Une application d'une commande PI sur ce convertisseur était effectuée. Cette commande assure la stabilité, la rapidité et le rejet de perturbation.

**Mot clés :** convertisseur DC-DC ,commande PI , hacheur buck-boost, Modélisation

تكييف مستويات التيار الكهربائي والتيار لعناصر الطاقة الكهربائية (الألواح الشمسية والحمل والبطارية والشبكات) بالنسبة إلى حامل مستمر يحتاج إلى محول ثابت DC-DC. محولات DC-DC المستخدمة هي من النوع المتوازي أو المتفرع أو المتسلسل. الهدف هو تلبية الاحتياجات المتزايدة لمصادر الجهد المتغير. وقد بدأت الدراسة من خلال تقديم طبولوجيا مختلفة من محولات DC-DC. بعد ذلك ، تم تخصيص فصل للنمذجة والتحكم في مفرمة Buck-Boost. تم تطبيق نظام تحكم PI على هذا المحول. يضمن هذا الأمر الاستقرار والسرعة ورفض الاضطراب  
الكلمات المفتاحية : محول DC-DC ، نظام تحكم PI ، محول متسلسل، نمذجة

# Dédicaces

*Avant tout, je tien à remercie le bon dieu, et l'unique qui m'offre le courage et  
la volonté nécessaire pour affronter les différentes de la vie,*

*Je dédie ce modeste travail*

*A ma mère.*

*A mon père.*

*A mes frères*

*A mon cher neveu Mohamed chihab*

*Et toute la famille.*

*A mes amis et mes collègues de la promotion 2018*

*«Electrotechnique ».*

# Remerciements

*Je tiens tout d'abord à remercier Dieu tout puissant  
qui nous a donné la santé, le courage et la patience  
pour mener à bien ce modeste travail.*

*J'exprime toutes mes profondes reconnaissances à  
mon encadreur Dr. HADRI HAMIDA AMEL  
pour le temps consacré à mes écouter, mes orienter et  
mes corriger tout au long de ce projet.*

*J'adresse mes remerciements à tous les membres du  
jury d'accepter de juger ce modeste travail et je  
souhaite exprimé mes profondes gratitudes à tous les  
enseignants qui mes ont formé dès la 1ere année jusque  
à la 5eme année à l'Université Mohamed Khider Biskra*

---

# *Sommaire*

# Sommaire

Sommaire .....	1
Liste des figures .....	4
Liste des tableaux .....	6
Notation.....	7
Introduction générale.....	8

## *Chapitre I : Etude de différentes topologies des convertisseurs DC/DC*

I.1 INTRODUCTION .....	10
I.2 Les convertisseurs DC/DC(hacheurs .....	10
I.3 Les différents types d'un hacheur .....	10
I.3.1 Hacheur série (buck) .....	10
I.3.1.1 Application.....	11
I.3.1.2 Principe de fonctionnement .....	11
I.3.1.3 Régime de conduction.....	12
I.3.1.4 Caractéristique de sortie.....	17
I.3.2 Hacheur élévateur (boost) .....	18
I.3.2.1 Application.....	18
I.3.2.2 Relations fondamentales .....	18
I.3.2.3 Principe de fonctionnement .....	19
I.3.2.4 Régime de conduction.....	21
I.3.2.5 Caractéristique de sortie.....	24
I.3.3 Hacheur abaisseur-élévateur (buck-boost).....	25
I.3.3.1 Principe de fonctionnement .....	26
I.3.3.2 Relations fondamentales .....	27
I.3.3.3 Valeur moyenne de la tension de sortie .....	29
I.3.3.4 Courant de sortie .....	30
I.3.3.5 Régime de conduction.....	32
I.4 Rendement du convertisseur statique.....	36
I.5 Conclusion .....	37

**Chapitre II : Modélisation et commande du hacheur buck-boost**

II.1 INTRODUCTION .....	38
II.2 Modélisation du convertisseur.....	38
II.2.1 Modèle moyen des convertisseurs DC/DC.....	38
II.2.2 Modélisation du convertisseur buck-boost .....	40
II.3 Systèmes asservis .....	43
II.3.1 Notions de système, en boucle ouverte (BO), en boucle fermée (BF) .....	43
II.3.2 Nécessite de la boucle fermée .....	44
II.4 Commande du hacheur .....	44
II.4.1 Boucles de contrôle de la tension et du courant .....	44
II.4.1.1 Boucle de contrôle de la tension (BCT) .....	45
II.4.1.2 Boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC) .....	45
II.4.2 Contrôle des convertisseurs DC/DC.....	46
II.4.2.1 Contrôle linéaire des convertisseurs DC/DC.....	46
II.4.2.2 Contrôle non-linéaire des convertisseurs DC/DC .....	46
II.5 Les correcteurs (les régulateurs) de base.....	47
II.5.1 Correcteur à action proportionnelle P.....	48
II.5.1.1 Principe.....	48
II.5.1.2 Effet du correcteur P.....	49
II.5.2 Correcteur à action intégrale I .....	49
II.5.2.1 Principe.....	49
II.5.2.2 Effet du correcteur I.....	50
II.5.3 Correcteur à action proportionnelle et intégrale PI .....	50
II.5.3.1 Principe.....	50
II.5.3.2 Effet du correcteur PI .....	51
II.6 La commande PI.....	51
II.7 Conclusion.....	53

**Chapitre III : Simulation et interprétation des résultats**

III.1 INTRODUCTION.....	54
III.2 L'outil MATLAB / SIMULINK .....	54
III.3 Résultats de simulation.....	54



III.3.1 Application d'une commande en boucle ouverte.....	54
III.3.1.1 Choix des bibliothèques dans MATLAB / SIMULINK .....	55
III.3.1.2 Simulation du convertisseur Buck-Boost.....	55
III.3.1.3 Présentation des résultats de simulation.....	56
III.3.1.4 Interprétation des résultats .....	58
III.3.2 Application d'une commande PI.....	59
III.3.2.1 Simulation d'une commande PI appliquée à un convertisseur buck-boost.....	59
III.3.2.2 Interprétation des résultats .....	62
III.4 Conclusion.....	63
Conclusion générale .....	64
Bibliographie .....	65

# *Listes des figures*

# Liste des figures

## Chapitre I : Etude des différents topologies des convertisseurs DC/DC

Figure I.1 Principe de base d'un hacheur .....	10
Figure I.2 Structure d'un hacheur série .....	11
Figure I.3 Les formes d'onde de la tension de sortie d'un hacheur série.....	12
Figure I.4 Conduction discontinue .....	13
Figure I.5 Convertisseur boost et sa charge .....	19
Figure I.6 Schéma de base d'un convertisseur Boost.....	19
Figure I.7 Formes d'onde de la tension de sortie d'un hacheur boost .....	20
Figure I.8 Conduction discontinue .....	22
Figure I.9 Circuit de base d'un hacheur Buck-boost.....	26
Figure I.10 Les deux configurations d'un convertisseur Buck-Boost suivant l'état de l'interrupteur $K1$ .....	26
Figure I.11 Convertisseur Buck-Boost.....	27
Figure I.12 Hacheur Buck-Boost et sa « charge » .....	27
Figure I.13 Grandeurs caractéristiques.....	28
Figure I.14 Tension $U_l$ aux bornes de l'inductance L .....	29
Figure I.15 Courant en sortie du convertisseur .....	30
Figure I.16 Conduction discontinue .....	33
Figure I.17 Caractéristique de sortie .....	36

## Chapitre II : Modélisation et commande du hacheur buck-boost

Figure II.1 Schéma du convertisseur buck-boost .....	41
Figure II.2 circuit équivalent du convertisseur buck-boost : (a) $K1$ ouvert (b) $K1$ fermé.....	41
Figure II.3 Schéma d'un système en Boucle Ouverte (en haut) et en Boucle Fermée (en bas)....	44
Figure II.4 Schéma de commande typique des hacheurs .....	45
Figure II.5 Correction P .....	48
Figure II.6 Correction I .....	50
Figure II.7 Correction PI .....	51

Figure II.8 Schéma synoptique de la commande PI..... 52

**Chapitre III : Simulation et interprétation des résultats**

Figure III.1 Hacheur buck-boost en boucle ouverte..... 56

Figure III.2 Tension de sortie  $V_c$  en fonction de D..... 56

Figure III.3 Courant dans l'inductance  $I_L$ ..... 57

Figure III.4 Pulse generator..... 57

Figure III.5 Tension de sortie  $V_c$  pour D=0.4..... 58

Figure III.6 Courant de l'inductance  $I_L$  pour D=0.4..... 58

Figure III.7 La commande PI du hacheur buck-boost..... 59

Figure III.8 Commande PI appliqué à un hacheur buck-boost ..... 60

Figure III.9 Tension de sortie (L=1.5 mH ,C=700  $\mu$ F) ..... 61

Figure III.10 Tension de sortie  $V_c$  (L=2 mH ,C=0.07 F) ..... 61

Figure III.11 Courant de sortie  $I_o$  ..... 62

# *Liste des tableaux*

# *Liste des tableaux*

## *Chapitre I : Etude des différents topologies des convertisseurs DC/DC*

Tableau I.1 Reformule des différents régimes de conduction hacheur Buck.....	17
Tableau I.2 Reformule des différents régimes de conduction hacheur Boost.....	25
Tableau I.3 Reformule des différents régimes de conduction hacheur Buck-boost.....	35
Tableau I.4 Rendement des convertisseurs statiques .....	37

## *Chapitre III : Simulation et interprétation des résultats*

Tableau III.1 Composants utilisés pour simuler le Buck-boost .....	55
Tableau III.2 Les paramètres de simulation .....	55
Tableau III.3 Les paramètres de simulation de la commande PI (en boucle fermée) .....	60

# *Notation*

# Notations

DC / DC : conversion continue / continue

$KI$  : Interrupteur

$T$  : Transistor

$d$  : Diode

$L$  : Inductance

$C$  : Capacité

$R$  : Résistance

$U_s$  : Tension de sortie

$U_e$  : Tension de la source continue

$D$  : Rapport cyclique

$I_s$  : Courant de sortie

$f$  : Fréquence de commutation

$\langle \rangle$  : Valeur moyenne

$\eta$  : Rendement

$P$  : Puissance

CCM : Mode de conduction continue

DCM : Mode de conduction discontinue

$V_{in}$  : Tension d'entrée

A,B,C,D : Des matrices

FTBO : Fonction de transfert en boucle ouverte

BCT : Boucle de contrôle de la tension

BCTC : Boucle de contrôle de la tension et du courant

$V_{ref}$  : Tension de référence « la consigne »

PI : Proportionnelle et intégrale



# *Introduction générale*

# *Introduction Générale*

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

La mise au point de semi-conducteurs, diodes, thyristors et transistors au silicium, permettant le contrôle des courants et des tensions importants a donné un essor considérable à cette nouvelle technique, au point d'en faire aujourd'hui une discipline de base du génie électrique [1].

Les systèmes chargés de manipuler l'énergie électrique sont les convertisseurs statiques qui permettent d'adapter de manière réversible l'énergie entre le réseau et la charge. Ces transformations apparaissent sous quatre formes les quelles sont associés quatre types de convertisseurs : les redresseurs, les hacheurs, les onduleurs et les gradateurs ou les cyclo-convertisseurs, les fonctions de base peuvent être utilisées seules ou associées entre elles pour adapter les modes de conversion aux besoins de l'utilisateur [2].

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu, permettant de générer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe. Ils se composent de condensateurs, d'inductance et d'interrupteurs statiques. Ils consomment moins de puissance. C'est pour cette raison que les hacheurs ont de très bons rendements. Le convertisseur est intrinsèquement un système non linéaire. Les techniques de commande qui peuvent être envisagées doivent aboutir à des correcteurs simples à implémenter, ce qui exige des structures simples à mettre en œuvre [3].

L'objectif de ce travail s'inscrit dans le but d'étudier une technique classique de commande appelée : la commande PI qui permet de commander les systèmes à structures variable. Nous avons choisi de l'appliquer dans notre cas à un hacheur buck-boost . Pour cela, nous avons réparti ce travail en trois chapitres essentiels

Dans le premier chapitre, nous présentons les différents types de hacheurs : dévolteur, survolteur et le dévolteur-survolteur et leur mode de fonctionnement.

Nous allons présenter, au deuxième chapitre, la modélisation du convertisseur buck-boost et la commande du convertisseur DC-DC et les différents régulateurs de base utilisés dans la commande PI appliquées au convertisseur avec une étude théorique.

Le dernier chapitre, nous l'avons consacré à la simulation de cette expérience avec l'interprétation des résultats obtenus. Nous terminons notre travail par une conclusion générale.

*Chapitre I : Etude de  
différentes topologies  
des convertisseurs  
DC/DC*

## I.1 INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à l'étude des différentes topologies des convertisseurs *DC/DC*. Les convertisseurs DC/DC en général réalisent deux fonctions: modifier le niveau de tension (élever ou abaisser) et réguler la tension [18]. Nous distinguons deux types de convertisseurs continus/continus :

- Les convertisseurs appelés (hacheurs), qu'ils soient abaisseurs (buck), élévateur (boost) , ou bien abaisseur-élévateur ( buck-boost).
- Les alimentations à découpages, qui correspondent aux applications petites puissances de la conversion DC/DC [4].

### I.2 Les convertisseurs DC/DC (Hacheurs)

Le hacheur est un dispositif de l'électronique de puissance mettant en œuvre un ou plusieurs interrupteurs commandés et qui permet de modifier la valeur de la tension d'une source de tension continue avec un rendement élevé. Le découpage se fait à une fréquence élevée. C'est l'analogie, pour les sources de tensions continues, du transformateur utilisé en régime alternatif [6].

Dans le cas idéal, tous les interrupteurs commandés ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle on a de bons rendements dans les hacheurs.

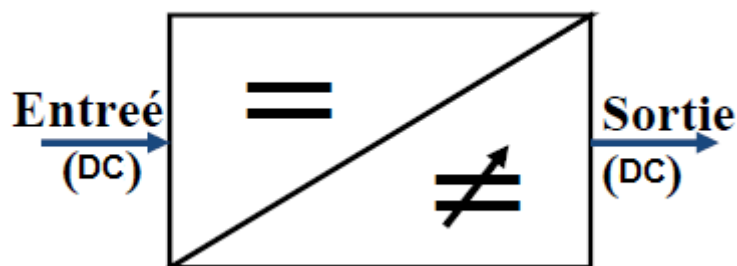


figure I.1 : principe de base d'un hacheur [5]

### I.3 Les différents types d'un hacheur

#### I.3.1 Hacheur série (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. L'interrupteur *K1*

Peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage). C'est un convertisseur qui donne en sortie une tension plus petite que celle de l'entrée [7].

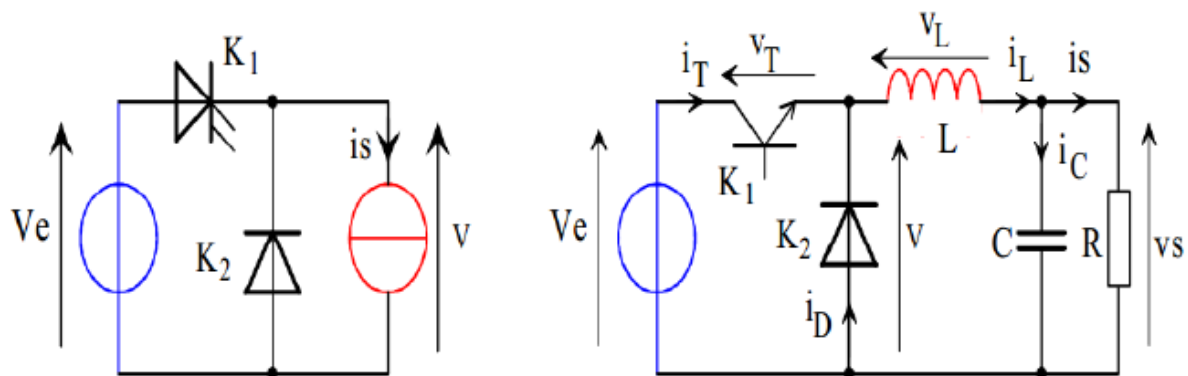


figure1.2 : Structure d'un hacheur série [8]

La charge est constituée par la résistance  $R$ . les éléments  $L$  et  $C$  forme un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultante du découpage sur la tension et le courant de sortie.

### I.3.1.1 Applications :

La façon la plus simple de réduire une tension est d'utiliser un diviseur de tension, mais les diviseurs de tension, dissipant sous forme de chaleur l'excès de tension, possèdent un faible rendement ce qui est rédhibitoire pour les applications d'électronique de puissance. Un convertisseur Buck possédant un fort rendement (jusqu'à 95%), et offrant la possibilité de réguler la tension de sortie, est donc plus adapté pour les applications d'électronique de puissance comme la réduction des 12-24V fournis par une batterie d'ordinateur portable vers les quelques Volts nécessaires au processeur .

### I.3.1.2 Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur  $K_1$ .

- Lors de la première, on rend le transistor passant et la diode polarisée en inverse, est bloquée. Cette phase dure de  $0$  à  $DT$ , avec  $D$  compris entre  $0$  et  $1$  ( $D$  est appelé rapport cyclique).
- Lors de la seconde, on bloque le transistor, La diode devient passante, Cette phase dure de  $DT$  à  $T$ .

Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées à la figure (I.3). En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle. La tension de sortie est donnée par la relation suivante [3] :

$$U_s = D \cdot U_e \quad (1.1)$$

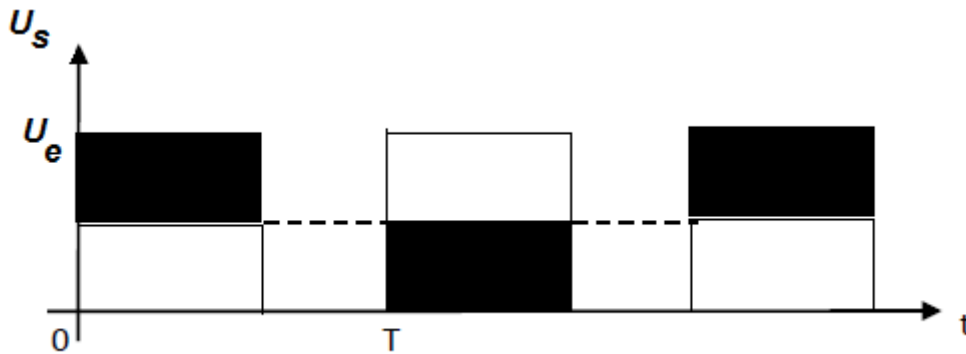


Figure I.3 : Les formes d'ondes de la tension de sortie d'un hacheur Buck [2]

La valeur moyenne  $\langle U_s \rangle$  est donnée par le calcul suivant :

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_s(t) dt \quad (1.2)$$

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_e(t) dt \quad (1.3)$$

$$\langle U_s \rangle = D \cdot U_e \quad (1.4)$$

### I.3.1.3 Régime de conduction

Les relations que nous avons établies sont valables pour tout hacheur abaisseur, pour lequel le courant dans la source de courant ne s'annule jamais. Ceci n'est cependant pas toujours le cas, et l'on distingue trois modes de fonctionnement :

- fonctionnement en conduction continue : comme énoncé ci-dessus, le courant  $I_s$  dans la source de courant ne s'annule jamais,

- fonctionnement en conduction discontinue : au contraire, le courant  $I_s$  s'annule avant la fin de la phase de roue libre, et ne redeviendra différent de zéro que lorsque le transistor sera amorcé à nouveau,
- fonctionnement en conduction critique : fonctionnement qui définit la limite entre les deux premiers modes de fonctionnement nommés.

Les relations que nous avons établi sont donc valables pour les modes de fonctionnement en conduction continue et en conduction critique, mais non pour le régime de conduction discontinue, ainsi qu'en attestent les tracés de la figure (I.4).

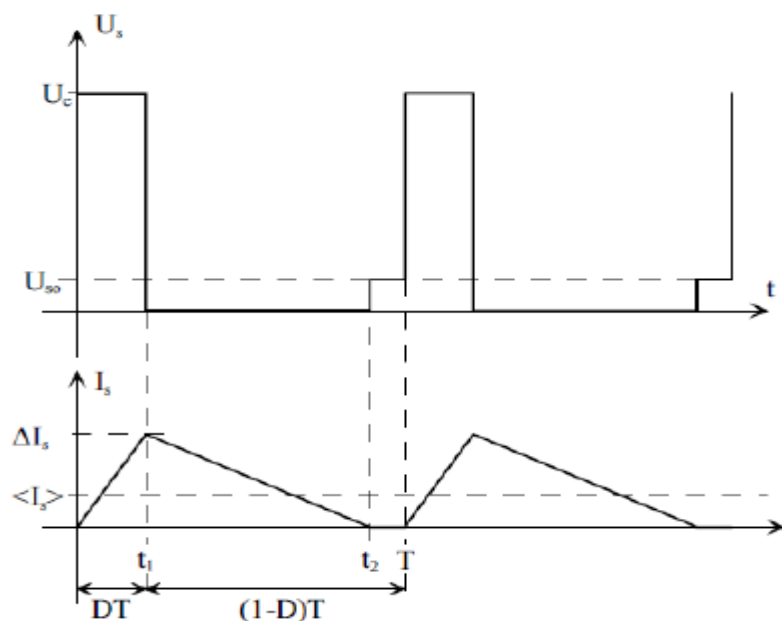


Figure I.4 : conduction discontinue [10]

Nous donnons, sur ces tracés, la tension  $U_s$  en sortie du convertisseur, ainsi que le courant  $I_s$  dans l'inductance  $L_s$  (courant dans la source de courant équivalente) :

- Courant  $I_s$  : lorsque le transistor  $T$  est amorcé, le schéma considère la figure (I.2) permet de déduire la tension appliquée aux bornes de  $L_s$  :

$$U_e - U_{so} = L_s \frac{dI_s}{dt} \quad (1.5)$$

Comme  $U_e > U_{so}$ , le courant  $I_s$  est donc croissant. Compte tenu des hypothèses de travail adoptées, cette croissance est linéaire.

Lorsque le transistor est bloqué, la tension aux bornes de  $L_s$  devient :



$$-U_{so} = L_s \frac{dI_s}{dt} \quad (1.6)$$

Comme  $U_{so} > 0$ , cette phase correspond à la décroissance du courant dans  $L_s$  (phase de roue libre). Cependant, l'amplitude des ondulations d'  $I_s$  autour de sa valeur moyenne est telle que le courant dans  $L_s$  s'annule avant que le transistor ne soit réenclenché. Comme cette phase est liée à la conduction de la diode d ( $I_s = I_d$ ), le courant  $I_s$  ne peut s'inverser. Dès qu'il devient nul, la diode d se bloque, et le courant  $I_s$  reste nul.

- Tension  $U_s$  : lorsque le transistor T est passant (pendant  $DT$ ), il est évident que :

$$U_s = U_e \quad (1.7)$$

Lorsque le transistor T est bloqué, la diode d assure la continuité du courant dans  $I_s$  en s'amorçant. La source de courant est ainsi court-circuitée :

$$U_s = 0 \quad (1.8)$$

Cette phase de fonctionnement est définie par sa durée  $D'T$ . Lorsque cette phase s'achève, et que la diode se bloque par annulation du courant  $I_s$ , la tension aux bornes de  $L_s$  devient également nulle, ce qui entraîne un troisième niveau de tension possible pour  $U_s$  puisque durant cette phase :

$$U_s = U_{so} \quad (1.9)$$

Ainsi, lors du fonctionnement en conduction discontinue, la tension  $U_s$  est constituée de créneaux de tension d'amplitude  $U_e$ , mais également de créneaux de tensions  $U_{so}$ .

On se place donc dans le cadre d'un fonctionnement en conduction discontinue figure I.4, en évaluant dans un premier temps l'amplitude  $\Delta I_s$  des ondulations du courant dans  $L_s$  :

Pendant  $DT$  :

$$U_e - U_{so} = L_s \frac{\Delta I_s}{DT} \quad (1.10)$$

Pendant  $D'T$  :

$$-U_{so} = L_s \frac{-\Delta I_s}{D'T} \quad (1.11)$$

Il vient donc :

$$\Delta I_s = \frac{1}{L_s} (U_e - U_{so}) DT = \frac{1}{L_s} D'TU_{so} \quad (1.12)$$

$$\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{D}{D+D'} \quad (1.13)$$

De même, on calcule la valeur moyenne  $\langle I_s \rangle$  du courant  $I_s$  :

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{T} \left[ \frac{1}{2} \Delta I_s DT + \frac{1}{2} \Delta I_s D'T \right] \quad (1.14)$$

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_s (D+D') \quad (1.15)$$

En reportant dans cette équation l'expression de  $I_s$ , et de  $D'$  déduite de (1.12) et (1.13), on obtient :

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{2} \frac{1}{L_s} (U_e - U_{so}) DT \left( D + \frac{U_e - U_{so}}{U_{so}} D \right) \quad (1.16)$$

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{2} \frac{D^2}{L_s f} U_e \left( \frac{U_e}{U_{so}} - 1 \right) \quad (1.17)$$

On obtient :

$$U_{so} = U_e \frac{1}{\frac{2 L_s f \langle I_s \rangle}{D^2 U_e}} \quad (1.18)$$

Par cette dernière relation on exprime l'expression de la tension moyenne en sortie du hacheur ( $U_{so} = \langle U_s \rangle$ ), en fonction :

- du rapport cyclique  $D$ ,
- de la valeur de l'inductance  $L_s$ ,
- de la fréquence de commutation  $f$  ( $f = 1/T$ ),
- de la valeur moyenne du courant  $I_s$ .
- de la tension de la source continue  $U_e$ .

Il est de plus important de définir la relation définissant le mode de fonctionnement en conduction critique. Cette relation peut être obtenue à partir de la relation :

$$\langle I_{slim} \rangle = \frac{\Delta I_s}{2} \quad (1.19)$$

Où  $\langle I_{slim} \rangle$  représente la valeur moyenne du courant  $I_s$  lorsque le mode de conduction critique est atteint. On notera que pour ce mode de fonctionnement :

$$\langle U_s \rangle = U_{so} = D U_e \quad (1.20)$$

Le développement de l'expression de  $\langle I_{slim} \rangle$  donne :

$$\langle I_{slim} \rangle = \frac{1}{2 L_s f} (U_e - U_{so}) D \quad (1.21)$$

$$\langle I_{slim} \rangle = \frac{1}{2L_s f} (1 - D) D U_e \quad (1.22)$$

### I.3.1.4 Caractéristiques de sortie :

Nous possédons à présent tous les éléments qui permettent de définir les caractéristiques de sortie d'un hacheur abaisseur, grâce aux relations :

- Équation (1.4) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction continue,
- Équation (1.18) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction discontinue,
- Équation (1.20) : condition de conduction critique Pour définir ces caractéristiques statiques, nous introduisons des variables normalisées que nous utiliserons systématiquement tout au long de l'étude des convertisseurs DC/DC.

**Définition :** Soient la tension  $y$  et le courant  $x$ , respectivement tension normalisée et courant normalisé On définit :

$$y = \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = \frac{U_{so}}{U_e} \quad (1.23)$$

$$x = \frac{2L_s f \langle I_s \rangle}{U_e} \quad (1.24)$$

Si l'on reformule les équations (1.4), (1.18) et (1.20) suivant cette définition, on obtient :

Conduction continue	$U_{so} = D U_e$	$\Rightarrow y = D$
Conduction discontinue	$U_{so} = U_e \frac{1}{1 + \frac{2L_s f \langle I_s \rangle}{D^2 U_e}}$	$\Rightarrow y = \frac{1}{1 + \frac{2x}{D^2}}$
Conduction critique	$\langle I_{slim} \rangle = \frac{1}{2L_s f} (1 - D) D U_e$	$\Rightarrow x_{lim} = \frac{1}{2} y (1 - y)$

Tableau I.1 : Reformule des différents régimes de conduction hacheur Buck [9]

### **I.3.2 Hacheur élévateur (Boost)**

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

#### **I.3.2.1 Applications**

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

Les convertisseurs boost sont utilisés dans des applications de faible puissance comme les systèmes d'éclairage portatifs. Une diode électroluminescente blanche nécessite une tension de 2,7 V à 3,6 V environ pour fonctionner, un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par une pile de 1,5V afin de réaliser une lampe torche faible consommation.

Les convertisseurs boost peuvent aussi délivrer des tensions bien plus élevées afin d'alimenter les tubes à cathode froide présents dans le rétro éclairage des écrans à cristaux liquide ou les flashs des appareils photo par exemple.

Une automobile hybride comme la Toyota Prius utilise un moteur électrique, nécessitant une tension de 500 V. Sans convertisseur boost, cette automobile devrait embarquer 417 éléments d'accumulateurs NiMH connectés en série pour alimenter ce moteur. Cependant, la Prius n'utilise que 168 éléments ainsi qu'un convertisseur boost afin de passer la tension disponible de 202 à 500V [7].

#### **I.3.2.2 Relations fondamentales**

Sur cette représentation, l'interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage est un IGBT (noté T). Ses commutations commandées entraîneront les commutations spontanées de la diode d.

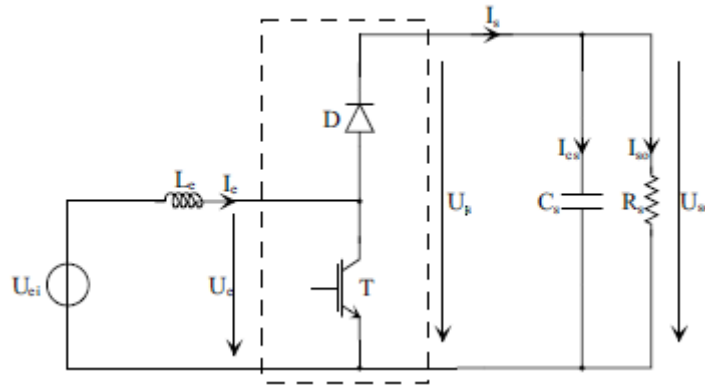


Figure I.5 : Convertisseur boost et sa charge [9]

Nous avons simplement précisé les natures des sources de courant et de tension, sachant que dans le présent contexte, nous nous attachons au transfert d'énergie de la source de courant vers la source de tension :

- source de courant : cette source fournit de la puissance. Nous avons donc choisi de la représenter par un générateur de tension  $U_{ei}$  (type batterie par exemple), en série duquel nous avons placé une inductance pour conférer à l'ensemble le caractère source de courant requis. La tension imposée au convertisseur par cette source est la tension  $U_e$ .
- source de tension : cette source est la charge. Elle comprend une résistance (charge continue type), en parallèle de laquelle on place un condensateur pour conférer à l'ensemble le caractère source de tension requis.

### 1.3.2.3 Principe de fonctionnement

Le principe d'un tel convertisseur est d'assurer la fluence d'énergie entre une source de courant continu, et une source de tension continue, ainsi que présenté Figure (I.6)

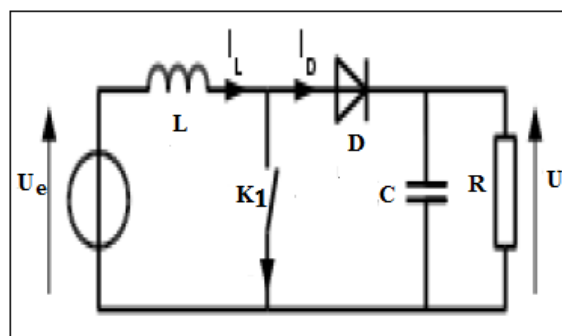


Figure I.6 : Schéma de base d'un convertisseur boost [7]

L'interrupteur  $KI$  est fermé pendant la fraction  $DT$  de la période de découpage  $T$ . La source d'entrée fournit l'énergie à la capacité  $C$  à travers l'inductance  $L$ . Lors du blocage du transistor, la diode  $d$  assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge.

Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées à la figure I.7 . En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle, ce qui impose la relation suivante :

$$U_s = U_e \frac{1}{1-D} \quad (1.25)$$

Par définition,  $0 \leq D \leq 1$ , ce qui induit que le montage est élévateur de tension (survolteur).

Nous avons représenté la tension  $U_l$  aux bornes de l'inductance, ainsi que les variations du courant  $I_e$  qui la traverse. On définit  $D$  le rapport cyclique, comme le rapport entre la durée d'amorçage du transistor et la période de commutation du convertisseur  $T$ . La tension  $U_l$  dépend de la phase de fonctionnement du convertisseur considérée :

- Pendant  $DT$  :  $U_l = U_{ei}$ ,
- Pendant  $(1 - D) T$  :  $U_l = U_{ei} - U_{so}$

On peut ainsi calculer l'expression  $\langle U_l \rangle$  de la valeur moyenne de  $U_l$ .

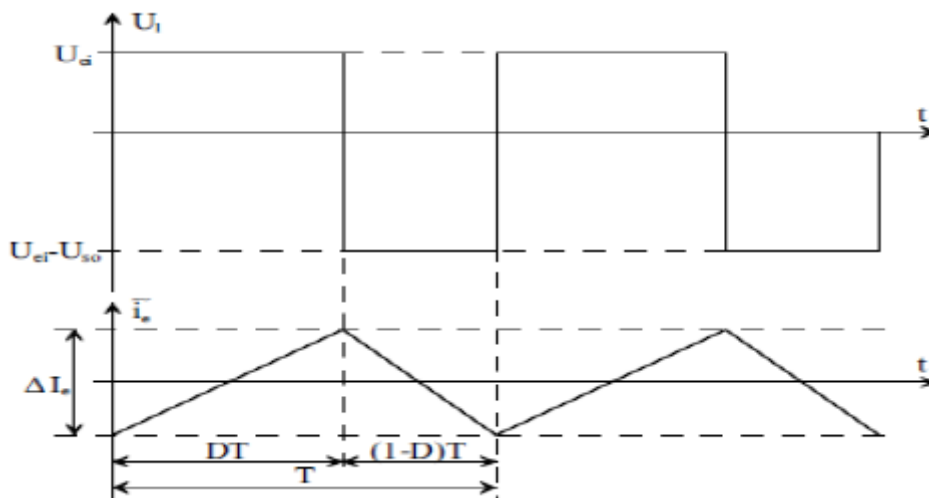


Figure I.7 : Formes d'onde de la tension de sortie d'un hacheur Boost [9]

$$\langle U_l \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_l(t) dt \quad (1.26)$$

$$\langle U_l \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_{ei}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T (U_{ei}(t) - U_{so}(t)) dt \quad (1.27)$$

$$\langle U_l \rangle = U_{ei} D + (U_{ei} - U_{so})(1-D) \quad (1.28)$$

En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de l'inductance L est nulle. Par conséquent :

$$\langle U_l \rangle = 0 \quad (1.29)$$

$$U_{so} = U_e \frac{1}{1-D} \quad (1.30)$$

#### I.3.2.4 Régime de conduction

- Le convertisseur boost est caractérisé par trois régimes de fonctionnement distincts : Conduction continue : le courant  $I_e$  ne s'annule jamais. Toutes les relations que nous venons d'établir se réfèrent à ce régime de fonctionnement,
- Conduction critique : le courant s'annule ponctuellement lorsque, compte tenu de ses ondulations, sa valeur moyenne est telle que sa valeur minimale vaut zéro.
- Conduction discontinue : le courant  $I_e$  prend une valeur nulle, pendant une durée supérieure à zéro.

Nous définissons dans un premier temps le régime de conduction discontinu. Ce fonctionnement est obtenu sous la condition suivante :



$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_e \quad (1.31)$$

D'après la relation (2.31), il vient :

$$\langle I_{slim} \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_e (1-D) \quad (1.32)$$

Où  $I_{solim}$  est la valeur limite de  $I_{so}$  pour laquelle on observe la conduction discontinue. Le report de (2.30) dans cette dernière équation donne la condition de fonctionnement en conduction critique :

$$\langle I_{slim} \rangle = \frac{U_{ei}}{2L_s f} (1-D) D \quad (1.33)$$

Pour ce qui est de la conduction discontinue, nous référons au schéma Figure (I.8) On distingue trois phases de fonctionnement :

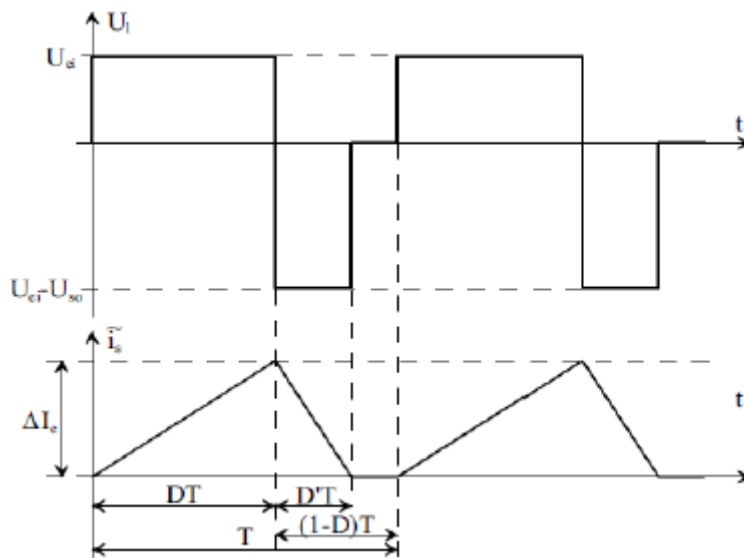


Figure I.8 : conduction discontinue [10]

- Pendant  $DT$  : le transistor est amorcé. La tension appliquée aux bornes de l'inductance  $L_e$  vaut  $U_{ei}$ . Cette phase correspond à la croissance du courant dans  $L_e$ .
- Pendant  $D'T$  : le transistor est bloqué, et la diode est amorcée. La tension appliquée aux bornes de l'inductance  $L_e$  vaut  $U_{ei} - U_{so}$ . Comme  $U_{so} > U_{ei}$ , cette tension est négative. Cette phase correspond donc à la décroissance du courant dans  $L_e$ .
- Pendant  $(1-D)T - D'T$  : le courant s'est annulé dans l'inductance. Il s'est donc également annulé dans la diode  $d$ . Ceci est une condition de blocage pour la diode.

Dans ce cadre, le courant est nul dans l'inductance  $L_e$ , et le reste. Tous les interrupteurs étant bloqués, la tension  $U_l$  aux bornes de  $L_e$  est également nulle.

La relation (2.30) liant  $U_{so}$  et  $U_{ei}$  n'est donc plus applicable, et doit être réévaluée. La première étape consiste à lier les rapports cycliques  $D$  et  $D'$  :

Pendant  $DT$  :

$$U_l = U_{ei} = L_e \frac{\Delta I_e}{dt} \quad (1.34)$$

$$\Delta I_e = \frac{1}{L_e} U_e DT \quad (1.35)$$

Pendant  $D'T$  :

$$U_l = U_{ei} - U_{so} = L_e \frac{-\Delta I_e}{dt} \quad (1.36)$$

$$\Delta I_e = \frac{1}{L_e} (U_{so} - U_{ei}) D'T \quad (1.37)$$

D'où il vient :

$$U_{ei} D = (U_{so} - U_{ei}) D' \quad (1.38)$$

$$D' = \frac{U_{ei}}{U_{so} - U_{ei}} D \quad (1.39)$$

La seconde étape consiste en l'évaluation du courant en sortie du convertisseur. Comme vu précédemment, nous savons que :  $I_{so} = \langle I_s \rangle$ . En outre,  $I_s = I_e$  lorsque la diode  $d$  est passante (c'est à dire pendant  $D'T$ ). D'après Figure I.8, il vient donc aisément :

$$I_{so} = \frac{1}{2} \Delta I_e D' \quad (1.40)$$

On reporte les relations (1.35) et (1.39) dans cette expression :

$$I_{so} = \frac{1}{2L_e} U_e DT \frac{U_{ei}}{U_{so} - U_{ei}} D \quad (1.41)$$

$$I_{so} = \frac{1}{2L_{ef}} \frac{U_{ei}^2}{U_{so} - U_{ei}} D^2 \quad (1.42)$$

A partir de cette relation, on isole le rapport  $U_{so} / U_{ei}$  pour obtenir :

$$\frac{U_{so}}{U_{ei}} = 1 + \frac{U_e}{2L_{ef} I_{so}} D^2 \quad (1.43)$$

### I.3.2.5 Caractéristiques de sortie

Nous possédons à présent tous les éléments qui permettent de définir les caractéristiques de sortie d'un hacheur élévateur, grâce aux relations :

- Équation (1.25) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction continue,
- Équation (1.38) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction discontinue,
- Équation (1.33) : condition de conduction critique.

Comme pour le convertisseur Buck, nous introduisons les variables normalisées suivantes:

$$y = \frac{\langle U_s \rangle}{U_{ei}} = \frac{U_{so}}{U_{ei}} \quad (1.44)$$

$$x = \frac{L_{ef} \langle I_{so} \rangle}{U_{ei}} \quad (1.45)$$

Si l'on reformule les équations (1.25), (1.38) et (1.35) suivant cette définition, on obtient :

Conduction continue	$\frac{U_{so}}{U_{ei}} = \frac{1}{1-D}$	$\Rightarrow y = \frac{1}{1-D}$
Conduction discontinue	$\frac{U_{so}}{U_{ei}} = 1 + \frac{U_e}{2L_{ef}I_{so}} D^2$	$\Rightarrow y = 1 + \frac{D^2}{2x}$
Conduction critique	$I_{so_{lim}} = \frac{U_{ei}}{2L_{ef}} (1-D) D$	$\Rightarrow x_{lim} = \frac{1}{2} \frac{y-1}{y^2}$

**Tableau I.2 : Reformule des différents régimes de conduction d'un hacheur Boost [9]**

### I.3.3 Hacheur abaisseur-élevateur ( buck-boost)

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

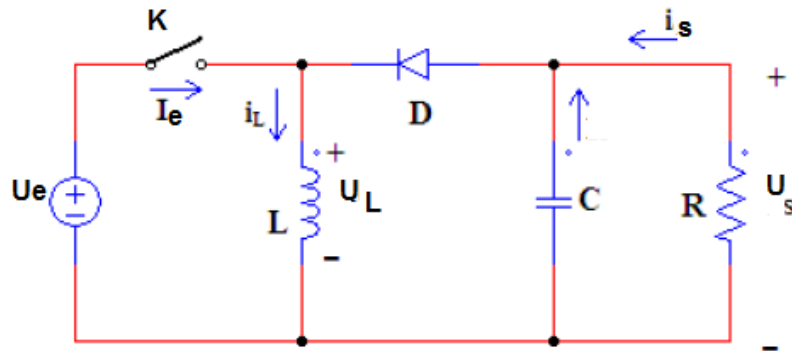
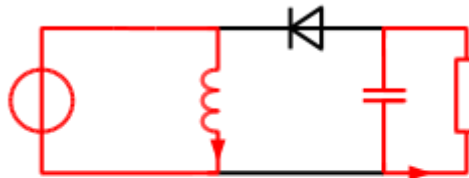


Figure I.9 : Circuit de base d'un hacheur buck-Boost [6]

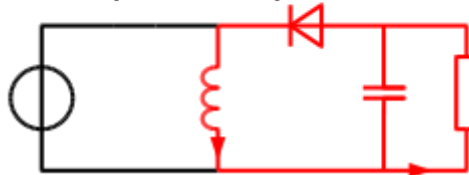
### I.3.3.1 Principe de fonctionnement

Le convertisseur buck-boost est également appelée abaisseur-élevateur par son aptitude à fournir une tension plus faible, ou plus élevée que celle appliquée en son entrée. Ceci dépend de la valeur du rapport cyclique

Interrupteur passant



Interrupteur bloqué



.Figure I.10 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck-Boost suivant l'état de l'interrupteur  $KI$  [17]

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck-Boost peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur  $KI$  (voir figure I.10) :

- Dans l'état passant, l'interrupteur  $KI$  (est fermé, conduisant ainsi à une augmentation de l'énergie stockée dans l'inductance.

- Dans l'état bloqué, l'interrupteur  $K1$  est ouvert. L'inductance est reliée à la charge et à la capacité. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité et la charge.

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

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

### I.3.3.2 Relations fondamentales

Afin de définir les relations fondamentales qui régissent le fonctionnement d'un hacheur buck-boost, nous nous référons au schéma Figure I.12.

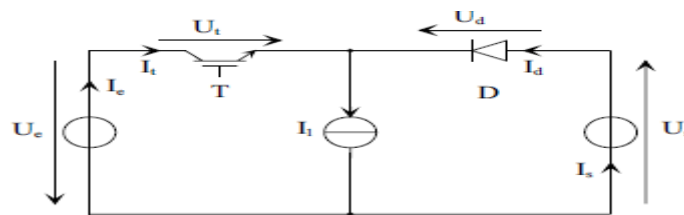


Figure I.11 : Convertisseur buck-boost [9]

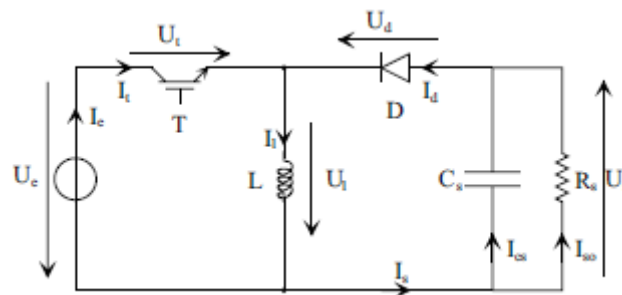


Figure I.12 : Hacheur buck-boost et sa « charge »

Rien n'est fondamentalement changé par rapport au schéma proposé Figure (I.11). Nous avons simplement précisé les natures des sources de courant et de tension, sachant que dans le présent contexte, nous nous attachons au transfert d'énergie de la source de tension  $U_e$  vers la source de tension  $U_s$  :

- source de tension  $U_e$  : cette source fournit de la puissance. Nous avons donc choisi de la représenter par un générateur de tension parfait  $U_e$  (type batterie par exemple).
- source de tension  $U_s$  : cette source est la charge. Par définition, la charge type de la conversion DC/DC est la résistance. Nous avons placé en parallèle de la résistance  $R_s$ , la capacité  $C_s$  qui confère à l'ensemble le caractère source de tension requis,
- la source de courant  $I_l$  : nous avons placé une l'inductance L, à l'échelle des commutations de T et de D, le caractère ((inertie de courant)) de L permet de conférer à cette dernière la nature source de courant requise.

Les formes d'ondes des courants et tensions dans le convertisseur, ainsi que dans sa charge sont données à titre d'illustration Figure (I.13).

Le buck-boost y est caractérisé dans sa nature élévatrice. Les formes d'ondes données auraient été cependant voisines si l'on avait choisi un fonctionnement en abaisseur. Pour les courants, nous avons représenté Figure (I.13).

Le courant  $I_l$  dans l'inductance L: Ce courant est constitué d'une valeur moyenne, ainsi que d'une ondulation autour de cette valeur moyenne. Le fonctionnement du convertisseur est ainsi un fonctionnement en régime de conduction continue.

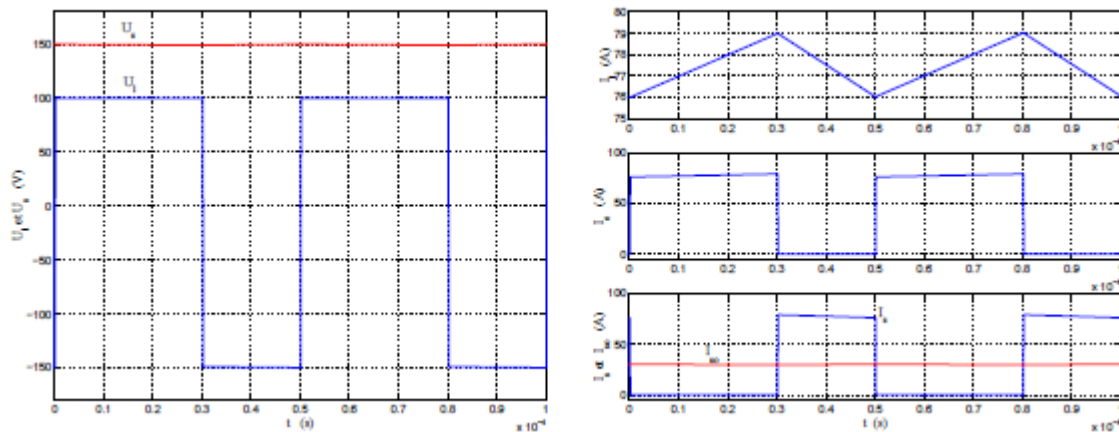


Figure I.13 : grandeurs caractéristiques [10]

- le courant dans le transistor T, qui est également le courant fourni par la source de tension  $U_e$  lorsque T est passant, alors  $I_t = I_e = I_l$ . Cette phase correspond à la phase de croissance du courant dans l'inductance L.

- le courant dans la diode  $d$ , qui est également le courant absorbé par la source de tension  $U_s$  lorsque  $d$  est passante, alors  $I_d = I_l = I_s$ . Cette phase correspond à la phase de décroissance de courant dans l'inductance  $L_e$ .
- le courant  $I_{so}$  dans la résistance de charge  $R_s$ , dont on peut considérer l'ondulation résiduelle comme parfaitement négligeable devant la valeur moyenne. Le condensateur  $C_s$  a en effet été dimensionné pour cela, suivant un critère que nous définirons ultérieurement.

### I.3.3 Valeur moyenne de la tension de sortie

Afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur élévateur, nous nous référons au schéma Figure I.14 [11].

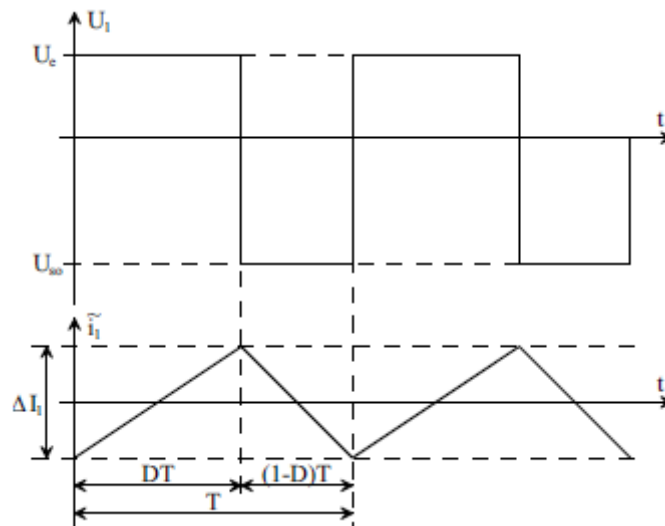


Figure I.14 : tension  $U_l$  aux bornes de l'inductance  $L$  [11]

Nous avons représenté la tension  $U_l$  aux bornes de l'inductance, ainsi que les variations du courant  $I_l$  qui la traverse. On définit  $D$  le rapport cyclique, comme le rapport entre la durée d'amorçage du transistor et la période de commutation du convertisseur  $T$ . La tension  $U_l$  dépend de la phase de fonctionnement du convertisseur considérée :

- pendant  $DT$  :  $U_l = U_e$ ,
- pendant  $(1 - D) T$  :  $U_l = -U_{so}$



On peut ainsi calculer l'expression de la valeur moyenne  $\langle U_l \rangle$  de  $U_l$  :

$$\langle U_l \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_l(t) dt$$

$$\langle U_l \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_e(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T -U_{so}(t) dt \quad (1.46)$$

$$\langle U_l \rangle = U_e D - U_{so} (1-D)$$

En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de l'inductance  $L$  est nulle. Par conséquent :

$$U_l = 0 \Rightarrow U_{so} = U_e \frac{D}{1-D} \quad (1.47)$$

### I.3.3.4 Courant en sortie

Les courants en entrée, en sortie, ainsi que dans l'inductance  $L$  sont représentés Figure I.15 [10].

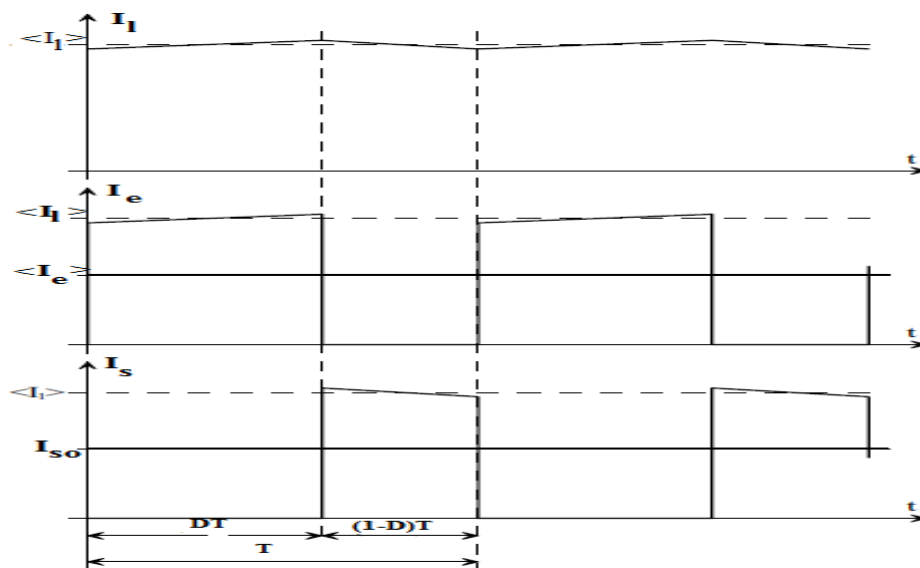


Figure I.15 : courant en sortie du convertisseur [10]

On distingue deux phases bien distinctes :

- Transistor T amorcé : pendant une durée  $DT$ , la diode d est bloquée. Le courant  $I_s$  est donc nul. Pendant cette phase,  $I_e = I_l$ .
- Transistor T bloqué : pendant une durée  $(1 - D)T$ , la diode d est enclenchée afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance L. Par voie de conséquence,

$I_l = I_s$ , alors que  $I_e = 0$ . En négligeant l'ondulation du courant dans l'inductance L devant celles des courants  $I_e$  et  $I_s$  on peut écrire :

$$I_{so} = \langle I_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I_s(t) dt$$

$$I_{so} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T \langle I_l \rangle dt \quad (1.48)$$

$$I_{so} = (1-D) \langle I_l \rangle$$

On peut écrire de même pour le courant d'entrée  $I_e$  :

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I_e(t) dt$$

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \langle I_l \rangle dt \quad (1.49)$$

$$\langle I_e \rangle = D \langle I_l \rangle$$

On peut alors déduire des relations (1.48) et (1.49) le lien entre les valeurs moyennes de  $I_e$  et  $I_s$  :

$$\frac{I_{so}}{I_e} = \frac{(1-D)}{D} \quad (1.50)$$

### I.3.3.5 Régime de conduction

Comme pour les convertisseurs précédemment définis, le convertisseur buck-boost est caractérisé par trois régimes de fonctionnement distincts :

- conduction continue : le courant  $I_l$  ne s'annule jamais. Toutes les relations que nous venons d'établir se réfèrent à ce régime de fonctionnement,
- conduction critique : le courant s'annule ponctuellement lorsque, compte tenu de ses ondulations, sa valeur moyenne est telle que sa valeur minimale vaut zéro.
- conduction discontinue : le courant  $I_l$  prend une valeur nulle, pendant une durée Non nulle.

Nous définirons dans un premier temps le régime de conduction critique. Ce fonctionnement est obtenu sous la condition suivante :

$$\langle I_l \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_l \quad (1.51)$$

D'après la relation (1.48), il vient :

$$I_{solim} = \frac{1}{2} \Delta I_l (1-D) \quad (1.52)$$

Ou  $I_{solim}$  est la valeur limite de  $I_{so}$  pour laquelle on observe la conduction discontinue. Condition en fonctionnement en conduction critique :

$$I_{solim} = \frac{U_e}{2Lf} (1-D) D \quad (1.53)$$

Ou encore, compte tenu de la relation (1.47)

$$I_{solim} = \frac{1}{Lf} \frac{U_e^2 U_{so}}{(U_e + U_{so})^2} \quad (1.54)$$

Pour ce qui est de la conduction discontinue, nous nous référons au schéma Figure I.16. On distingue trois phases de fonctionnement :

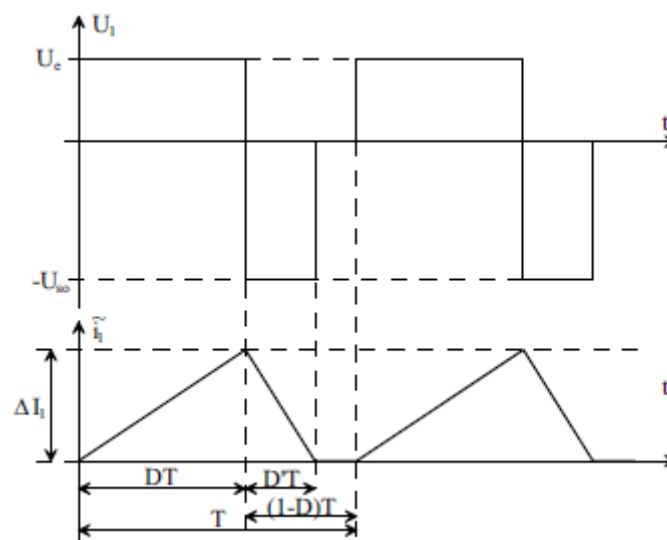


Figure I.16 : conduction discontinue [10]

- pendant  $DT$  : le transistor est amorcé. La tension appliquée aux bornes de l'inductance  $L$  vaut  $U_e$ . Cette phase correspond à la croissance du courant dans  $L$ .
- pendant  $D'T$  : le transistor est bloqué, et la diode est amorcée. La tension appliquée aux bornes de l'inductance  $L$  vaut  $-U_{so}$ . Cette phase correspond à la décroissance du courant dans  $L$ .
- pendant  $(1 - D)T - D'T$  : le courant s'est annulé dans l'inductance.  $I_l$  s'est donc également annulé dans la diode  $D$ . Ceci est une condition de blocage pour la diode. Dans ce cadre, le courant étant nul dans l'inductance  $L$  le reste. Tous les interrupteurs étant bloqués, la tension  $U_l$  aux bornes de  $L$  est également nulle.

Pendant  $DT$  :

$$U_l = U_e = L \frac{\Delta I_l}{dt}$$

$$\Delta I_l = \frac{1}{L} U_e DT \quad (1.55)$$

Pendant  $D'T$  :

$$U_l = -U_{so} = L \frac{-\Delta I_l}{dt}$$

$$\Delta I_l = \frac{1}{L} U_{so} D'T \quad (1.56)$$

D'où il vient :

$$D' = \frac{U_e}{U_{so}} D \quad (1.57)$$

La seconde étape consiste en l'évaluation du courant en sortie du convertisseur. Comme vu précédemment, nous savons que :  $I_{so} = \langle I_s \rangle$ . En outre,  $I_s = I_l$  lorsque la diode D est passante (c'est-à-dire pendant  $D'T$ ). D'après Figure I.14, il vient donc aisément :

$$I_{so} = \frac{1}{2} \Delta I_l D' \quad (1.58)$$

On reporte les relations (1.55) et (1.57) dans cette expression :

$$I_{so} = \frac{1}{2L} U_e DT \frac{U_e}{U_{so}} D$$

$$\Rightarrow I_{so} = \frac{1}{2Lf} \frac{U_e^2}{U_{so}} D^2 \quad (1.59)$$

A partir de cette relation, on isole le rapport  $U_{so}/U_e$  pour obtenir :

$$\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{U_e}{2Lf I_{so}} D^2 \quad (1.60)$$

Comme pour le convertisseur buck,-boost , nous introduisons les variables normalisés suivantes :

$$y = \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = \frac{U_{so}}{U_e} \quad (1.61)$$

$$x = \frac{Lf I_{so}}{U_e}$$

Conduction continue	$\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{D}{1-D}$	$\Rightarrow y = \frac{D}{1-D}$
Conduction discontinue	$\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{U_e}{2Lf I_{so}} D^2$	$\Rightarrow y = \frac{D^2}{2x}$
Conduction critique	$I_{so\lim} = \frac{1}{2Lf} \frac{U_e^2 U_{so}}{(U_e + U_{so})^2}$	$\Rightarrow x_{lim} = \frac{1}{2} \frac{y}{(1+y)^2}$

Tableau I.3 : Reformule des différents régimes de conduction d'un hacheur buck-Boost [9]

Le tracé de ces relations en variables normalisées est donné Figure I.16, dans le plan  $(x,y)$ , et pour plusieurs valeurs du rapport cyclique  $D$ .

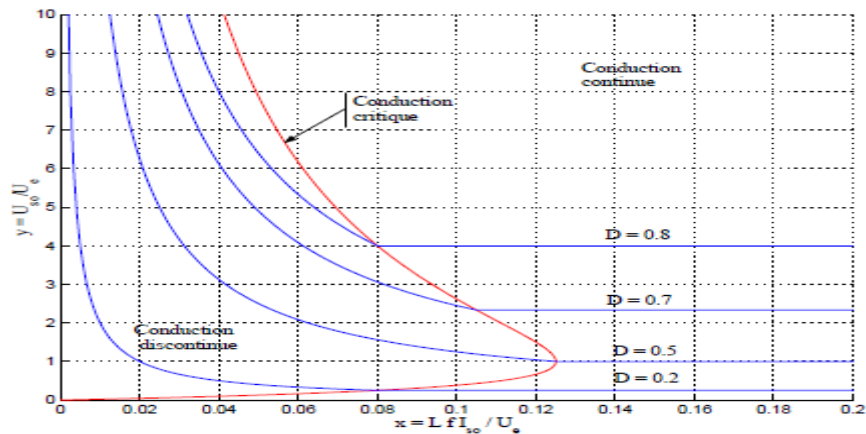


Figure I.17 : caractéristiques de sortie [11]

On peut sur un tel graphique juger de l'évolution de la tension de sortie du convertisseur Buck-boost, suivant que l'on est ou non en mode de conduction continue. A l'instar du convertisseur boost, apparaît également la nature « difficile » d'un tel convertisseur :

- en conduction continue la tension moyenne de sortie ne dépend que du rapport cyclique. Cependant, pour les valeurs élevées de  $D$ , la tension en sortie  $U_{so}$  peut prendre des valeurs théoriquement infinies, ce qui peut poser un problème de viabilité d'un tel montage,
- les conductions critiques et discontinues imposent de plus une dépendance vis à-vis du courant moyen  $I_{so}$ . Ceci peut limiter les possibilités de contrôle du convertisseur à faible charge.
- la conduction discontinue pose de plus un problème de divergence : la tension  $U_{so}$  peut croître grandement, indépendamment de la valeur faible de  $D$  [11].

#### I.4 Rendement du convertisseur statique

Dans ce qui a précédé, nous avons décrit le fonctionnement des convertisseurs Buck et Boost et Buck-Boost est pour cause, ces convertisseurs présentent un meilleur rendement. En

effet, il existe d'autres configurations de convertisseur, mais dont le rendement est plus faible. Le tableau donne une idée sur le rendement de quelques convertisseurs connus. L'expression du rendement du convertisseur est donné par :  $\eta = P_{out} / P$

Structure	Rendement de conversion
Buck	93%
Boost	92%
Buck-boost	92%

Tableau I.4 : Rendement des convertisseurs statiques [5]

## I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu général sur les différentes topologies des convertisseurs statiques (les hacheurs). Le bon dimensionnement des éléments du convertisseur facilite l'analyse de son comportement, l'identification de son mode de conduction et le choix de la structure de commande. Le modèle du convertisseur doit refléter au mieux le comportement du système physique. Son choix dépend directement de son utilisation. Dans le chapitre qui suit, nous allons présenter la modélisation de convertisseur buck-boost avec la théorie de la commande PI.



***Chapitre II :***  
***Modélisation et***  
***commande du***  
***hacheur buck-boost***

## **II.1 INTRODUCTION**

En général, les techniques de commande sont demandées dans le but de résoudre le problème des variations paramétriques, avec une erreur statique nulle, une réponse rapide, donc un système de contrôle stable et robuste [12].

L'objectif principal de la commande est de maîtriser l'évolution d'une ou plusieurs grandeurs physiques à partir d'une ou plusieurs variables de contrôle et ceci dans un environnement perturbé. Ces perturbations sont de nature externe (perturbation sur la mesure, perturbation sur la commande...) ou interne au système (erreur du modèle, incertitude paramétrique) et généralement non mesurable [13].

## **II.2 Modélisation du convertisseur**

Les méthodologies analytiques conventionnelles de modélisation consistant à la négligence des certains phénomènes peu influents ont été largement étudiées et décrites dans la littérature. Toutefois, le convertisseur est toujours supposé idéal. Considérer les composants idéaux, sans pertes, simplifie le développement du modèle mais peut parfois conduire à des erreurs dans la prévision des instabilités.

Dans cette section on décrit le modèle du convertisseur en mode de conduction continu, à ce point, on peut simplement regarder le mode de conduction continue comme une condition spécifique de fonctionnement pendant lequel le courant traversant l'inductance est toujours différent de zéro.

### **II.2.1 Modèle moyen des convertisseurs DC-DC**

Le modèle moyen est obtenu en considérant la moyenne des deux ou trois équations d'état selon le mode de fonctionnement du convertisseur (CCM ou DCM) 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 et la tension aux bornes des condensateurs, et l'entrée des modèles est donnée par la tension d'alimentation  $V_{in}$  et par la grandeur de commande correspondant au rapport cyclique. En mode de conduction continue (CCM), en fonction de la position de l'interrupteur

$KI$  , il existe deux états du circuit associés aux positions fermée et ouverte, représentés dans l'espace d'état par les dynamiques suivantes :

$$KI\text{-fermé} : \quad \begin{cases} \dot{x} = A_1x + B_1v_{in} \\ y = C_1x \end{cases} \quad (2.1)$$

$$KI\text{-ouvert} : \quad \begin{cases} \dot{x} = A_2x + B_2v_{in} \\ y = C_2x \end{cases} \quad (2.2)$$

Dans les équations de ces modèles,  $x$  représente le vecteur d'état du modèle,  $y$  est la sortie et,  $v_{in}$  correspond à la tension d'entrée. L'équation générale qui régit le fonctionnement du convertisseur est :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_ix + B_iv_{in} \\ y = C_ix \end{cases} \quad (2.3)$$

Où :  $i=1$  pour la première configuration quand l'interrupteur  $KI$  se trouve dans la position fermée, et  $i=2$  pour la deuxième configuration quand l'interrupteur  $KI$  se trouve dans la position ouverte. Les matrices  $A_i$  ,  $B_i$  et  $C_i$  décrivent les connexions de circuit au cours du chaque intervalle. Le modèle moyen est alors obtenu en moyennant les deux équations d'état avec le rapport cyclique  $D$  , ce qui donne une représentation d'état unique :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bv_{in} \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.4)$$

Où :

$$A = dA_1 + (1-d)A_2$$

$$B = dB_1 + (1-d)B_2$$

$$C = dC_1 + (1-d) C_2$$

On note que le rapport cyclique  $d$  devient l'entrée du système. Cette nouvelle entrée représente également la commande du système qui est utilisée afin de piloter la sortie  $y$ . La validité de ce modèle n'est assurée que si la bande passante du système est beaucoup plus faible que la fréquence de commutation. Le modèle moyen obtenu est un modèle non-linéaire, et plus précisément bilinéaire, en raison du produit entre le vecteur d'état  $x$  et le signal de commande  $d$ . Cependant, un modèle linéaire peut être facilement obtenu en linéarisant le modèle (2.4) autour d'un point de fonctionnement souhaité en régime permanent. Le point d'équilibre noté avec  $X_e$  et la sortie du système correspondante  $Y_e$  sont calculés en imposant  $\dot{x}=0$ . Cette équation conduit aux expressions suivantes des valeurs stationnaires :

$$X_e = -A^{-1} B V_{in} \quad (2.5)$$

$$Y_e = -C A^{-1} B V_{in} \quad (2.6)$$

Sous réserve que la matrice  $A$  soit inversible.  $V_{in}$  représente la valeur de la tension d'alimentation en régime stationnaire et les matrices  $A$ ,  $B$  et  $C$  s'expriment en fonction de la valeur du rapport cyclique à l'équilibre  $D$  :

$$A = D A_1 + (1-D) A_2$$

$$B = D B_1 + (1-D) B_2 \quad (2.7)$$

$$C = D C_1 + (1-D) C_2$$

## II.2.2 Modélisation du convertisseur buck-Boost

Un convertisseur Buck-Boost peut être représenté par le circuit de la Figure (II.1) :

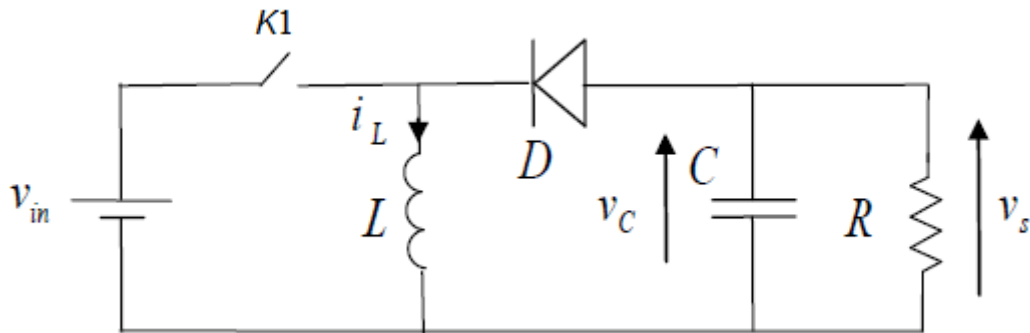


Figure II.1 : schéma du convertisseur buck –boost

Lorsque le transistor est sur la position (*on*) le courant dans l'inductance augmente, l'énergie est stockée ; et quand le commutateur tourne sur la position (*off*) , la tension à travers l'inductance est renversée et l'énergie stockée se transfère vers la charge via la diode.

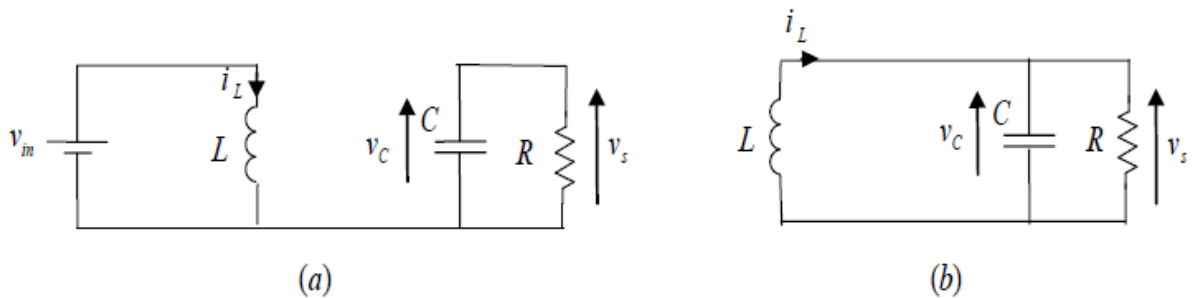


Figure II.2 : circuit équivalent du convertisseur buck-boost : (a) *K1* ouvert (b) *K1* fermé

Sur l'intervalle  $t_0 \leq t \leq t_0 + dT$  *K1* est fermé et *D* est bloquée . On obtient :

$$v_{in} = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.8)$$

$$\frac{-v_c}{R} = C \frac{dv_c}{dt} \quad (2.9)$$

$$v_s = v_c \quad (2.10)$$

Donc :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in}}{L} \quad (2.11)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c}{CR} \quad (2.12)$$

Le modèle linéaire qui représente la première configuration du circuit décrite en Figure (II.2.(a)) est donnée par :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (2.13)$$

$$y = [0 \quad 1] x$$

Sur l'intervalle  $t_0 + dT \leq t_0 \leq t_0 + T$   $K1$  est ouvert, la diode  $D$  est passante. On obtient :

$$v_c = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.14)$$

$$-i_L - \frac{-v_c}{R} = C \frac{dv_c}{dt} \quad (2.15)$$

$$v_s = v_c \quad (2.16)$$

Donc :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_c}{L} \quad (2.17)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{i_L}{C} - \frac{v_c}{CR} \quad (2.18)$$

Le modèle linéaire qui représente la deuxième configuration du circuit décrite en Figure (II.2.(b)) est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \begin{bmatrix} 0 & 1/L \\ -1/c & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} x \\ y &= [0 \quad 1] x \end{aligned} \quad (2.19)$$

L'équation générale qui régit le fonctionnement du convertisseur Buck-Boost est :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \begin{bmatrix} 0 & (1-d)/L \\ -(1-d)/c & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} d/L \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \\ y &= [0 \quad 1] x \end{aligned} \quad (2.20)$$

## II.3 Système asservis

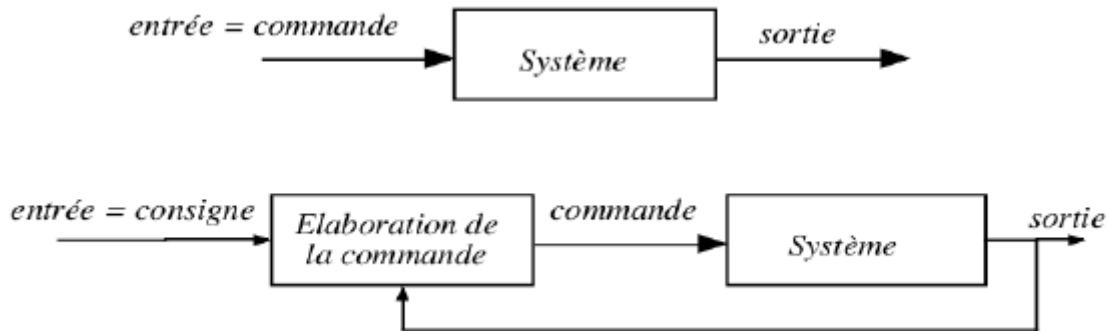
### II.3.1 Notion de système, en Boucle Ouverte (BO), en Boucle Fermée (BF) :

L'automatique peut s'appliquer à tout ce qui bouge, fonctionne, se transforme. L'objet d'application de l'automatique est appelé système.

Un système se caractérise par ses grandeurs d'entrée et de sortie. Les grandeurs d'entrée sont les grandeurs qui agissent sur le système. Il en existe de deux types :

- commandes : celles que l'on peut maîtriser.
- perturbations : celles que l'on ne peut pas maîtriser.

Un système est en boucle ouverte lorsque la commande est élaborée sans l'aide de la connaissance des grandeurs de sortie : il n'y a pas de feedback. Dans le cas contraire, le système est dit en boucle fermée. La commande est alors fonction de la consigne (la valeur souhaitée en sortie) et de la sortie. Pour observer les grandeurs de sortie, on utilise des capteurs. C'est l'information de ces capteurs qui va permettre d'élaborer la commande [14].



**Figure II.3 : Schéma d'un système en Boucle Ouverte (en haut) et en Boucle Fermée (en bas) [14]**

### II.3.2 Nécessite de la boucle fermée :

Exceptionnellement, le système de commande peut opérer en boucle ouverte à partir du seul signal de consigne. Mais la boucle fermée (contre réaction) est capable de

- stabiliser un système instable en BO
- compenser les perturbations externes
- compenser les incertitudes internes au processus lui-même

## II.4 Commande du hacheur

### II.4.1 Boucles de contrôle de la tension et du courant :

Normalement, les sources d'énergies électriques (SEE) se doivent d'être bien contrôlées par les convertisseurs via l'asservissement de leur courant ou de leur tension de sortie.



Un convertisseur DC-DC doit maintenir la tension continue de sortie quelle que soit la charge et la tension d'entrée, et ceci même si les caractéristiques des composants du convertisseur évoluent avec le temps. Pour stabiliser cette tension de sortie, il existe deux stratégies de commande. La première est constituée d'une boucle de contrôle de la tension (BCT) et la seconde de deux boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC), Figure (II.4).

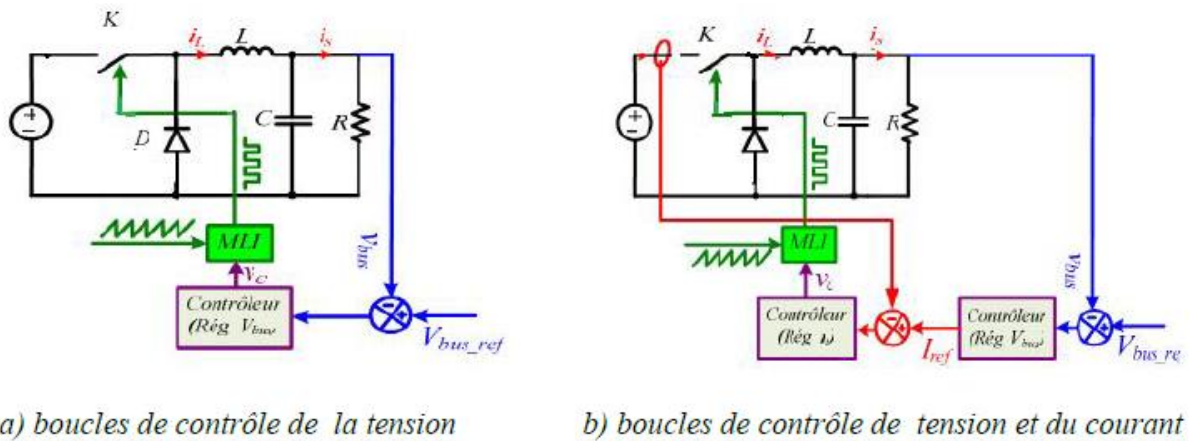


Figure II.4 : Schéma de commande typique des hacheurs [14]

#### II.4.1.1 Boucle de contrôle de la tension (BCT) :

La boucle de contrôle de la tension (BCT) est le système de contrôle le plus utilisé et le plus simple. La BCT suit les variations de tension de sortie et ajuste le rapport cyclique. En conséquence, le système de contrôle génère le rapport cyclique du signal de commande de l'interrupteur en regardant la différence entre la tension de sortie et sa consigne figure (II.4a).

#### II.4.1.2 Boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC) :

L'asservissement à boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC) est un système de contrôle muni d'une boucle externe lente et d'une boucle interne rapide comme le montre la figure (II.4-b) La boucle de tension (boucle externe) fournit la référence à la boucle de courant (boucle interne). L'utilisation d'une boucle de contrôle du courant permet de parfaitement maîtriser la référence de courant et donc le courant même pendant les phases transitoires (sous réserve d'utiliser un régulateur de courant à haute performance dynamique).

Ce mode de contrôle est généralement utilisé en moyenne et forte puissances et est donc souvent associé à un mode de conduction continue du hacheur

#### **II.4.2 Contrôle des convertisseurs DC/DC :**

Différentes techniques sont couramment utilisées pour asservir un signal électrique à un signal de référence pour la commande des convertisseurs DC/DC. La technique dite MLI utilise des régulateurs linéaires (PI, PID...) ou non linéaires (glissant, entrée/sortie...) dont la sortie est une grandeur de commande continue. Cette sortie est alors comparée à un signal porteur ; on obtient alors les ordres de commutations des interrupteurs (figure III.7). La fréquence du signal porteur fixe la fréquence de découpage à condition que les grandeurs de sorties des régulateurs évoluent lentement sur une période du signal porteur. Cette technique, facile d'utilisation, assure alors un fonctionnement à fréquence fixe, un contenu harmonique parfaitement identifié mais possède aussi de par sa structure, des propriétés dynamiques limitées.

##### **II.4.2.1 Contrôle linéaire des convertisseurs DC/DC :**

En général, la façon la plus répandue pour commander des convertisseurs DC-DC est d'utiliser des correcteurs linéaires (PI ou PID). Ces contrôleurs sont conçus en utilisant un modèle petit signal autour d'un point d'équilibre nominal. Dans de nombreuses applications, cette approche de contrôle donne des résultats satisfaisants. Toutefois, il existe aussi des situations où cette approche offre des performances limitées (propriétés dynamiques dépendant du point de fonctionnement, robustesse, performances dynamiques insuffisantes...).

##### **II.4.2.2 Contrôle non-linéaire des convertisseurs DC/DC :**

- **Technique des modes glissants :**

La technique par mode de glissement (TMG) est un mécanisme de contrôle non-linéaire largement utilisé dans les convertisseurs de puissance de par ses propriétés de stabilité, de robustesse, et de bande passante élevée. Son principal inconvénient est de générer des signaux de commande à fréquence variable. Cette technique consiste à amener la trajectoire d'état du système considéré vers une surface de commutation où une logique de commutation adaptée la fera osciller de part et d'autre de celle-ci jusqu'à convergence vers le point d'équilibre situé sur cette surface.

- **Linéarisation entrée/sortie :**

C'est une technique qui utilise une transformation en boucle ouverte permettant d'exprimer les variables de sortie du système en fonction des grandeurs d'entrée. Le système obtenu après la transformation entrée/sortie, est un système linéaire découplé à  $m$  entrées possédant tous ses pôles à l'origine. Cette technique a pour principal intérêt (en plus de la linéarité) de complètement découplé le système à contrôler et donc de faciliter la conception de sa commande. Cette méthode possède un certain nombre d'inconvénients qui limitent son champ d'application. Elle n'est applicable qu'aux systèmes dynamiques ne possédant pas de zéro dynamique instable et reste très sensible aux variations paramétriques. Pour assurer un bon contrôle du système obtenu après linéarisation entrée/sortie, il est donc nécessaire d'utiliser des contrôles robustes vis-à-vis des variations paramétriques comme le contrôle à structures variables ou la commande par mode de glissement [15].

## **II.5 Les correcteurs (les régulateurs) de base :**

Après avoir opté pour une configuration de correction, le concepteur doit choisir le type de correcteur qui, une fois les valeurs de ses éléments déterminées, répondra aux spécifications du cahier des charges.

Mais même là, il existe une multitude de correcteurs disponibles. En pratique, on choisira le plus simple. Plus le correcteur est complexe, plus son coût est élevé, moins fiable il est, et plus difficile il est à réaliser. Le choix d'un correcteur spécifique pour une application spécifique est toujours basé sur l'expérience du concepteur, et quelquefois sur l'intuition.

Les correcteurs industriels les plus utilisés peuvent être classés, selon leurs actions de correction, de la manière suivante :

- Correcteur à action proportionnelle (P)
- Correcteur à action intégrale (I)
- Correcteur à actions proportionnelle et intégrale (PI)
- Correcteur à action dérivée (D)
- Correcteur à actions proportionnelle et dérivée (PD)
- Correcteur à actions proportionnelle, intégrale et dérivée (PID)

La majorité de ces systèmes utilisent l'électricité ou un fluide sous pression tel que l'huile ou l'air comme source d'énergie. Ils sont également classés en fonction du type d'énergie utilisée dans l'opération (pneumatique, hydraulique, ou électrique) et choisis selon la nature du système à commander (ou à asservir) et selon les conditions d'opération (considérations de sécurité, de coût, de fiabilité, de précision, de poids, et de dimension) [15].

## II.5.1 Correcteur à action proportionnelle P

### II.5.1.1 Principe :

La relation entre la sortie  $U(t)$  et le signal d'erreur  $\varepsilon(t)$  est :

$$U(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) \quad (2.21)$$

C'est-à-dire 
$$\frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = k_p \quad (2.22)$$

Avec  $K_p$  appelé « gain proportionnel ».

Quelques soient le mécanisme et la source d'énergie utilisés, le correcteur proportionnel est essentiellement un amplificateur à gain variable. Son schéma fonctionnel est celui de la (figure II.3)

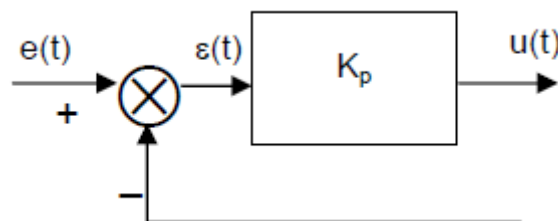


Figure II.5 : correction P [16]

### II.5.1.2 Effet de correcteur P :

L'action proportionnelle P crée un signal de commande  $u(t)$  proportionnel au signal d'erreur  $\varepsilon(t)$ . Elle agit donc principalement sur le gain du système asservi et permet d'améliorer notablement la précision.

L'action proportionnelle entraîne une augmentation du gain, d'où une diminution de l'erreur statique (amélioration de la précision) mais, augmente la bande passante du système, ce qui améliore la rapidité du système et, augmente l'instabilité du système.

Le correcteur proportionnel P n'est généralement pas utilisé seul. On verra que tout correcteur possède au moins l'action proportionnelle.

## II.5.2 Correcteur à action intégrale I

### II.5.2.1 Principe :

La relation entre la sortie  $u(t)$  et le signal d'erreur  $\varepsilon(t)$  est :

$$\frac{du(t)}{dt} = k_i \cdot \varepsilon(t) \quad (2.23)$$

Ou encore 
$$u(t) = k_i \int_0^t \varepsilon(t) \cdot dt \quad (2.24)$$

C'est-à-dire 
$$\frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{k_i}{p} = \frac{1}{T_i} \cdot \frac{1}{p} \quad (2.25)$$

Avec  $K_i$  appelé « gain intégral »,  $T_i$  appelé « constante de temps d'intégration » Son schéma fonctionnel est celui de la (figure II.4)

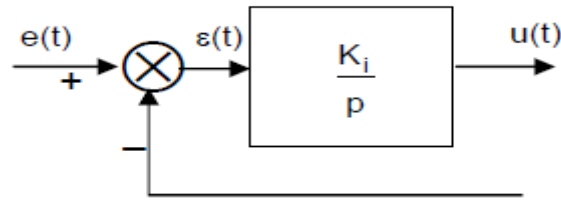


Figure II.6 : Correction I [16]

### II.5.2.2 Effet de correcteur I :

L'intérêt principal de ce correcteur est d'ajouter dans la chaîne de commande une intégration. Nous savons que la présence d'une intégration dans la FTBO augmente la classe du système et réduit ou annule, selon le type d'entrée, l'erreur statique du système.

L'action intégrale pure améliore la précision en réduisant ou annulant l'erreur statique, mais introduit un déphasage de  $-90^\circ$  qui risque de déstabiliser le système (diminution de la marge de phase).

Le correcteur à action exclusivement Intégrale n'est pratiquement jamais utilisé, en raison de sa lenteur et de son effet déstabilisant. Il est, en général, associé au correcteur Proportionnel.

### II.5.3 Correcteur à action proportionnelle et intégrale PI

#### II.5.3.1 Principe :

La relation entre la sortie  $u(t)$  et le signal d'erreur  $\varepsilon(t)$  est :

$$u(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) + k_i \cdot \int_0^t \varepsilon(t) \cdot dt \quad (2.26)$$

C'est-à-dire

$$\frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} = \frac{k_p}{p} \left( p + \frac{k_i}{k_p} \right) \quad (2.27)$$

Ou encore, 
$$\frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = k_p \left( 1 + \frac{k_i}{p.k_p} \right) = k_p \left( 1 + \frac{1}{P.T_n} \right) \quad (2.28)$$

Avec  $T_i = 1/K_i$  « constante de temps d'intégration »

$T_n = K_p/K_i$  « dosage de corrélation d'intégrale »

Son schéma fonctionnel est celui de la figure (II.5)

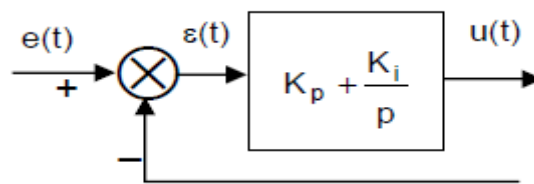


Figure II.7 : Correction PI [16]

### II.5.3.2 Effet de correcteur PI :

Le correcteur PI assure une transmission instantanée du signal d'erreur  $\varepsilon$ , suivi d'une intégration de ce signal.

Ce correcteur sera utilisé chaque fois qu'une erreur permanente doit être annulée ou minimisée, c'est à dire une amélioration de la précision du système. En effet, il introduit une augmentation du gain global du système aux basses fréquences.

$K_p$  et  $K_i$  sont tous deux réglables.  $K_i$  ajuste l'action intégrale, tandis que  $K_p$  affecte à la fois les actions intégrale et proportionnelle.

## II.6 La commande (PI)

Ce type de contrôle très répandu dans l'industrie rentre dans la classe des commandes linéaires qui se basent sur un modèle linéaire du système pour synthétiser le contrôleur

Soit  $V_{ref}(t)$  le signal de référence (la consigne) et  $V(t)$  le signal de sortie du système à Controller.

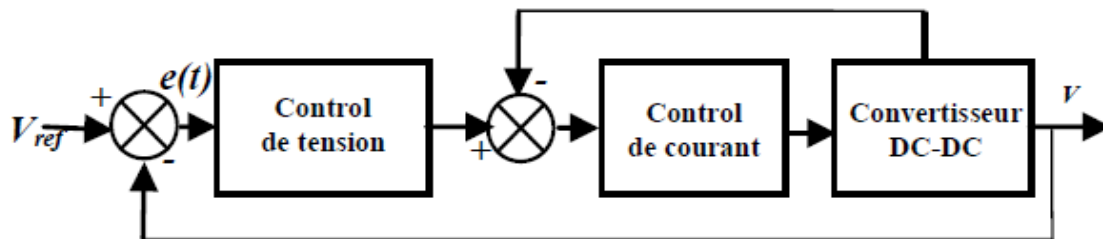


Figure II.8 : schéma synoptique de la commande PI [5]

#### a) Action proportionnelle

- Si  $K_i$  est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
- Si  $K_p$  est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

#### b) Action intégrale :

L'action intégrale réagit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

#### c) Caractéristiques des régulateurs :

- **Stabilité :**

Un système bouclé doit être stable. Seulement si les réactions du système de régulation soient énergétiques sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

- **Précision :**

En régulation, la précision est obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.



- **Rapidité :**

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est, bien entendu, en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

## **II.7 Conclusion**

Nous avons présenté dans ce chapitre, dans un premier temps, une méthode générale de modélisation d'un hacheur buck-boost. Ensuite on a présenté des généralités sur la commande du hacheur et les régulateurs de base et leurs effet sur la chaine de commande, ainsi on a présenté la théorie de commande PI.

Dans le chapitre qui suit nous allons présenter une simulation de cette commande appliquée à un hacheur buck-boost et interpréter les résultats obtenus.

*Chapitre III :*  
*Simulation et*  
*interprétation des*  
*résultats*

### **III.1 INTRODUCTION**

Dans ce chapitre, on présentera une simulation d'un hacheur buck-boost adapté par une commande PI. Ce système comprend un convertisseur buck-boost, une charge R et une commande PI. Toutes les opérations de simulation sont faites par le logiciel MATLAB /Simulink.

### **III.2 L'outil MATLAB / SIMULINK**

MATLAB fait également partie d'un ensemble d'outils intégrés dédiés au traitement du Signal. En complément du noyau de calcul Matlab, l'environnement comprend des modules optionnels qui sont parfaitement intégrés à l'ensemble :

- Une vaste gamme de bibliothèques de fonctions spécialisées (Toolboxes).
- Simulink, un environnement puissant de modélisation basée sur les schémas-blocs et de simulation des systèmes dynamiques linéaires et non linéaires.
- Des bibliothèques de blocs Simulations spécialisés (Blocksets).
- D'autres modules dont un Compilateur, un générateur de code C, un accélérateur.
- Un ensemble d'outils intégrés dédiés au Traitement du Signal : le DSP Workshop.

**SIMULINK** est une plate-forme de simulation multi-domaine et de modélisation des systèmes dynamiques. Il fournit un environnement graphique et un ensemble de bibliothèques contenant des blocs de modélisation qui permettent le design précis, la simulation, l'implémentation et le contrôle de systèmes de communications et de traitement du signal.

### **III.3 Résultats de simulations**

Nous admettons que tous les composants sont parfaits (application des hypothèses simplificatrices, négligence des pertes et des phénomènes de commutation), donc le convertisseur DC-DC à un fonctionnement presque idéal.

#### **III.3.1 Application d'une commande en boucle ouverte :**

Cette commande appliquer sur le convertisseur a pour but de voir la tension de sortie du convertisseur lors de la variation de rapport cyclique D.

### III.3.1.1 Choix des bibliothèques dans MATLAB / SIMULINK

Pour la simulation nous utilisons les composants des bibliothèques « SimPower-System » et SIMULINK

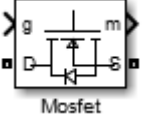
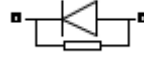

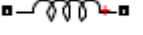
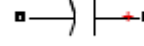


		
Transistor	Diode	Alimentation DC
		
inductance	capacité	Résistance
		
Pulse generator		

Tableau III.1 : Composants utilisés pour simuler le Buck-Boost

### 3.3.1.2 Simulation du convertisseur Buck-Boost :

Les valeurs numériques des paramètres du convertisseur sont regroupées dans le tableau suivant :

paramètres	Valeurs
Tension d'entrée $V_{in}$	24 V
L	5 mH
C	700 $\mu$ F
R	5 $\Omega$
Fréquence de commutation $f$	5 KHz
Rapport cyclique D	0.7

Tableau III.2 : Les paramètres de simulation

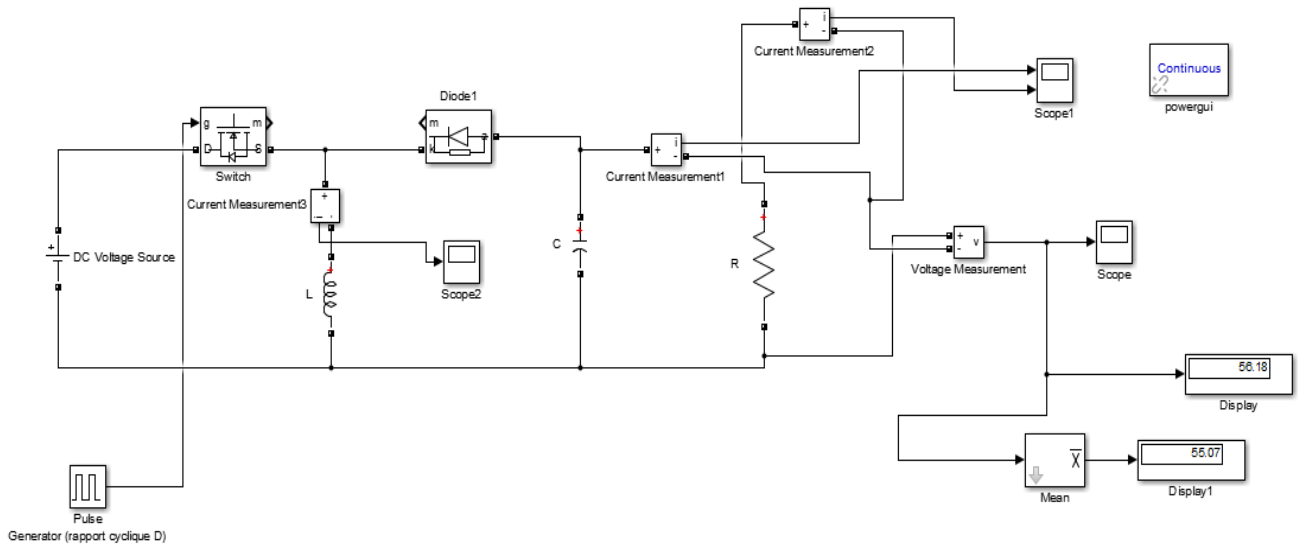


Figure III.1 : Hacheur buck-boost en boucle ouverte

### III.3.1.3 Présentation des résultats de simulation :

Les résultats de simulation montrent que la tension de sortie  $V_c$  varie en fonction de la valeur de rapport cyclique D.

Pour une tension d'entrée  $V_{in} = 24V$  la tension de sortie sera comme suit :

- Pour  $D = 0.7$

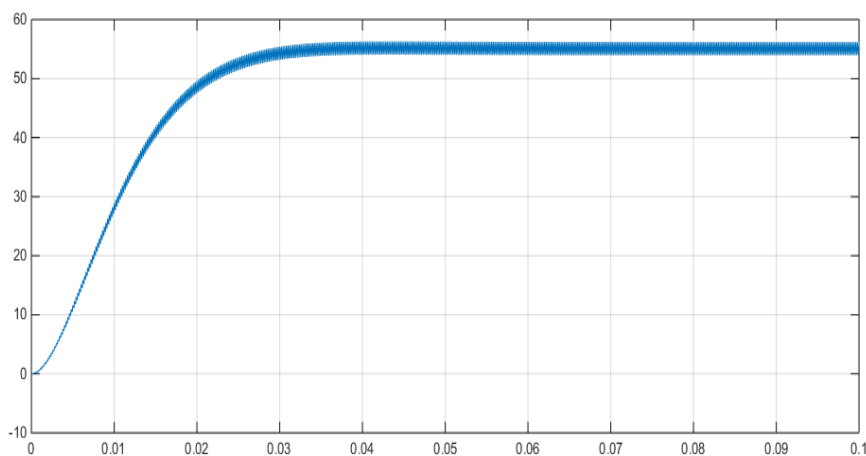


Figure III.2 : Tension de sortie  $V_c$  fonction de D

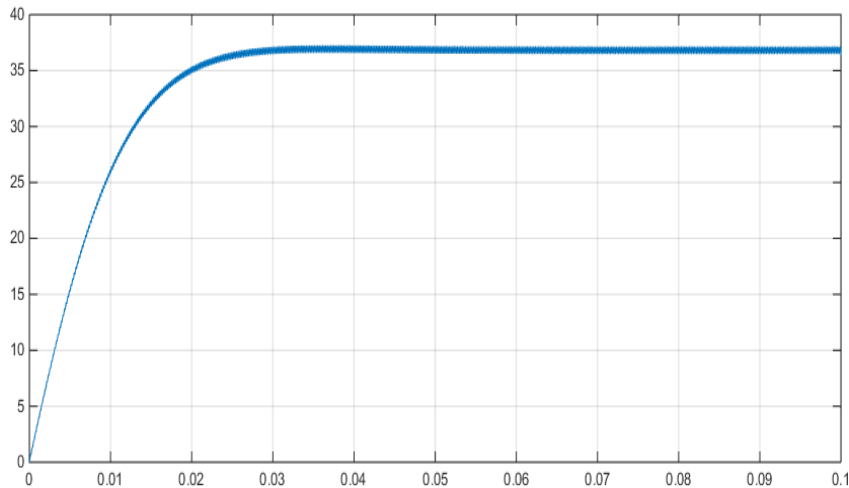


Figure III.3 : Courant de l'inductance  $I_L$

On peut varier le rapport cyclique D à partir de block « pulse generator »

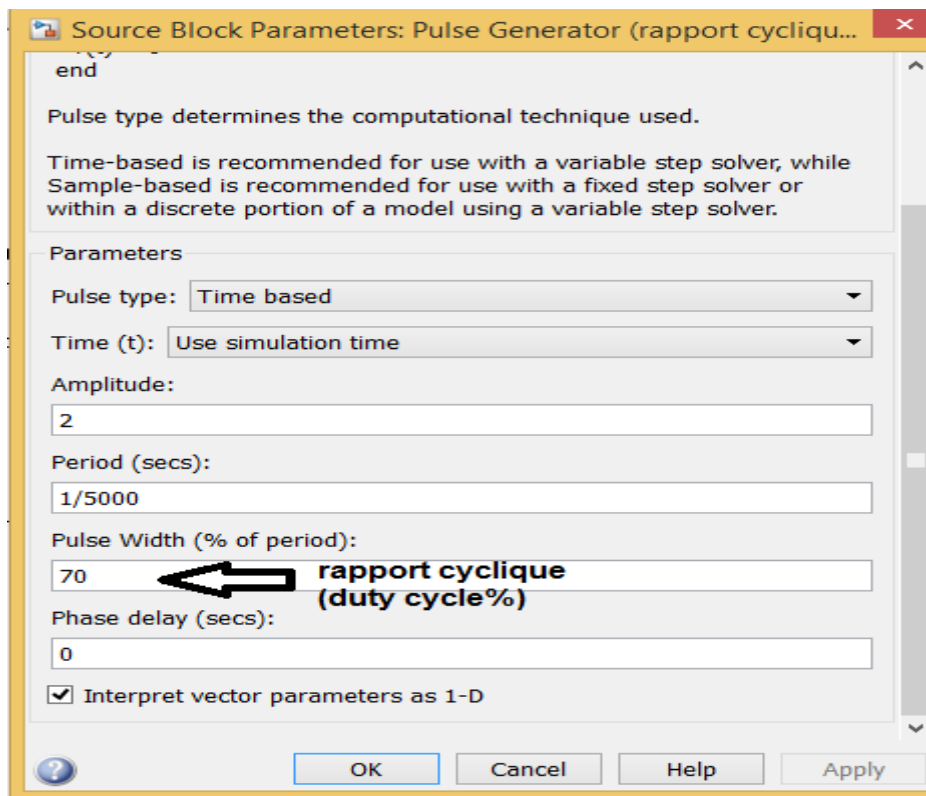


Figure III.4 : Pulse generator

- pour  $D = 0.4$

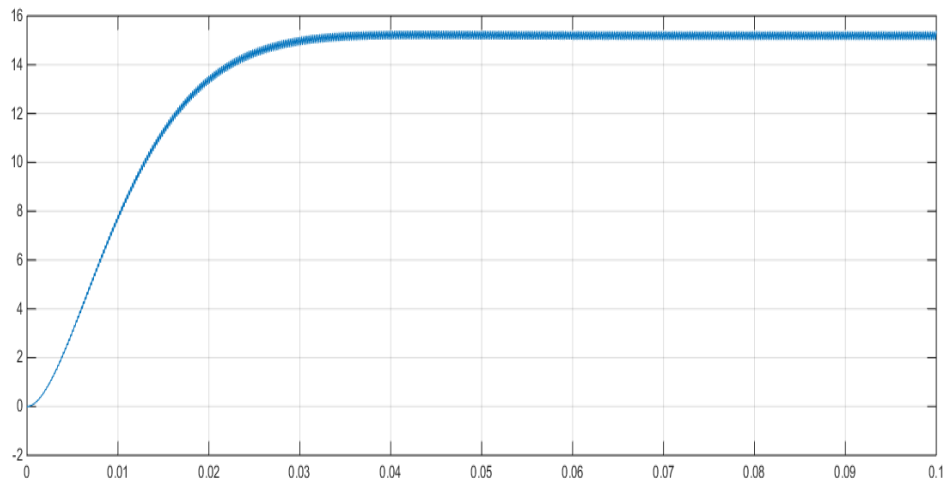


Figure III.5 : Tension de sortie  $V_c$  pour  $D=0.4$

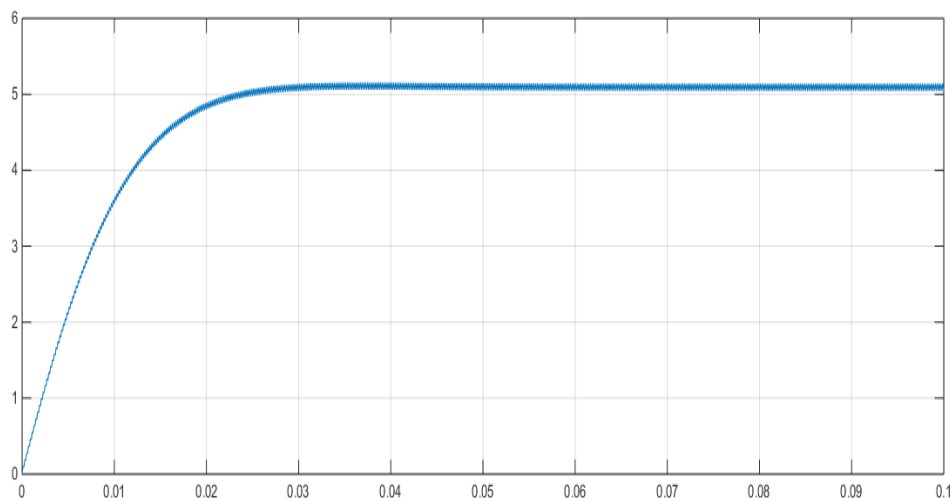


Figure III.6 : courant de l'inductance  $I_L$  pour  $D=0.4$

#### III.3.1.4 Interprétation des résultats

Les résultats représentés sur les figures (III.5, III.6) montrent le test de performance en ce qui concerne la variation de l'angle d'amorçage  $D$ . Pour de valeurs de  $D > 0.5$  le convertisseur est « élévateur » et contrairement pour  $D < 0.5$  le convertisseur est « abaisseur ».

On remarque des ondulations au niveau de la tension et du courant) du à la commutation des interrupteurs et les paramètres des composants du système.

### III.3.2 Application d'une commande PI

La régulation de la tension continue est assurée par un commande de type PI. Ce dernier corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence.

Le figure (III.7) ci-dessous représente un model Simulink d'une commande PI « PI regulator subsystem »

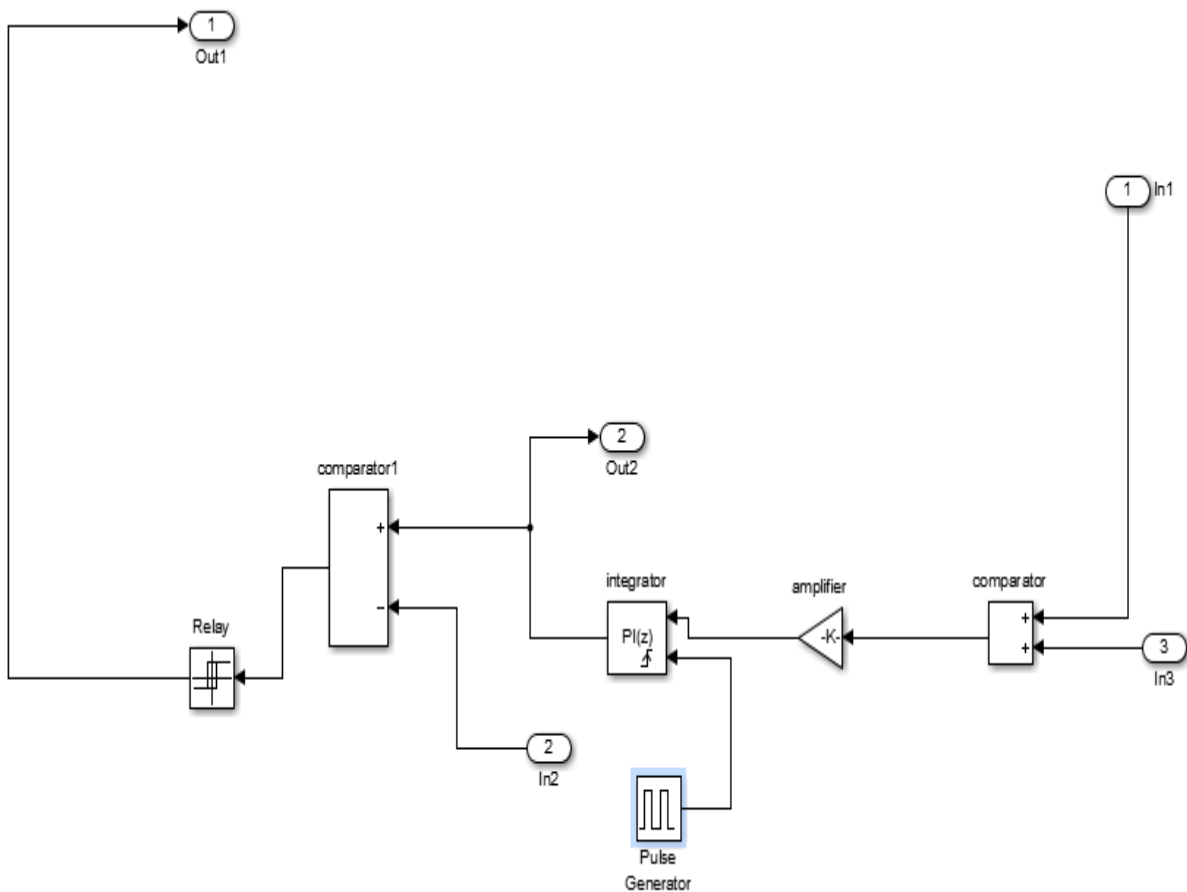


Figure III.7 : La commande PI du hacheur buck-boost

#### III.3.2.1 Simulation d'une commande PI appliquée à un convertisseur buck-boost

Les valeurs numériques des paramètres de la commande PI et les nouvelles valeurs des paramètres du convertisseur sont regroupées dans le tableau suivant :



Paramètres	Valeurs
Tension d'entrée $V_{in}$	24 V
L	1.5 mH
$K_p$	0.005
$K_i$	89
Tension de référence ( $V_{réf}$ )	100 V

Tableau III.3 : Les paramètres de simulation de la commande PI (en boucle fermée)

Le figure (III.8) représente la simulation du hacheur buck-boost en boucle fermée

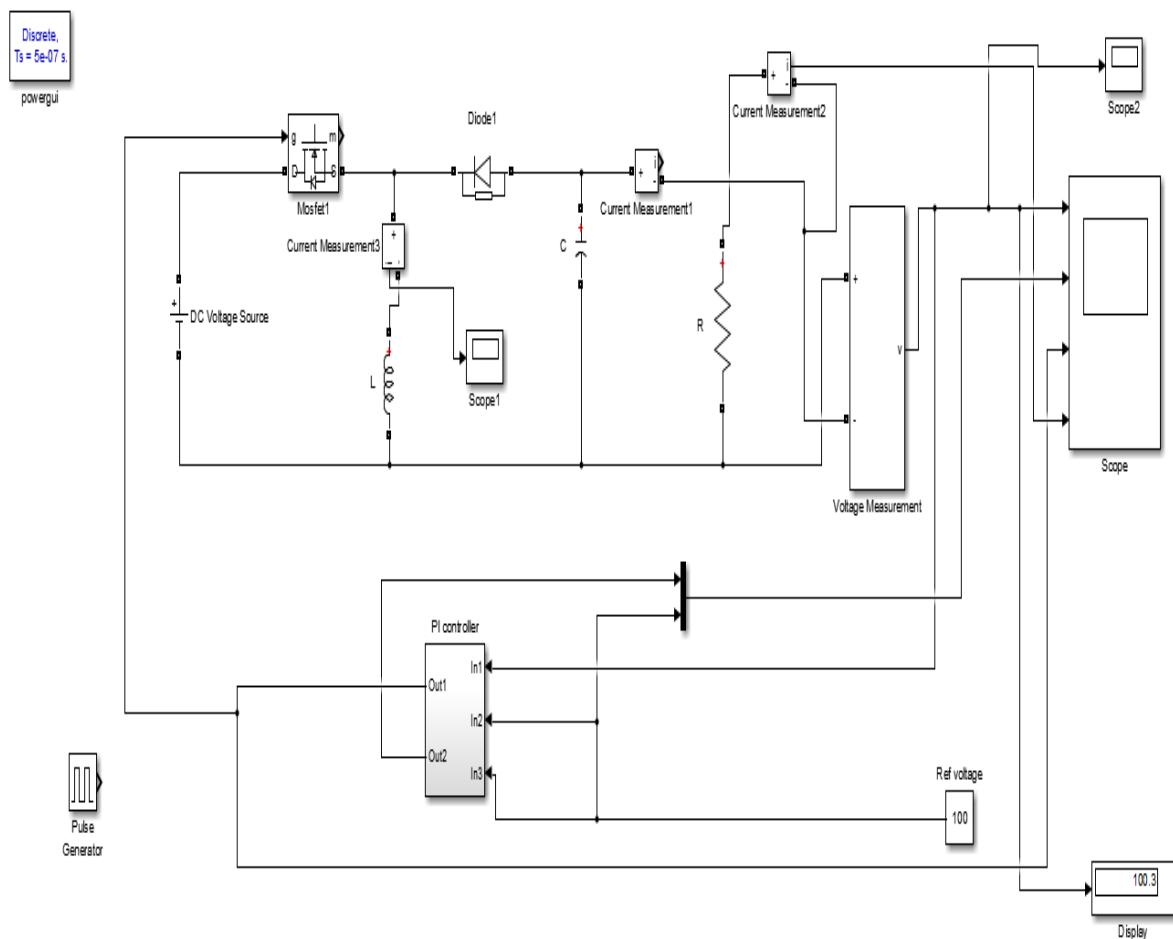
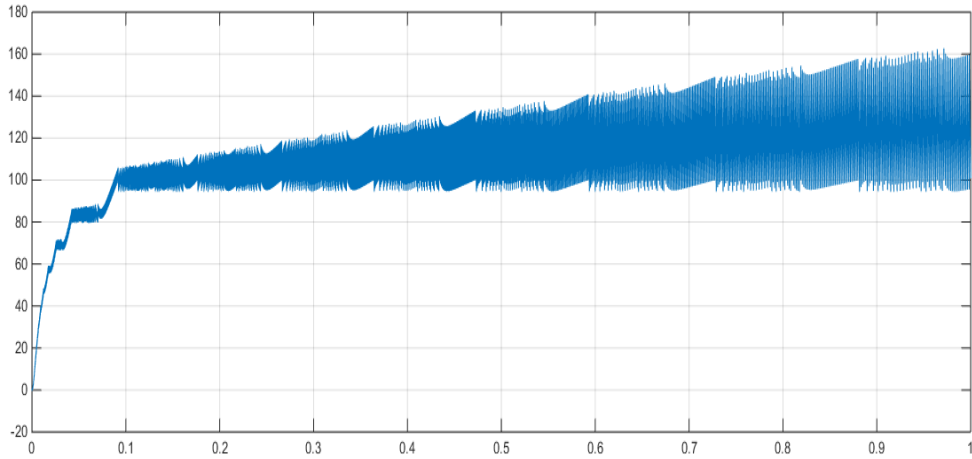


Figure III.8 : Commande PI appliquée à un hacheur Buck-boost

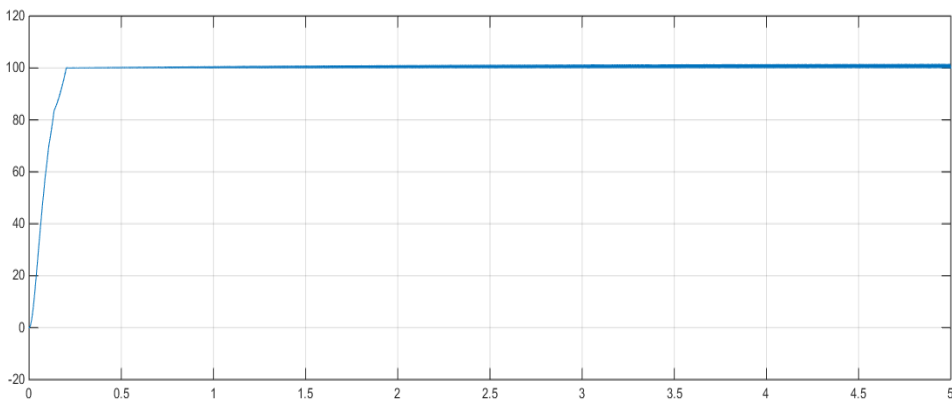


**Figure III.9 : Tension de sortie (L=1.5 mH ,C=700  $\mu$ F)**

Tension de sortie =95.84V

Pour minimiser les ondulations de tension on va augmenter la valeur de capacité et de l'inductance.

Donc : L=2 mH , C= 0.07 F



**Figure III.10 : tension de sortie  $V_c$  (L=2 mH , C=0.07 F)**

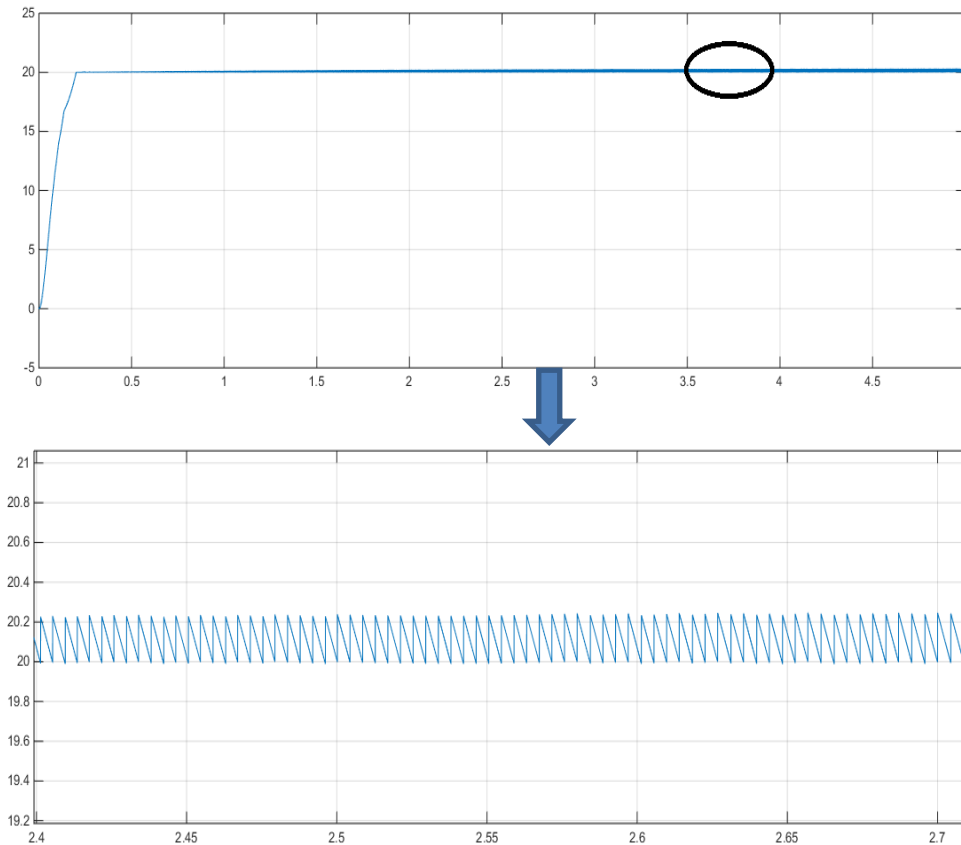


Figure III.11 : courant de sortie  $I_0$

### III.3.2.2 Interprétation des résultats

Après le changement des valeurs de L et C on remarque l'augmentation de la valeur de la tension de sortie qui est égale à la tension de référence «  $V_{ref} = 100V$  » et la diminution de l'ondulation de courant «  $\Delta I_0 = 0.2A$  ».

Les résultats de simulation du régulateur PI appliqué au convertisseur buck-boost est acceptable. La tension de sortie suit la tension de référence avec une réponse un peu retardée qui est dû aux phénomènes inductifs et capacitifs.

Le régulateur PI est connu de sa simplicité et de sa fiabilité, facile à simuler et même facile à concevoir.

#### **III.4 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation de la commande PI appliquée à un hacheur buck-boost .

Cette commande comporte très efficacement à la poursuite de la tension de référence et la réduction de l'Erreur à partir des paramètres de régulateur PI ajustés pour l'optimisation de performance et la stabilité de système.

Les résultats de simulation nous donnent une idée des performances de cette commande appliquée sur le hacheur buck-boost.

# *Conclusion générale*

## *Conclusion Générale*

Le travail qu'on a présenté porte sur l'analyse et commande d'un convertisseur DC-DC (buck-boost) adapté par une commande PI assurant une réponse rapide et précise. Dans un premier temps, on a présenté les différents types des convertisseurs DC-DC, Comme le hacheur dévolteur, le hacheur survolteur et le hacheur mixte (dévolteur-survolteur), et leurs principe de fonctionnement, Ainsi, les différents régimes de conduction (continue, discontinue et critique).

Nous avons étudié, dans un deuxième temps la modélisation du convertisseur buck-boost., Ensuite, on a donné des généralités sur la commande du hacheur et les différents régulateurs de base, ainsi, la commande PI appliquée sur le convertisseur.

Finalement, on a présenté la simulation en boucle ouverte et en boucle fermée de ce convertisseur et l'interprétation des résultats obtenus.

D'après les résultats de la simulation obtenus, on conclut que :

- Les performances de la technique de commande utilisée dont on a remarqué la réponse avec succès.
- Le convertisseur DC-DC et la commande ont effectués correctement leurs rôles.
- Ces résultats, forts intéressants, montrent que l'utilisation d'une commande permet d'améliorer, d'une manière considérable, le rendement.

Le contrôle PI devient de plus en plus populaire en raison de sa capacité de maintenir le point de consigne exact.

Comme perspective, nous proposons de développer notre système pour des puissances assez élevées.

Ainsi, 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.

# ***Bibliographies***

## *Bibliographie*

- [1] Belkhir A, Makouf A ,« Commande floue d'un convertisseur statique DCDC » , ingénieur d'état en Electrotechnique , Béjaia , 2005.
- [2] Saifi Amel , « Alimentation d'un moteur à courant continu à l'aide d'un hacheur commandé par un microcontrôleur Arduino »,mémoire de Master,Université de Batna 2, 2016
- [3] Zemouri Azeddine , « Etude expérimentale d'un convertisseur DC/DC contrôler par une commande robuste ». Mémoire de Magister Université de Batna, 2014.
- [4] Souaci Abdelkarim , « Commande robuste d'une machine à induction par mode glissant d'ordre supérieur », mémoire de magister, Université de Batna.2013.
- [5] Sahraoui Hamza, « Modélisation Et Commande Des Convertisseurs DC-DC Utilisés Dans Les Systèmes Photovoltaïques (Théorie et Expérimentation) »,Thèse de doctorat,Université de Batna 2, 2016.
- [6] Djellab Badreddine , « Etude et Modélisation des convertisseurs DC/DC pour un système pile à combustible »,Mémoire de Master, Université Mohamed Khider Biskra ,2013.
- [7] Meddah Mohamed , « Synthèse des convertisseurs statiques DC/DC/AC pour les systèmes photovoltaïques: Etude et simulation» , Ingénieure d'état en électrotechnique , Université de science et de technologies d'Oran,
- [8] Cour d'électronique de puissance IUT GEII-2ième année-option EEP 2004-2005
- [9] A. Rufer, P. Barrade, « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC »,octobre 2001, EPFL, 90 pages. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne
- [10] H. Bühler. Convertisseurs Statiques. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1991.
- [11] J.-P. Ferrieux and F. Forest. Alimentations à découpage -Convertisseurs à résonance. MASSON, second edition, 1994.
- [12] K.Benmansour, « Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires » ,Thèse de doctorat ,France ,2009.
- [13] Nordine MAHERZI, « Etude, conception et réalisation, dun convertisseur d'énergie DC/DC associe à des supercondensateurs » , mémoire d'ingénieur, Conservatoire National des Arts Et Metiers, Lyon, 2010.



- [14] J.Baillou,J.P.Chemla,B.Gasnier,M.Lethiecq « Cours de Systèmes Asservis » Polytech'Tours
- [15] Majid Zandi, «contribution au pilotage des sources hybrides d'énergie électrique », Thèse de doctorat , Nancy-université INPL . 2010
- [16] Cours d'Asservissements Linéaires Continus « Partie 1 », Prof. Mohammed-Karim FELLAH, Université Djillali Liabès – Sidi Bel-Abbès, Septembre 2007
- [17] [www.wikipedia.com](http://www.wikipedia.com)
- [18] Sahar GHANDOUR, « Conception de Convertisseurs DC/DC à base de MEMS », thèse de doctorat, UNIVERSITÉ DE GRENOBLE, 2011.