

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE DE BATNA**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**

Laboratoire des Systèmes de Propulsion Induction Electromagnétique  
LSPIE-2000, Batna

**Mémoire de Magister**

En vue de l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique

**Option : Commande électrique**

Présenté par :

**M<sup>r</sup> ZEMOURI AZEDDINE**

Ingénieur d'État en Génie Electrique de l'Université de Batna

**Thème**

---

---

**ETUDE EXPERIMENTALE D'UN  
CONVERTISSEUR DC/DC CONTROLER PAR  
UNE COMMANDE ROBUSTE**

---

---

Soutenu le : 26/06/2014 devant le Jury composé de :

<b>Dr. FETHA Cherif</b>	MCA	Université de Batna	Président
<b>Dr. DRID Said</b>	Prof	Université de Batna	Rapporteur
<b>Dr. MENACER Arezki</b>	Prof	Université de Biskra	Examineur
<b>Dr. BENSALAH Abdeldjabar</b>	MCA	Université de Batna	Examineur
<b>Dr. BENDIB Samir</b>	MCA	Université de Batna	Examineur

## Remerciements

*Je remercie, en premier lieu, ALLAH qui m'a donné ce bien là pour que je vive ce jour, ALLAH qui m'a donné la force et la patience pour terminer ce travail.*

*Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance et ma gratitude à mon encadreur, le Professeur S.DRID qui a proposé et dirigé ce travail.*

*Mes remerciements vont aussi à messieurs les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer mon travail.*

*Je tiens à remercier les responsables et tout le personnel du département de L'électrotechnique pour les facilités qu'ils m'ont accordé pour parfaire ce travail.*

*Je tiens à remercier Dr L.MERABET pour son soutien.*

*Ce travail de mémoire que j'ai effectué doit beaucoup à certaines personnes que je tiens à remercier sincèrement.*

*Enfin, je remercie tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à ma formation et à l'élaboration de ce modeste mémoire.*

## Dédicaces

*A mes chers parents,*

*A ma chère femme et mes petits enfants « Hinde et  
Houdayfa »,*

*A mes chers frères et sœurs,*

*A toute ma famille,*

*A tous mes amis,*

*A vous*

*Je dédie ce mémoire.*

*Azeddine ZEMOURI.*

## **Table des matières**

<b>ABREVIATIONS &amp; SYMBOLES.....</b>	<b>3</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>5</b>
<b>CHAPITRE 1 : LES CONVERTISSEURS STATIQUES.....</b>	<b>8</b>
1.1 INTRODUCTION .....	9
1.2 DEFINITION .....	9
1.3 LES GRADATEURS (AC-AC).....	10
1.3.1 Gradateur à angle de phase .....	10
1.3.2 Gradateur a train d'onde.....	12
1.4 LES ONDULEURS (DC-AC) .....	13
1.4.1 L'onduleur monophasé de tension.....	14
1.4.2 L'onduleur triphasé de tension .....	18
1.5 LE REDRESSEUR (AC-DC) .....	19
1.5.1 Le redresseur non commandé.....	20
1.5.2 Le redresseur commandé.....	23
1.5.3 Domaine d'utilisation et d'application .....	24
1.6 CONCLUSION .....	24
<b>CHAPITRE 2 : CONVERTISSEUR DC/DC (HACHEURS) .....</b>	<b>26</b>
2.1 INTRODUCTION .....	27
2.2 LES HACHEURS .....	27
2.3 LES DIFFERENTS TYPES D'HACHEUR.....	27
2.3.1 Convertisseur Buck .....	28
2.3.2 Convertisseur Boost.....	33
2.3.3 Convertisseur Buck-Boost.....	39
2.4 REVERSIBILITE DES HACHEURS .....	45
2.4.1 Hacheur deux quadrants réversible en courant.....	45
2.4.2 Hacheur quatre quadrants réversible en tension et en courant.....	46
2.5 CONCLUSION .....	50
<b>CHAPITRE 3 : MODELISATION ET COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR BUCK-BOOST .....</b>	<b>51</b>
3.1 INTRODUCTION .....	52
3.2 PRESENTATION ET MODELISATION D'UN CONVERTISSEUR DC/DC (HACHEUR BUCK-BOOST).....	53
3.3 LA COMMANDE PI.....	56
3.3.1 Caractéristiques des régulateurs .....	57
3.3.2 Le schéma de simulation du Buck-Boost avec le régulateur PI .....	57
3.4 LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT.....	57
<b>3.4.1 Concept de la commande par mode glissant.....</b>	<b>58</b>
3.4.2 Choix d'une surface de glissement .....	58
3.4.3 Commande par mode glissant d'ordre 1 .....	58
3.4.4 Le phénomène de chattering .....	61
3.5 LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT D'ORDRE 2.....	65
3.5.1 Algorithme du super twisting .....	66
3.5.2 Schéma synoptique de la commande par mode glissant d'ordre 2.....	68
3.6 LA COMMANDE PAR L'APPROCHE DE LYAPUNOV.....	68
3.6.1 Principe de la théorie de Lyapunov .....	69
3.6.2 Stabilité.....	69

3.6.3 <i>Loi de commande</i> : .....	70
3.6.4 <i>Schéma synoptique de la commande par l'approche de Lyapunov</i> .....	71
3.7 COMMANDE ROBUSTE PAR L'APPROCHE DE LYAPUNOV .....	71
3.7.1 <i>Schéma synoptique de la commande robuste par l'approche de Lyapunov</i> .....	71
3.8 CONCLUSION .....	72
<b>CHAPITRE 4: RESULTATS DE SIMULATION ET DE L'EXPERIMENTAL .....</b>	<b>73</b>
4.1 INTRODUCTION : .....	74
4.2 PRESENTATION DU BANC D'ESSAI : .....	74
4.2.1 <i>Partie puissance</i> .....	74
4.2.2 <i>Partie Commande</i> :.....	75
4.2.3 <i>Partie mesures</i> .....	76
4.3 RESULTATS EXPERIMENTAUX.....	78
4.3.1 <i>Application d'une commande en boucle ouverte</i> .....	78
4.3.2 <i>Commande PI</i> .....	79
4.3.3 <i>Commande par mode glissant d'ordre 1</i> .....	80
4.3.4 <i>Commande par mode glissant d'ordre 2</i> .....	81
4.3.5 <i>Commande par l'approche de Lyapunov 1</i> .....	82
4.3.6 <i>Commande par l'approche de Lyapunov2</i> .....	83
4.4 CONCLUSION .....	84
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>86</b>
<b>ANNEXE .....</b>	<b>88</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>93</b>

## **Abréviations & Symboles**

## Abréviations & Symboles

U (V)	Tension.
I	Courant
P	Puissance
R	Résistance de charge.
L	Inductance.
C	Capacité
D	rapport cyclique.
T	période de la tension source.
Ton	durée du train d'onde.
Tc	période de modulation.
DC-DC	Convertisseur continu/continu
AC-AC	Convertisseur alternatif /alternatif.
DC-AC	Convertisseur continu/alternatif.
AC-DC	Convertisseur alternatif /continu.
K	Interrupteur
T	La période
< >	La valeur moyenne
MLI (PWM)	Modélation de Largeur d'Implusion.
PI	Régulateur proportionnel intégrateur
X	Etat considéré
Y	sortie désirée
*	Référence
S	Surface
u	Commande
u <sub>eq</sub>	Commande équivalente
CMGOD	Commande mode glissant d'ordre deux
e	Erreur

# **Introduction générale**

## Introduction générale

L'utilisation des convertisseurs de puissance pour des différentes applications devient de plus en plus importante. Les domaines sont principalement les applications domestiques (téléphone mobile, ordinateurs, électroménager), l'industrie automobile (avec l'apparition de véhicules hybrides et électriques), l'aéronautique (l'avion électrique), le domaine ferroviaire, les énergies renouvelables (panneaux solaires photovoltaïques, éoliennes), les réseaux de transport d'énergie électrique (les liaisons à courant continu), etc.

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. L'objectif principal de ce mémoire est d'élaborer une loi de commande qui répond aux cahiers des charges imposés. Le convertisseur buck-boost est modélisé comme étant un système de commutation qui se décompose en deux sous-systèmes. La loi de commande sert à faire un transfert optimal entre les sous-systèmes de façon à assurer une stabilité et une rapidité adéquate.

Après être reconnues pour leur exactitude et robustesse élevées en ce qui concerne les perturbations internes et externes, elles sont indiquées également par leur inconvénient principal, le prétendu effet de chattering, c.-à-d. des harmoniques d'ordre supérieur qui apparaissent.

Dans ce mémoire, on étudiera, en détail, les différents types de commandes robustes appliquées au convertisseur DC-DC de type Buck-Boost.

- Le premier chapitre, est consacré à la présentation de l'état de l'art des différents types de convertisseurs (DC-AC) (AC-DC) (AC-AC).

- Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter les différents types de convertisseurs DC-DC en régime continu et discontinu.

- Nous allons présenter, au troisième chapitre, la modélisation du convertisseur buck-boost et les différents types de commandes appliquées au convertisseur avec une étude théorique. On présentera aussi les différents schémas de simulations.

- Le dernier chapitre, nous l'avons consacré à la présentation des résultats de cette expérience avec des interprétations et comparaison des courbes entre le résultat de simulation et expérimental.

Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle on expose les principaux résultats obtenus.

## **CHAPITRE 1 :**

# **LES CONVERTISSEURS STATIQUES**

### 1.1 Introduction

Depuis la fin du XIXe siècle, ils ont inventé en électrotechnique, des machines utilisant les propriétés du magnétisme, et plus particulièrement du ferromagnétisme pour réaliser les diverses conversions possibles des formes d'énergie électriques.

Avec le développement de l'automatique, de l'électronique et de l'informatique, on peut remplacer les « machines » par des **convertisseurs statiques** utilisant des composants électroniques en commutation. Les avantages de ces convertisseurs sont nombreux :

- ✓ contrôle et même régulation électronique possible du transfert de puissance.
- ✓ système moins lourd et moins encombrant.
- ✓ excellent rendement.
- ✓ facilité de mise en œuvre grâce à l'automatisation.
- ✓ protections de plus en plus efficaces.
- ✓ coût relatif en baisse, grâce aux progrès dans la fabrication et le montage des composants [1].

Dans ce chapitre, nous allons donner des généralités et le domaine d'application des différents types de convertisseurs de puissance (*Gradateur, redresseur, onduleur et hacheur*).

### 1.2 Définition

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. Suivant le type de machine à commander et suivant la nature de la source de puissance (*monophasée ou triphasée*), on distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques (*schéma ci-dessous*) [2].

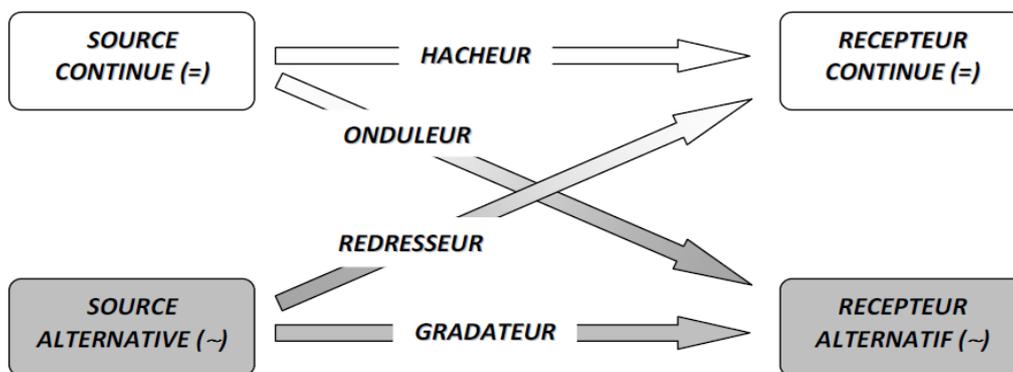


Figure 1-1 : Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance.

### 1.3 Les Gradateurs (AC-AC)

Le gradateur est un montage qui permet de contrôler la puissance absorbée par un récepteur en régime alternatif sans changer la fréquence de l'onde alternative de la source. [3]

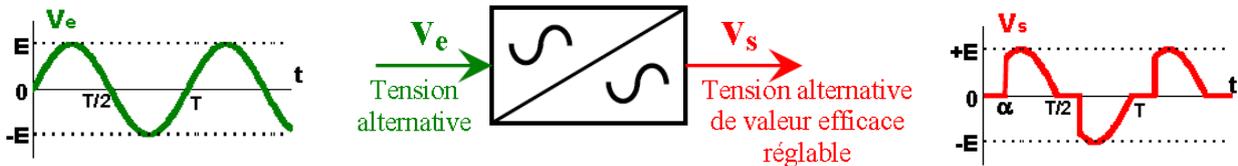


Figure 1-2 : Principe de base du gradateur.

La structure de base repose sur un interrupteur électronique capable de conduire dans les deux sens à l'état passant et de supporter une tension également dans les deux sens à l'état bloqué. [3]

Cet interrupteur peut être alors réalisé :

- ✓ Soit avec un seul composant : le triac
- ✓ Soit en assemblant deux thyristors tête-bêche

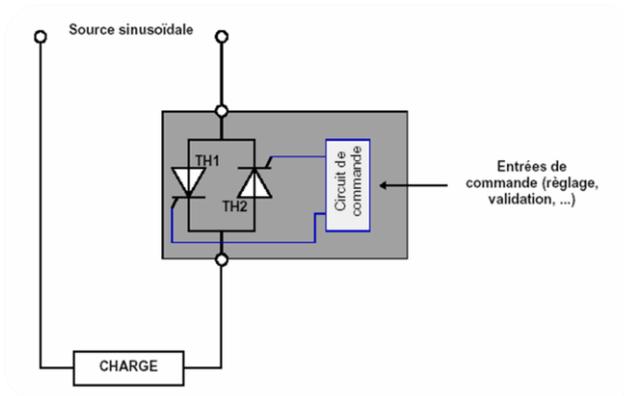
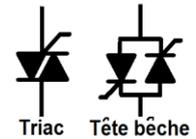


Figure 1-3 : La structure d'un gradateur monophasé.

En groupant 3 montages élémentaires monophasés, on constitue un gradateur triphasé.

Dans ce type de convertisseur on distingue deux types de commande :

- ✓ Gradateur à angle de phase
- ✓ Gradateur à train d'onde

#### 1.3.1 Gradateur à angle de phase

Dans ce type de gradateurs, le signal envoyé sur l'entrée de commande du gradateur est analogique. (Voir figure. 0-4)

Le thyristor *Th1* est amorcé durant l'alternance positive avec un angle de retard  $\alpha$  par rapport au passage par zéro de la tension secteur. Le thyristor *Th2* est amorcé durant l'alternance négative avec le même angle de retard. On obtient alors aux bornes de la charge la tension suivante : [3]

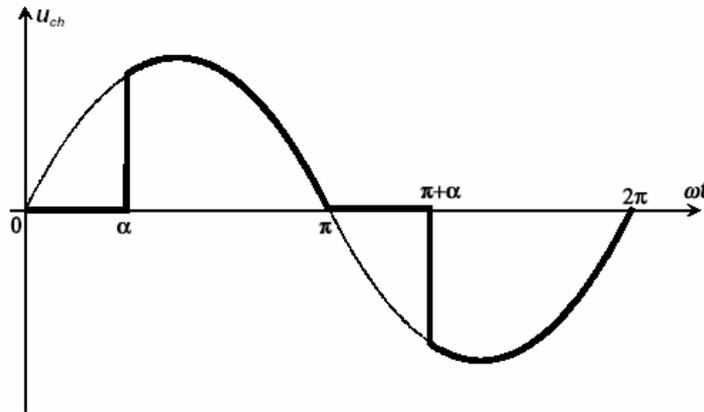


Figure 1-4 : Signal de sortie d'une charge résistive.

### Principales relations

La valeur de la tension efficace aux bornes de la charge est donnée par :

$$U_{ch} = U_{source} \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)} \quad (1.1)$$

La puissance moyenne dissipée dans la charge  $R$  :

$$P_{moy} = \frac{U_{ch}^2}{R} = \frac{U_{source}^2}{R} * \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right) \quad (1.2)$$

Avec  $R$  : valeur de la résistance de charge.

### Le domaine d'utilisation de ce genre de gradateur est :

- ✓ Chauffage.
- ✓ Eclairage.
- ✓ variation de vitesse des moteurs alternatifs de faibles puissances (*perceuse, aspirateurs de quelques centaines de Watts*).
- ✓ En règle générale, ils sont utilisés sur des systèmes ne présentant pas ou peu d'inertie thermique ou mécanique.

### Inconvénients

- ✓ La tension aux bornes de la charge est alternative non sinusoïdale, donc le courant absorbé sera aussi alternatif non sinusoïdal. La présence d'harmonique de courant absorbé sur le réseau sera donc importante.
- ✓ La relation entre la puissance moyenne dissipée dans la charge et le signal de commande  $\alpha$  n'est pas linéaire [3].

### 1.3.2 Gradateur a train d'onde

Dans ce type de gradateur, le signal envoyé sur l'entrée de commande du gradateur est de type *TOR*.

Le thyristor *Th1* et le thyristor *Th2* sont amorcés de manière continue pendant le temps  $T_{on}$  (*période de conduction*) et ils sont, ensuite, bloqués jusqu'à la fin de la période de modulation. On obtient alors, aux bornes de la charge, la tension suivante. [2]

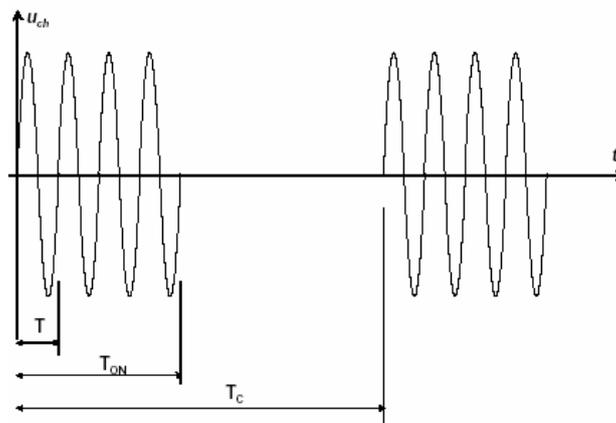


Figure 1-5 : Signal de sortie à la sortie de la charge résistive.

$T$  : période de la tension source.

$T_{on}$  : durée du train d'onde.

$T_c$  : période de modulation.

### Principales relations

La valeur de la tension efficace aux bornes de la charge :

$$U_{ch} = U_{source} * \sqrt{\beta} \quad (1.3)$$

avec  $B$  : rapport cyclique.

La puissance moyenne dissipée dans la charge :

$$P_{\text{moy}} = P_{\text{max}} * \frac{T_{\text{on}}}{T_c} = P_{\text{max}} * \beta \text{ avec } P_{\text{max}} = \frac{U_{\text{source}}^2}{R} \quad (1.4)$$

**Les avantage**

- ✓ La tension aux bornes de la charge est alternative sinusoïdale, donc le courant absorbé sera aussi alternatif sinusoïdal. La présence d’harmonique de courant sera donc nulle.
- ✓ On a une relation linéaire entre la puissance moyenne dans la charge et le signal de commande  $\beta$ .

**Le domaine d’utilisation est :**

- ✓ Chauffage.
- ✓ Utilisés sur des systèmes présentant une inertie thermique importante.

Les gradateurs sont utilisés pour réaliser des variateurs dans certains appareils fonctionnant sur le réseau (*lampes halogènes, aspirateurs domestiques, outillage électroportatif, ...*), pour la régulation de chauffage électrique, ainsi que dans de nombreux processus industriels, comme le démarrage des moteurs asynchrones. [3]

**1.4 Les onduleurs (DC-AC)**

Un convertisseur continu-alternatif permet d’obtenir une tension alternative (*éventuellement réglable en fréquence et en amplitude*) à partir d’une source de tension continue. [3]

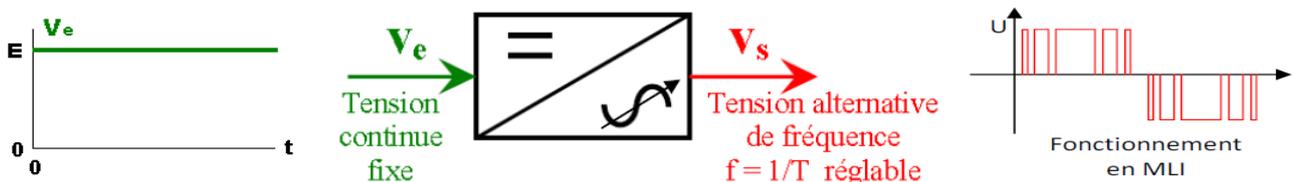


Figure 1-6 : Principe de base de l’ondeur.

On distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant, en fonction de la source d’entrée continue : source de tension ou source de courant. La technologie des onduleurs de tension est la plus maîtrisée et est présente dans la plupart des systèmes industriels, dans toutes les gammes de puissance (*quelques Watts à plusieurs MW*). [5]

La charge alternative peut être de plusieurs types. Si elle peut aussi délivrer de la puissance et présente des forces électromotrices (*réseau de distribution électrique, machine synchrone, alternateur,...*), l'onduleur pourra avoir une structure identique à celle d'un redresseur. C'est le fonctionnement réversible d'un même convertisseur. On parle alors "*d'onduleur assisté*" (ou "*non-autonome*").

Si la charge est constituée par un circuit oscillant, on pourra utiliser les propriétés de ce dernier pour adapter la structure de l'onduleur. Il prend alors le nom "*d'onduleur à résonance*".

Dans tous les autres cas, on emploie un "*onduleur autonome*" qui ne suppose aucune caractéristique particulière de la charge.

Remarque : il ne faut pas confondre le terme onduleur, employé ici pour désigner un convertisseur continu-alternatif, et le terme onduleur employé pour le dispositif de sauvegarde informatique qu'on devrait appeler ASI (*Alimentation Sans Interruption*) ou UPS (*Uninterruptible Power Supply*). [6]

### 1.4.1 L'onduleur monophasé de tension

#### Présentation

L'onduleur autonome de tension réalise une conversion réversible continu-alternatif, de type  $(U) \leftrightarrow (V', f')$ , avec  $U > 0$ . Plusieurs montages sont possibles, par exemple en utilisant un transformateur.

Les deux montages de principe de l'onduleur monophasé autonome de tension sont :

- ✓ l'onduleur en pont complet (ou en « H »), voire (*fig1-7*)
- ✓ l'onduleur en demi-pont, voire (*fig1-8*). [1]

On appelle fonction de connexion, la relation entre les grandeurs de l'interrupteur telle que :

$$i(t) = f(t) i_0(t) \quad (1.5)$$

$$v(t) = [1 - f(t)] v_0(t) \quad (1.6)$$

$f = 1$  : état passant (*fermé*)

$f = 0$  : état bloqué (ouvert)

#### Onduleur en pont complet

Considérant la *figure 1-7*.

Les sources de tension continue et de courant alternatif sont parfaites :

- ✓ la tension  $U$  reste constante pour toute valeur positive ou négative, et toute évolution du courant  $i_m(t)$ ;
- ✓ la valeur efficace  $I$  du courant reste constante pour toute valeur et toute évolution de la tension  $v_m(t)$ .

En fonctionnement normal, la source  $U$  est génératrice et la source  $I$  est réceptrice.

On désigne par  $f_{ij}$ , le signal de commande (ou fonction de connexion : de l'interrupteur  $K_{ij}$ . [1]

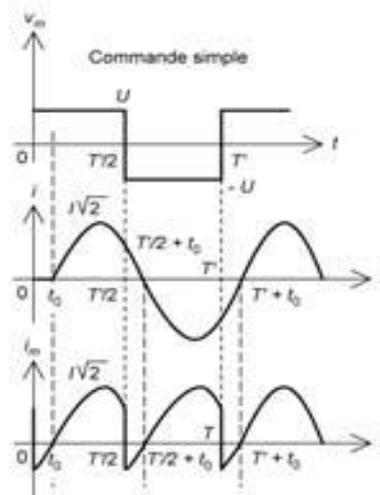
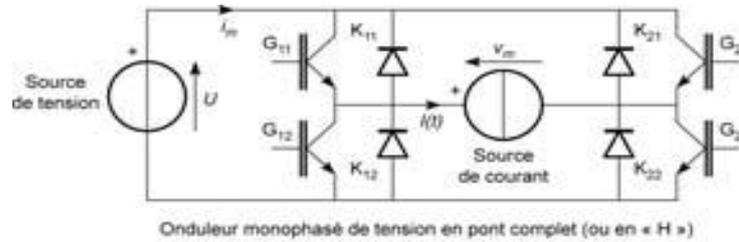


Figure 1-7 : Montage de l'onduleur monophasé de tension en pont complet.

Plusieurs modes de commande sont envisageables. On admet que le courant  $i(t)$  est sinusoïdal.

$$i(t) = \sqrt{2} \sin(\omega t - \phi) \tag{1.7}$$

La tension efficace de l'onde de la tension est fixée par la tension continue d'alimentation.

- **Commande simple**

Elle est identique à celle du hacheur à 4 quadrants dans le cas particulier où le rapport cyclique  $\alpha = 1/2$ .

On impose alors les fonctions de conversion suivantes :

- ✓  $f_{11} = f_{22} = 1$  durant  $T/2$  (première demi-période) modulo  $T'$  et égaux à « 0 »

Sinon;

- ✓  $f_{12} = f_{21} = 1$  durant  $T/2$  (deuxième demi-période) modulo  $T'$  et égaux à « 0 ».

Les formes d'onde obtenues sont représentées à la *Figure 1-7*

- **Commande décalée**

On impose alors les signaux représentés sur la *figure 1* dans l'annexe. On introduit  $\theta = \omega t$ .

- ✓  $f_{11} = 1$  durant  $[\beta; \pi - \beta]$  (*première demi-période*) modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- ✓  $f_{12} =$  commande complémentaire;
- ✓  $f_{21} = 1$  durant  $[\pi + \beta; 2\pi - \beta]$  (*deuxième demi-période*) modulo  $2\pi$  et égal à « 0 »  
Sinon;
- ✓  $f_{22} =$  commande complémentaire.

- **Commande unipolaire à angles pré calculés**

On impose alors les signaux représentés sur la *figure 2* dans l'annexe. On rappelle que  $\theta = \omega t$ . Les commandes sont prévues pour réduire, le plus possible, les harmoniques de rang impair et de faible rang en choisissant judicieusement les angles de commande.

- ✓  $f_{11} = 1$  durant  $[\beta_1; \beta_2]$ ; puis  $[\beta_3; \beta_4]$ ; puis  $[\beta_5; \pi - \beta_5]$ ; puis  $[\pi - \beta_4; \pi - \beta_3]$ ;  
Puis  $[\pi - \beta_2; \pi - \beta_1]$ ; (*première demi-période*) modulo  $2\pi$ ; et égal à « 0 » sinon;
- ✓  $f_{12} =$  commande complémentaire;
- ✓  $f_{21} = 1$  durant  $[\pi + \beta_1; \pi + \beta_2]$ ; puis  $[\pi + \beta_3; \pi + \beta_4]$ ; puis  $[\pi + \beta_5; 2\pi - \beta_5]$ ;  
Puis  $[2\pi - \beta_4; 2\pi - \beta_3]$ ; puis  $[2\pi - \beta_2; 2\pi - \beta_1]$ ; (*deuxième demi-période*) modulo  $2\pi$ ; et égal à « 0 » sinon;
- ✓  $f_{22} =$  commande complémentaire.

On choisit  $\beta_1 = 18,17^\circ$ ;  $\beta_2 = 26,64^\circ$ ;  $\beta_3 = 36,87^\circ$ ;  $\beta_4 = 52,90^\circ$ ;  $\beta_5 = 56,69^\circ$ . [1]

- **Commande unipolaire à angles pré calculés avec réglage du transfert de puissance**

On impose alors les signaux  $f'_{11}(t)$  et  $f'_{21}(t)$  obtenus de manière suivante :

On utilise les commandes  $f_{11}(t)$  et  $f_{21}(t)$  représentées sur la *figure 2* dans l'annexe et on les multiplie par la fonction « découpage »  $d\alpha(t)$  à rapport cyclique  $\alpha$  réglable de période  $T_e$ . [1]

On a alors :

- ✓  $f'_{11} = f_{11} \times d\alpha(t)$ ;
- ✓  $f'_{12} =$  commande complémentaire;
- ✓  $f'_{21} = f_{21} \times d\alpha(t)$ ;
- ✓  $f'_{22} =$  commande complémentaire.

- **Commande à modulation de largeur d'impulsions bipolaires**

Ce type de modulation est peu utilisé sur les onduleurs à pont complet.

On impose alors aux interrupteurs les commandes suivantes :

- ✓ le signal  $f_{11}(t)$  représenté sur la *figure 3 dans l'annexe*;
- ✓ le signal  $f_{22}(t) = f_{11}(t)$ ;
- ✓ les signaux  $f_{21}(t) = f_{12}(t)$

voire le formulaire tableau 1 dans l'annexe.

On désigne par :

- ✓  $V_{m\text{ eff}}$  : la valeur efficace de la tension alternative  $v_m(t)$  de sortie;
- ✓  $U$  : la tension continue d'alimentation;
- ✓  $i(t) = \sqrt{2} \sin(\omega' t - \phi)$  ;
- ✓  $F_h$  : la fréquence du premier harmonique « gênant » de  $v_m(t)$ ;
- ✓  $V'$  : la valeur efficace du fondamental de  $v_m(t)$ ;
- ✓  $\langle i_m \rangle$  la valeur moyenne de  $i_m(t)$ .

### Onduleur en demi-point

Considérons la *Figure 1-8*.

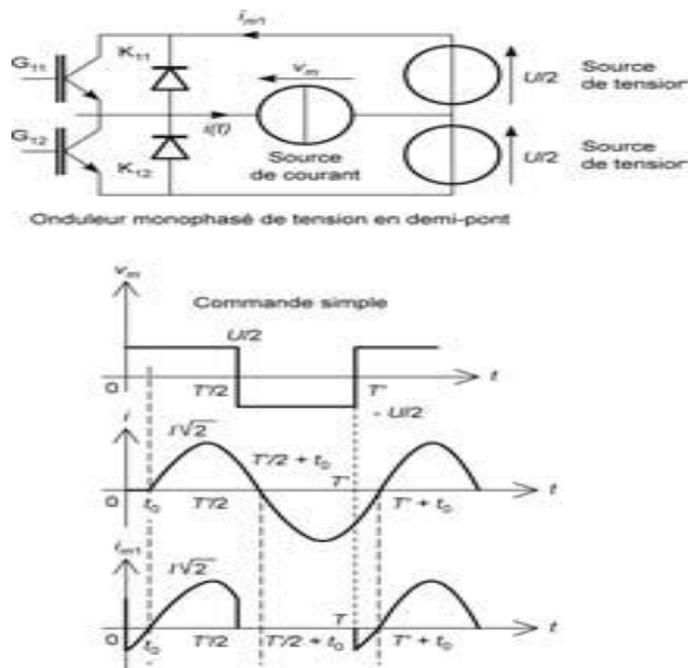


Figure 1-8 : Montage de l'onduleur monophasé de tension en demi-pont.

Les sources de tension continue et de courant alternatif sont parfaites :

- ✓ les deux sources de tension  $U/2$  restent constantes pour toute valeur positive ou négative, et toute évolution des courants  $i_{m1}(t)$  et  $i_{m2}(t)$ ;

- ✓ la valeur efficace  $I$  du courant reste constante pour toute valeur et toute évolution de la tension  $v_m(t)$ .

En fonctionnement normal, les sources de tension sont génératrices et la source  $I$  est réceptrice. On admet que le courant  $i(t)$  est sinusoïdal :  $i(t) = \sqrt{2} \sin(\omega' t - \phi)$

### 1.4.2 L'onduleur triphasé de tension

L'onduleur autonome de tension triphasé réalise une conversion réversible continu-alternatif, de type  $(U) \leftrightarrow (V', f')$ , avec  $U > 0$ . On se limite ici au montage en trois demi-ponts représenté à la Figure 1-9. On verra l'intérêt de cette présentation pour la commande de l'onduleur en modulation de largeur d'impulsions.

Les sources de tension continue et de courant alternatif sont parfaites :

- ✓ la tension  $U$  reste constante pour toute valeur positive ou négative, et toute évolution du courant  $i_m(t)$ ;
- ✓ la valeur efficace  $I$  des courants  $i_1(t), i_2(t), i_3(t)$  reste constante pour toute valeur et toute évolution de la tension  $v_m(t)$ .

En fonctionnement normal, la source  $U$  est génératrice et les sources  $i_1(t), i_2(t), i_3(t)$  sont réceptrices. On désigne toujours par  $f_{ij}$  le signal de commande de l'interrupteur  $K_{ij}$ .

On admet que les courants sont sinusoïdaux :

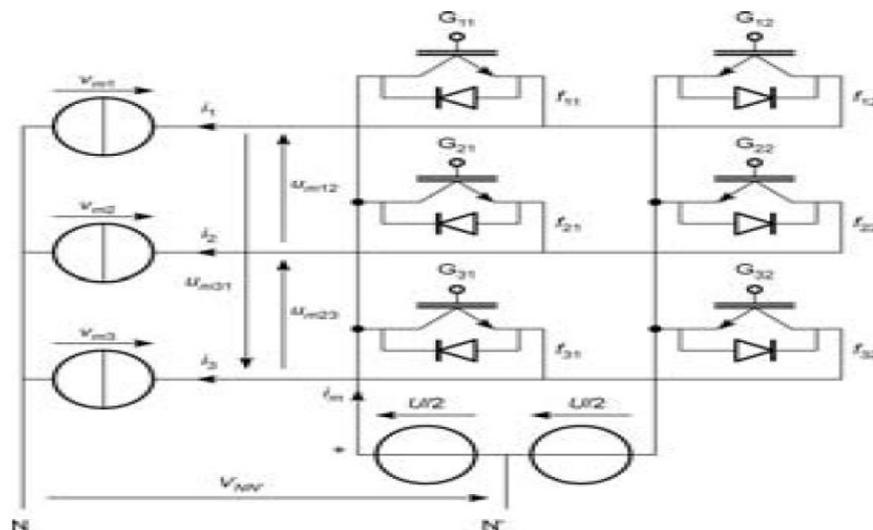


Figure 1-9 : Montage de l'onduleur triphasé de tension en trois demi-ponts

- **La commande simple**

On impose alors les signaux suivants. On rappelle que  $\theta = \omega' t$ . (voir figure 4 dans l'annexe)

- ✓  $f_{11} = 1$  durant  $[0; \pi]$  (première demi-période) modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- ✓  $f_{12} =$  commande complémentaire;
- ✓  $f_{21} = 1$  durant  $[2\pi/3; 5\pi/3]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- ✓  $f_{22} =$  commande complémentaire;
- ✓  $f_{31} = 1$  durant  $[4\pi/3; 7\pi/3]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- ✓  $f_{32} =$  commande complémentaire.

**Domaine d’utilisation et d’application**

En ce qui concerne les applications industrielles, nous rencontrerons l’onduleur en sortie des variateurs de fréquence pour alimenter les moteurs asynchrones.

- production de tension sinusoïdale de fréquences moyennes (de *quelques kHz* à *environ 10Khz*): soudage, chauffage par induction ;
- alimentations alternatives de secours fonctionnant sur batteries d’accumulateurs ;
- alimentation des moteurs à courant alternatif à fréquence variable. [1]

**1.5 Le redresseur (AC-DC)**

Les redresseurs sont des convertisseurs statiques permettant, à partir de tensions alternatives, d’obtenir des grandeurs électriques dont la valeur moyenne est différente de zéro. L’intérêt des dispositifs statiques modernes réside dans le fait qu’ils effectuent toutes les transformations par fermeture et ouverture d’interrupteurs électroniques (*appelés soupapes dans le cas général*) présentant des temps de réponse faibles, des pertes faibles et un encombrement réduit. [6]

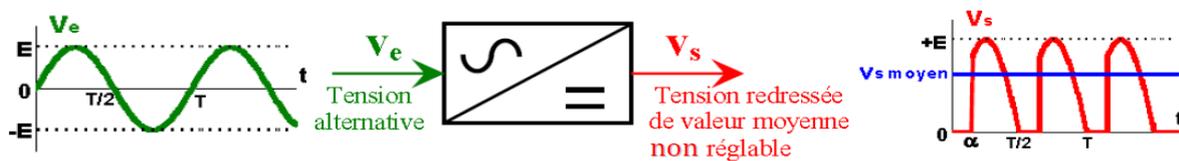


Figure 1-10 : Principe de base du redresseur.

Dans ce type de convertisseur, on peut les classer en deux classe : les redresseurs non contrôlé et les redresseur contrôlé. Nous allons présenter les redresseurs monophasé et triphasé commandés et non commandés.

Pour obtenir une tension continue, on redresse un ensemble de  $q$  tensions alternatives, d’ordinaire supposées sinusoïdales et formant un système polyphasé équilibré (*nombre de*

phases  $q$ ). Ces tensions peuvent être celles aux bornes d'un alternateur. Généralement, elles sont fournies par le réseau monophasé ou, plus souvent, par le réseau triphasé, d'ordinaire par l'intermédiaire d'un transformateur.

On distingue trois types de montages :

1. **P $q$**  : montages avec source en étoile et un seul commutateur ou redresseur "simple alternance" ;
2. **PD $q$**  : montages avec source en étoile et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source étoilée ;
3. **S $q$**  : montages avec source en polygone et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source polygonale.

### 1.5.1 Le redresseur non commandé

#### Redresseur monophasé P2

Il est composé de diodes montées en pont. Ici en pont monophasé (appelé pont de GRAETZ).

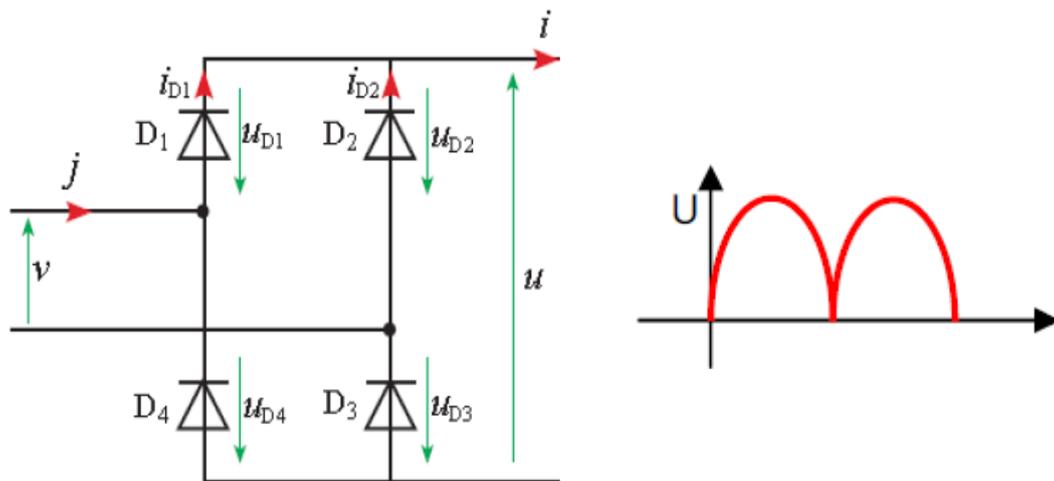


Figure 1-11 : Redresseur monophasé à double alternance.

Les fonctions de connexions des interrupteurs  $f_{ij}$  que sont les diodes sont celles de l'onduleur monophasé de courant de la figure 1-8. En commande simple pour le cas particulier où

$$\omega t_0 = \phi = 0.$$

On a alors les fonctions suivantes (on pose  $\theta = \omega t$ ) :

$$\checkmark f_{11} = 1 \text{ durant } \pi \text{ (première demi-période) modulo } 2\pi \text{ et égal à } \ll 0 \gg \text{ sinon;}$$

- ✓  $f_{21}(t) = 0$  ;
- ✓  $f_{12} = 1$  durant  $\pi$  (deuxième demi-période) modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- ✓  $f_{22}(t) = 0$ .

En particulier celle de  $u_m(t)$ . Il est possible d'écrire :

$$U_m(t) = V \sqrt{2} |\sin(\omega t)| \tag{1.8}$$

Les relations entre les diverses grandeurs sont données au formulaire dans le *tableau2* dans l'annexe

### Redresseur à diodes triphasé P3

Le schéma de principe de ce montage est donné ci dessous. Le secondaire du transformateur doit être couplé en étoile car le courant dans le neutre n'est pas nul. [9]

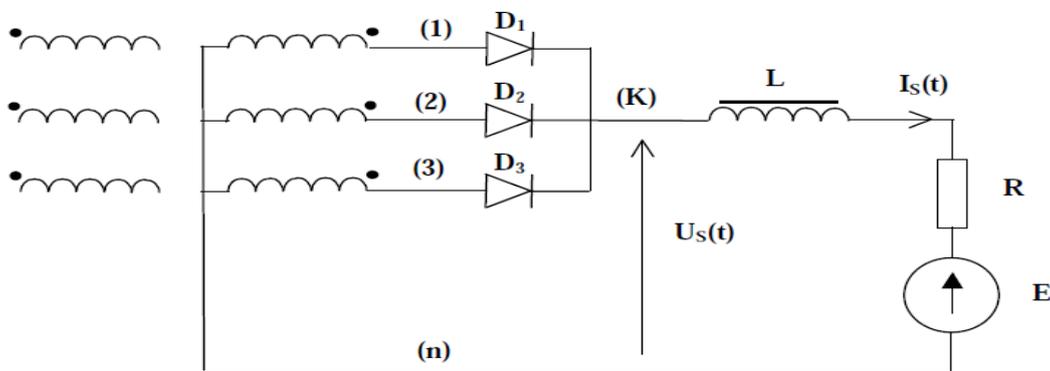


Figure 1-12 : Le montage P3 toutes diodes à cathodes communes.

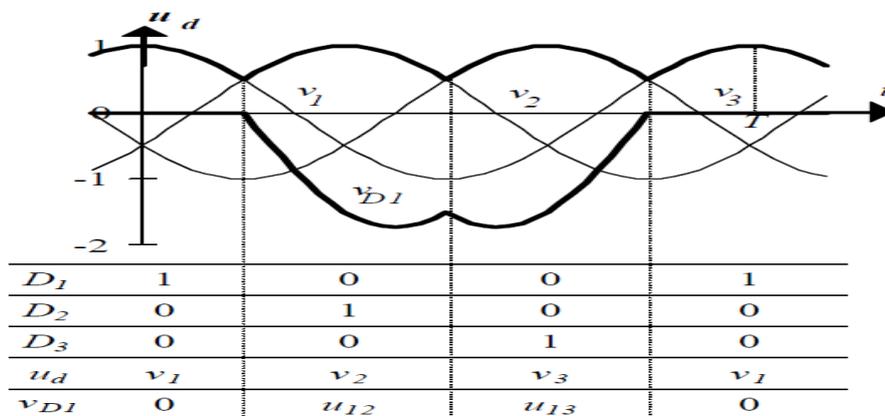


Figure 1-13 : Montage P3 : tension redressée.

### Redresseur à diodes triphasé PD3

On se limite ici au cas le plus fréquent en électronique de puissance : le montage à 6 diodes, ou PD3, présenté à la *figure 8*.

Les tensions  $v_1(t)$ ,  $v_2(t)$ ,  $v_3(t)$  sont imposées telles que :

$$v_1(t) = V \sin(\omega t) \text{ avec } \omega = 2\pi f \quad (1.9)$$

$$v_2(t) = V \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad (1.10)$$

$$v_3(t) = V \sin(\omega t + 2\pi/3) \quad (1.11)$$

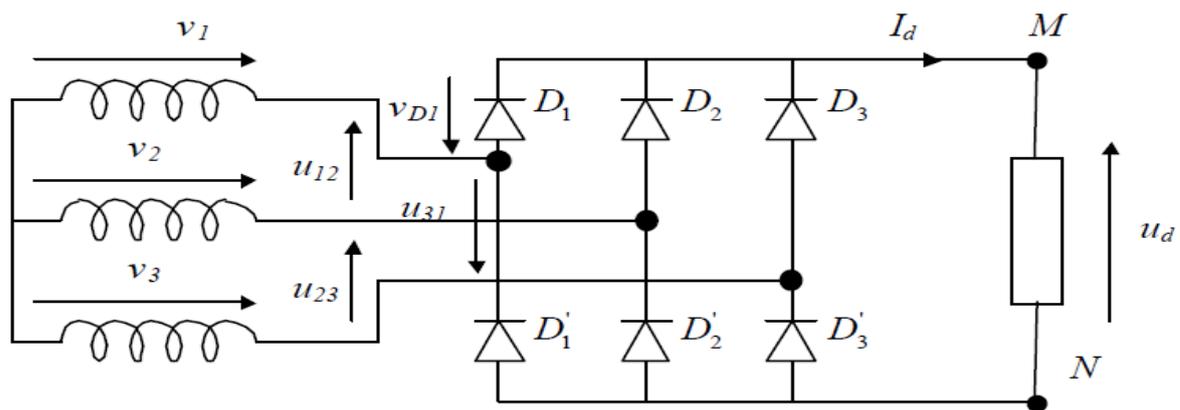


Figure 1-14 : Redresseur double alternance. Montage PD3.

Les fonctions de connexions des interrupteurs  $f_{ij}$  que sont les diodes sont celles de l'onduleur triphasé de courant de la *figure 5.15* en commande simple pour le cas particulier où  $\omega t_0 = \phi = 0$ . On a alors les fonctions suivantes (on pose  $\theta = \omega t$ ) :

- ✓  $f_{11} = 1$  pour  $\theta \in [\pi/6; 5\pi/6]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- ✓  $f_{12} = 1$  pour  $\theta \in [5\pi/6; 3\pi/2]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- ✓  $f_{13} = 1$  pour  $\theta \in [3\pi/2; 13\pi/6]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- ✓  $f_{23} = 1$  pour  $\theta \in [-\pi/6; \pi/2]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- ✓  $f_{22} = 1$  pour  $\theta \in [\pi/2; 7\pi/6]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon;
- ✓  $f_{21} = 1$  pour  $\theta \in [7\pi/6; 11\pi/6]$  modulo  $2\pi$  et égal à « 0 » sinon. [1]

Il est possible d'écrire :

$$U_m(t) = V \sqrt{2} |\sin(\omega t)| \quad (1.12)$$

Pour  $\theta = \omega t \in [-\pi/6; +\pi/6]$  avec une période de  $\pi/3$

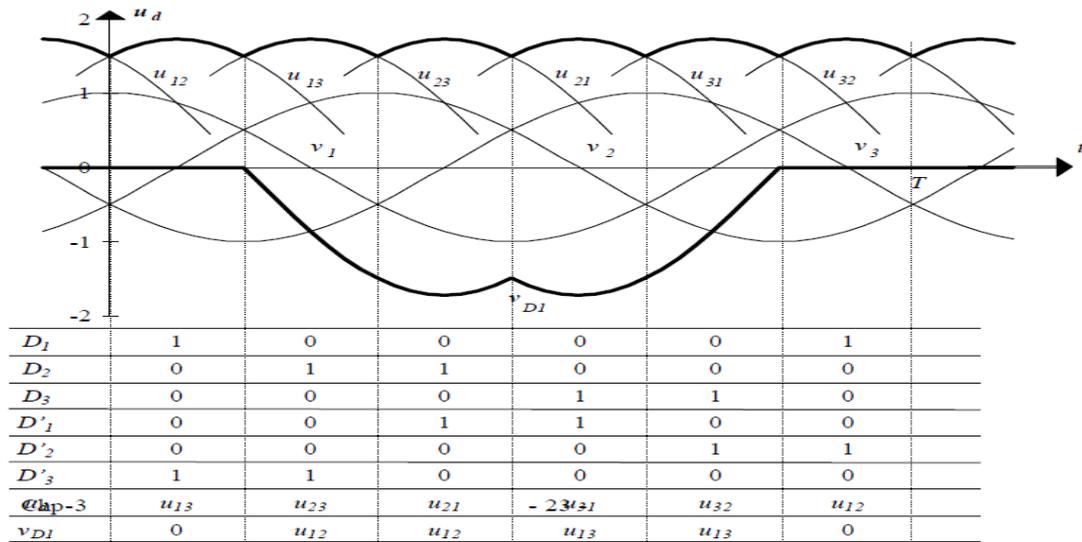


Figure 1-15 : signale de sortie

### 1.5.2 Le redresseur commandé

Le redresseur à thyristors réalise une conversion commandée alternatif-continu, du type  $(V, f) \leftrightarrow (U')$ . La commande est réalisée en agissant sur l'angle retard à l'amorçage  $\delta$ .

Il est possible de réaliser une commande de type « Arc cosinus » de cet angle d'amorçage, de manière **analogique ou numérique**. La référence de l'angle de retard à l'amorçage  $\delta$  est imposée par la source alternative. Les signaux de sortie son présenté sur les figures 1-16 et figure 1-17 [1].

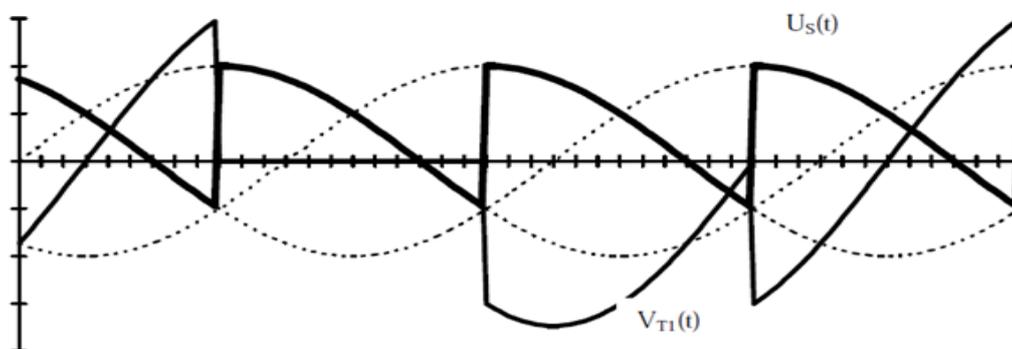


Figure 1-16 : Forme d'onde de la tension redressée pour  $\delta = \pi/3$  (P3) [9]

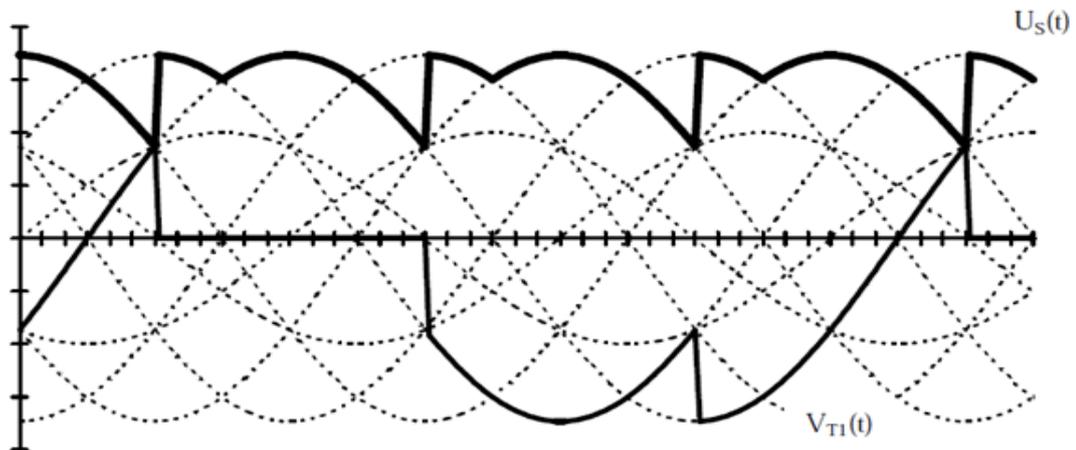


Figure 1-17 Formes d'onde pour un pont mixte et pour un retard à l'amorçage de  $\delta = \pi/6$  (PD3 MIXTE) [9]

### 1.5.3 Domaine d'utilisation et d'application

- un redresseur-chargeur, alimenté par le réseau, constitué soit d'un pont à diodes suivi d'un hacheur, soit d'un pont commandé.
- Les chargeurs de batterie qui varient de 1 jusqu'à 24 v. (téléphone portable, batterie de véhicule).
- Pour alimenter les systèmes de commande des différents convertisseurs ou de machines tournantes.

### 1.6 Conclusion

L'utilisation d'interrupteur à semiconducteurs permet d'obtenir des convertisseurs statiques présentant de nombreux avantages sur les groupes tournants : entretien réduit, temps de réponse plus courts et surtout spectre d'application beaucoup plus vaste.

L'Électronique de Puissance étudie un convertisseur statique sur trois niveaux : le niveau **composant** (interrupteurs semiconducteurs et éléments réactifs), le niveau **structure de puissance** (schéma du convertisseur) et le niveau **commande**. Ce dernier se décompose, à son tour, en commande rapprochée, commande de fonction et commande de système (les convertisseurs utilisent généralement des boucles de régulation). Ces trois niveaux ont de nombreuses interactions. En particulier, les contraintes subies par un composant dépendent de la structure

dans laquelle il est employé et de la commande. De même, la stratégie de commande possible dépend des interrupteurs employés et de la structure du convertisseur. [6]

Dans ce chapitre, nous avons donné l'état de l'art de trois types de convertisseurs (gradateur, redresseur, onduleur). On a consacré le deuxième chapitre pour le convertisseur DC-DC (hacheur). Nous allons donner une vue plus profonde de hacheur puisque notre travail est basé sur le convertisseur DC-DC.

## **CHAPITRE 2 :**

### **Convertisseurs DC/DC (hacheurs)**

## 2.1 Introduction

Le présent chapitre traite de la conversion  $DC/DC$ , qui a pour but d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue et une source de courant continu.

Pour ce type de convertisseur statique, la gamme de puissance que l'on peut « traiter » s'étend de quelques watts, à une trentaine de kilowatts environ. Cependant, l'apparition de composants de puissance sans cesse plus performants, tout comme la définition de nouvelles structures (multi niveau en particulier), permettent d'envisager le traitement de puissances plus élevées. Nous distinguons deux types de convertisseurs continus/continus :

- ✓ les convertisseurs appelés ((hacheurs)), qu'ils soient abaisseurs, élévateurs ou bien dévolteurs {survolteurs, qui correspondent aux applications moyennes et fortes puissances,
- ✓ les alimentations à découpages, qui correspondent aux applications petites puissances de la conversion  $DC/DC$  [16].

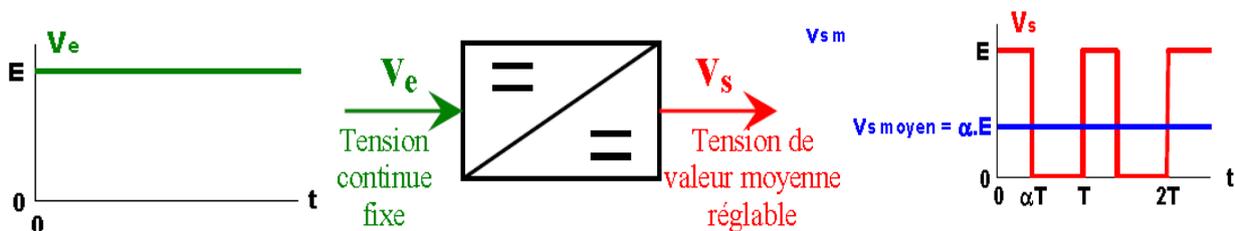


Figure 2-1 : Principe de base d'un hacheur.

Dans ce chapitre on traite les différents types d'hacheurs.

## 2.2 Les hacheurs

Le convertisseur  $DC-DC$  permet d'alimenter une charge sous une tension continue réglable à partir d'une source continue fixe.

On obtient une tension de valeur moyenne variable en établissant et interrompant périodiquement l'alimentation de la charge par la source grâce à des interrupteurs.

## 2.3 Différents types d'hacheurs

Selon la position du commutateur et du hacheur, différents types de convertisseurs de tension peuvent être réalisés :

- ✓ abaisseur de tension «Buck »

- ✓ élévateur de tension « Boost »
- ✓ abaisseur élévateur de tension « Buck-Boost »

### 2.3.1 Convertisseur Buck

Hacheur abaisseur, hacheur dévolteur, hacheur série, hacheur de type Buck.

L’hacheur série est un convertisseur direct *DC–DC*. La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant. L'interrupteur  $K_1$  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) [4].

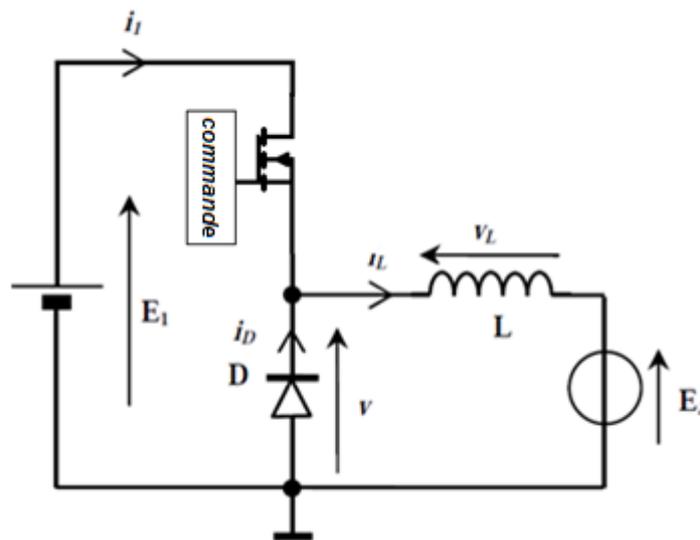


Figure 2-2 : La fonction hacheur BUCK.

#### Principe de Fonctionnement

L'interrupteur  $K_1$  est fermé pendant la fraction  $DT$  de la période de découpage  $T$ . La source d'entrée fournit l'énergie à la charge  $R$  à travers l'inductance  $L$ . Lors du blocage du transistor, la diode  $K_2$  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 0-3*. 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:

$$U_s = DU_e \tag{2.1}$$

Par définition,  $0 \leq D \leq 1$ , Ce qui induit que le montage est abaisseur de tension (dévolteur).[1]

**Démonstration**

$$D = t_1 / T$$

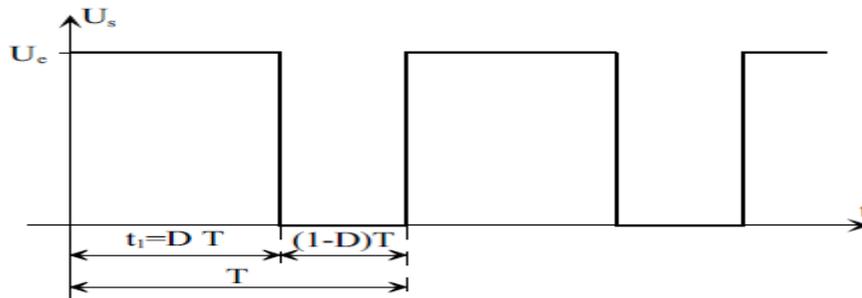


Figure 2-3 : Formes d’ondes de la tension de sortie d’un hacheur de type Buck.

La durée  $t_1$  de conduction de  $T$  est comprise entre  $0s$  et  $T$ . Le rapport cyclique est donc en toute logique compris entre  $0$  et  $1$ .

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

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_s(t) dt \tag{2.3}$$

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_e(t) dt \tag{2.4}$$

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} [U_e]_0^{DT} \tag{2.5}$$

$$\langle U_s \rangle = D U_e \tag{2.6}$$

Le rapport cyclique étant compris entre  $0$  et  $1$ , on peut faire varier  $\langle U_s \rangle$  entre  $0V$  et  $U_e$ .

**Régimes 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 0-4*

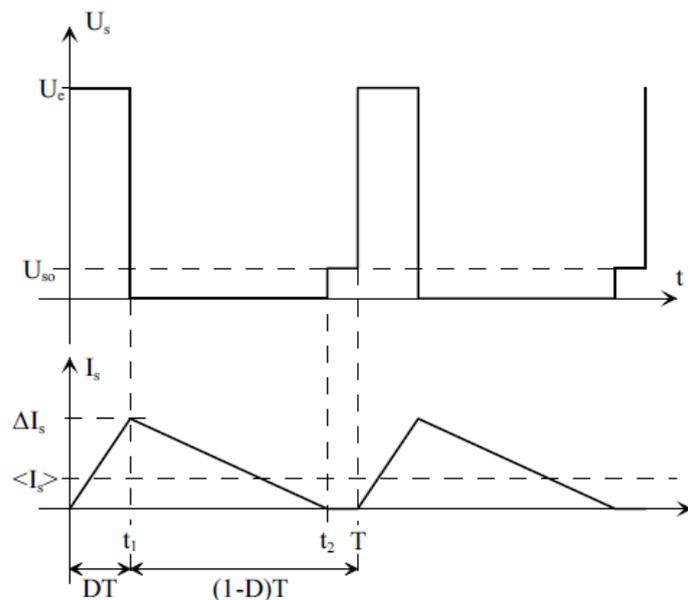


Figure 2-4 : Conduction discontinue.

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 0-2* permet de déduire la tension appliquée aux bornes de  $L_s$  :

$$U_e - U_{so} = L_s \frac{dI_s}{dt} \quad (2.7)$$

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 :

$$-U_{so} = L_s \frac{dI_s}{dt} \quad (2.8)$$

Comme  $U_{so} > 0$ , cette phase correspond à la décroissance du courant dans  $L_s$  (phase de roue libre). Cependant, l'amplitude des ondulations de  $I_s$  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  $D$  ( $I_d = I_s$ ), 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 :

$$U_s = U_e \quad (2.9)$$

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 :

$$U_s = 0 \quad (2.10)$$

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 :

$$U_s = U_{so} \quad (2.11)$$

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 0-5.*), en évaluant dans un premier temps l'amplitude  $\Delta I_s$  des ondulations du courant dans  $L_s$  :

$$\text{Pendant } DT : \quad U_e - U_{so} = L_s \frac{-\Delta I_s}{DT} \quad (2.12)$$

$$\text{Pendant } D'T : \quad -U_{so} = L_s \frac{-\Delta I_s}{D'T} \quad (2.13)$$

Il vient donc :

$$\Delta I_s = \frac{1}{L_s} (U_e - U_{so}) DT = \frac{1}{L_s} D' T U_{so} \quad (2.14)$$

$$\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{D}{D + D'} \quad (2.15)$$

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

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{T} \left[ \frac{1}{2} \Delta I_s DT + \frac{1}{2} \Delta I_s D'T \right] \quad (2.16)$$

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_s (D + D') \quad (2.17)$$

En reportant dans cette équation l'expression de  $I_s$ , et de  $D'$  déduite de (2.14) et (2.15), on obtient :

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{2} \frac{1}{L_s} (U_e - U_{so}) DT \left( D + \frac{U_e - U_{so}}{U_{so}} D \right) \quad (2.18)$$

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{2} \frac{D^2}{L_s f} U_e \left( \frac{U_e}{U_{so}} - 1 \right) \quad (2.19)$$

On obtient :

$$U_{so} = U_e \frac{1}{1 + \frac{2L_s f \langle I_s \rangle}{D^2 U_e}} \quad (2.20)$$

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 :

$$\langle I_{s \text{ lim}} \rangle = \frac{\Delta I_s}{2} \quad (2.21)$$

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

$$\langle U_s \rangle = U_{so} = D U_e \quad (2.22)$$

Le développement de l'expression de  $\langle I_{s \text{ lim}} \rangle$  donne :

$$\langle I_{s \text{ lim}} \rangle = \frac{1}{2L_s f} (U_e - U_{so}) D \quad (2.23)$$

$$\langle I_{s \text{ lim}} \rangle = \frac{1}{2L_s f} (1 - D) D U_e \quad (2.24)$$

**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 (2.6) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction continue,
- équation (2.20) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction discontinue,
- équation (2.22) : 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*. [2]

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

$$y = \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = \frac{U_{so}}{U_e} \quad (2.25)$$

$$x = \frac{L_s f \langle I_s \rangle}{U_e} \quad (2.26)$$

Si l'on reformule les équations (2.6), (2.20) et (2.22) suivant cette définition, on obtient :

Conduction continue	$U_{so} = DU_e$	$\Rightarrow y = D$
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	$\langle I_{s_{lim}} \rangle = \frac{1}{2L_s f} (1 - D) DU_e$	$\Rightarrow x_{lim} = \frac{1}{2} y (1 - y)$

Tableau 1-1 : reformule des différents régimes de conduction hacheur BUCK.

### 2.3.2 Convertisseur Boost

Hacheur élévateur, hacheur survolteur, hacheur parallèle, hacheur de type Boost.

C'est un convertisseur direct *DC-DC*. La source d'entrée est de type courant continu (inductance en série avec une source de tension) et la charge de sortie est de type tension continue (condensateur en parallèle avec la charge résistive).

L'interrupteur  $K_1$  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) [4].

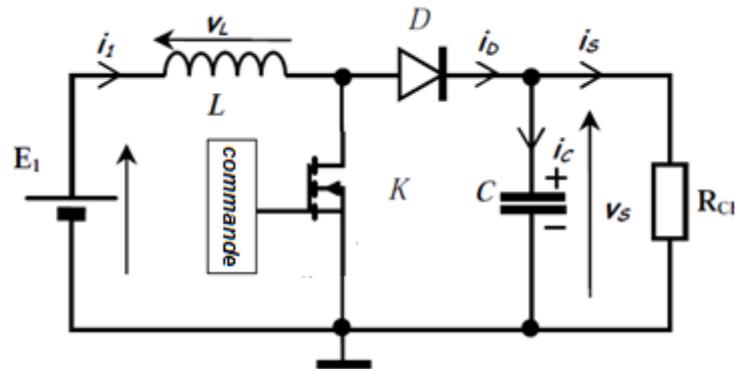


Figure 2-5 : La fonction hacheur Boost.

**Principe de fonctionnement**

L'interrupteur  $K_1$  est fermé pendant la fraction  $DT$  de la période de découpage  $T$ . La source d'entrée fournit l'énergie à la charge  $R$  a travers l'inductance  $L$ . Lors du blocage du transistor, la diode  $K_2$  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(2-6)*. En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle, ce qui impose la relation suivante :

$$U_s = U_e \frac{1}{1-D} \tag{2.27}$$

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

**Démonstration**

Valeur moyenne de  $U_s$  afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur élévateur, nous nous referons au schéma *figure(2-6)* .

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  $U_l$  [4].

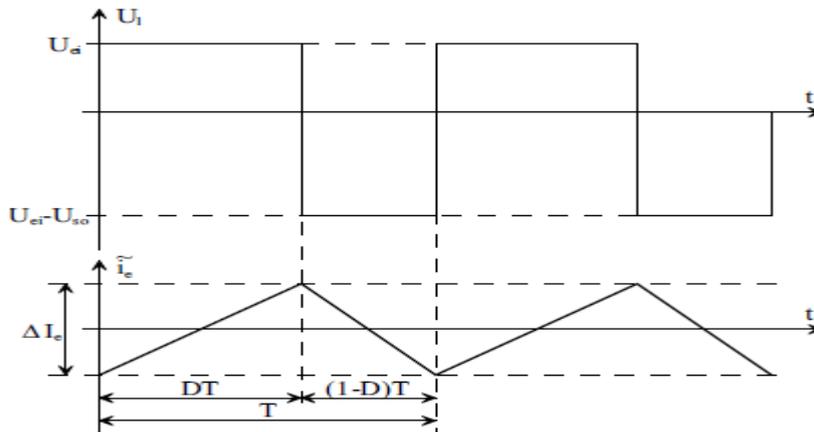


Figure 2-6 - Formes d'ondes de la tension de sortie d'un hacheur de type BOOST

$$\langle U_l \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_l(t) dt \tag{2.26}$$

$$\langle U_l \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_{ei}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T (U_{ei}(t) - U_{so}(t)) dt \tag{2.29}$$

$$\langle U_l \rangle = U_{ei} D + (U_{ei} - U_{so})(1 - D) \tag{2.30}$$

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

Par conséquent :

$$\langle U_l \rangle = 0 \tag{2.31}$$

$$U_{so} = U_{ei} \frac{1}{1 - D} \tag{2.32}$$

Une telle relation illustre la nature « élévateur » du convertisseur considéré. Le rapport cyclique pouvant varier de 0 à 1, la tension  $U_{so}$  en sortie peut varier de  $U_{ei}$  à l'infini. Il est bien

entendu que ce dernier cas peut s'avérer « problématique » pour le dimensionnement du convertisseur : il faudrait trouver la diode et le transistor capables de tenir une tension infinie !

Malgré cette restriction (qui peut rendre un tel convertisseur difficile à commander), le hacheur élévateur permet donc, grâce à la valeur du rapport cyclique  $D$  d'obtenir en sortie une tension nettement plus élevée que celle appliquée en son entrée [4].

### Régimes de conduction

A l'instar du convertisseur Buck, 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 défibrons dans un premier temps le régime de conduction discontinu. Ce fonctionnement est obtenu sous la condition suivante :

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_e \quad (2.33)$$

D'après la relation (2.33), il vient :

$$\langle I_{solim} \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_e (1-D) \quad (2.34)$$

Où  $I_{solim}$  est la valeur limite de  $I_{s0}$  pour laquelle on observe la conduction discontinue.

Le report de (2.32) dans cette dernière équation donne la condition de fonctionnement en conduction critique :

$$\langle I_{solim} \rangle = \frac{U_{ei}}{2L_e f} (1-D) D \quad (2.35)$$

Pour ce qui est de la conduction discontinue, nous référons au schéma *Figure 2-7*  
On distingue trois phases de fonctionnement :

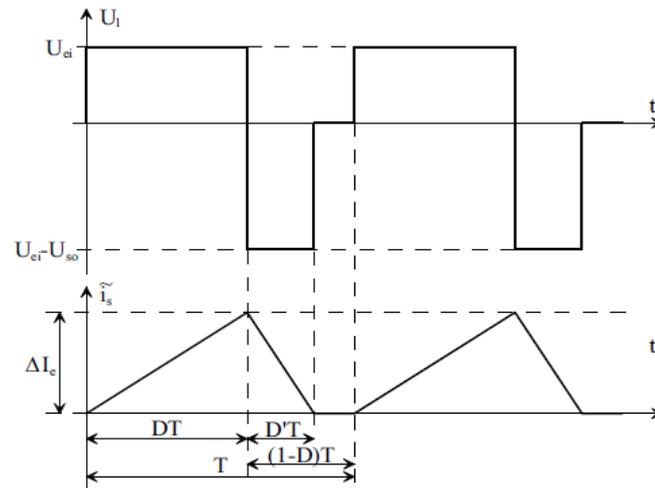


Figure 2-7 : Conduction discontinue.

- 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 (2.32) 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  $DT$  :

$$U_l = U_{ei} = L_e \frac{\Delta I_e}{dt} \quad (2.36)$$

$$\Delta I_e = \frac{1}{L_e} U_{ei} DT \quad (2.37)$$

Pendant  $D'T$  :

$$U_l = U_{ei} - U_{so} = L_e \frac{-\Delta I_e}{dt} \quad (2.38)$$

$$\Delta I_e = \frac{1}{L_e} (U_{so} - U_{ei}) D'T \quad (2.39)$$

D'où il vient :

$$U_{ei} D = (U_{so} - U_{ei}) D' \quad (2.40)$$

$$D' = \frac{U_{ei}}{(U_{so} - U_{ei})} D \quad (2.41)$$

La seconde étape consiste en l'évaluation du courant en sortie du convertisseur. Comme vu précédemment, nous savons que :  $I_{so} = I_s$ . En outre,  $I_s = I_e$  lorsque la diode  $D$  est passante (c'est-à-dire pendant  $D'T$ ). D'après *Figure 2-7*, il vient donc aisément :

$$I_{so} = \frac{1}{2} \Delta I_e D' \quad (2.42)$$

On reporte les relations (2.37) et (2.41) dans cette expression :

$$I_{so} = \frac{1}{2L_e} U_e DT \frac{U_{ei}}{U_{so} - U_{ei}} D \quad (2.43)$$

$$I_{so} = \frac{1}{2L_e f} \frac{U_{ei}^2}{(U_{so} - U_{ei})} D^2 \quad (2.44)$$

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

$$\frac{U_{so}}{U_{ei}} = 1 + \frac{U_e}{2L_e f I_{so}} D^2 \quad (2.45)$$

**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 (2.27) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction continue,
- équation (2.40) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction discontinue,
- équation (2.35) : condition de conduction critique.

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

$$y = \frac{\langle U_s \rangle}{U_{ei}} = \frac{U_{so}}{U_{ei}} \quad (2.46)$$

$$x = \frac{L_e f \langle I_{so} \rangle}{U_{ei}} \quad (2.47)$$

Si l'on reformule les équations (2.27), (2.40) et (2.35) suivant cette définition, on obtient :

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

Tableau 2-2 : reformule des différents régimes de conduction hacheur BOOST.

### 2.3.3 Convertisseur Buck-Boost

Hacheur inverseur, dévolteur- survolteur, de type buck-boost. Le hacheur inverseur est un convertisseur indirect *DC-DC* à stockage inductif. La source d'entrée est de type tension continue (*filtrage capacitif en parallèle avec une source de tension*) et la charge de sortie continue de type source de tension (*condensateur en parallèle avec la charge résistive*).

Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des deux convertisseurs précédents, il est utilisé comme un transformateur idéal de n'importe quelle tension d'entrée pour n'importe quelle tension de sortie désirée; son schéma de base est illustré sur la *Figure(2-8)* . [11]

L'interrupteur  $K_1$  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*).

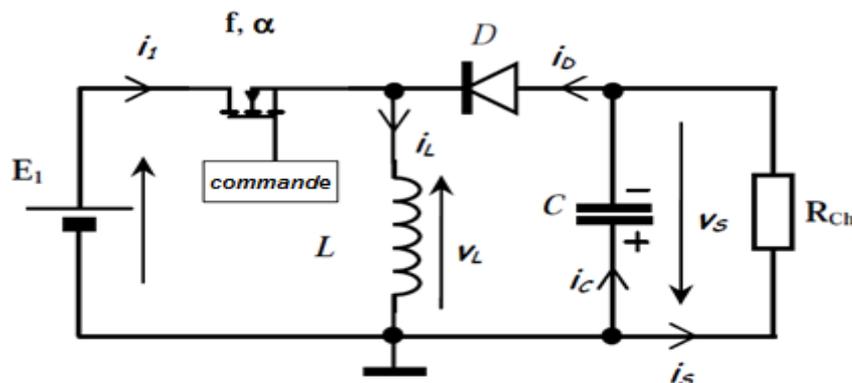


Figure 2-8 : La fonction hacheur Buck-Boost.

**Principe de fonctionnement**

L'interrupteur  $K_1$  est fermé pendant la fraction  $DT$  de la période de découpage  $T$ . La source d'entrée fournit l'énergie à l'inductance  $L$ . La charge est déconnectée du montage (*diode  $K_2$  bloquée*). Lors du blocage du transistor, la diode  $K_2$  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 2-8*. En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle, ce qui impose la relation suivante :

$$U_s = U_e \frac{D}{1-D} \tag{2.48}$$

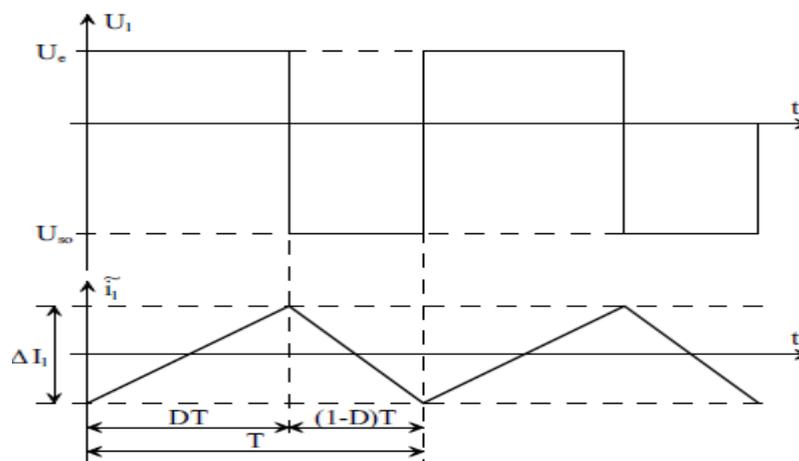
Par définition,  $0 \leq D \leq 1$ , ce qui induit que le montage est abaisseur et élévateur de tension (négative) [4].

La tension de sortie est inférieure à la tension d'entrée lorsque  $D < 0,5$  et elle est supérieure dans le cas contraire (abaisseur/élévateur).

**Démonstration**

Valeur moyenne  $U_{so}$  de  $U_s$  afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur élévateur, nous nous referons au schéma *Figure 2-9*.

Nous avons représenté la tension  $U_1$  aux bornes de l'inductance, ainsi que les variations du courant  $I$  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  $T$ .



*Figure 2-9 : Formes d'ondes de la tension de sortie d'un hacheur de type BUCK-BOOST.*

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  $U_l$  :

$$\langle U_l \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_l(t) dt \quad (2.49)$$

$$\langle U_l \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_e(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T (-U_{so}(t)) dt \quad (2.50)$$

$$\langle U_l \rangle = U_e D + (-U_{so})(1 - D) \quad (2.51)$$

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

$$\langle U_l \rangle = 0 \quad (2.52)$$

On obtient :

$$U_{so} = U_e \frac{D}{1 - D} \quad (2.53)$$

Une telle relation illustre la nature « *abaisseur-élevateur* » du convertisseur considéré.

Le rapport cyclique pouvant varier de 0 à 1, la tension  $U_{so}$  en sortie peut varier de 0 à l'infini. A l'instar du convertisseur boost, ce dernier cas peut s'avérer « *problématique* » pour le dimensionnement du convertisseur : il faudrait trouver la diode et le transistor capables de tenir une tension infinie !

Malgré cette restriction (qui peut rendre un tel convertisseur difficile à piloter), le hacheur buck-boost permet donc, grâce à la valeur du rapport cyclique  $D$  d'obtenir en sortie une tension qui sera, suivant  $D$ , ou plus faible, ou plus élevée que la tension en entrée. [4]

### Régimes 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 déferons dans un premier temps le régime de conduction critique. Ce fonctionnement est obtenu sous la condition suivante :

$$\langle I_l \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_l \tag{2.54}$$

il vient :

$$\langle I_{so\lim} \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_l (1-D) \tag{2.55}$$

Ou  $I_{solim}$  est la valeur limite de  $I_{so}$  pour laquelle on observe la conduction discontinue. Le report de (2.52) dans cette dernière équation donne la condition de fonctionnement en conduction critique :

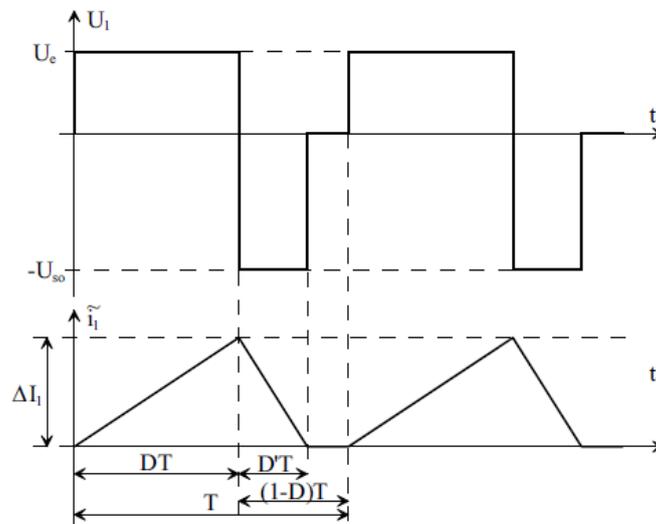
$$I_{so\lim} = \frac{U_e}{2Lf} (1-D) D \tag{2.56}$$

Ou encore, compte tenu de la relation (1.71) :

$$I_{so\lim} = \frac{1}{2Lf} \frac{U_e^2 U_{so}}{(U_e + U_{so})^2} \tag{2.57}$$

Pour ce qui est de la conduction discontinue, nous nous référons au schéma *Figure 2-8*.

On distingue trois phases de fonctionnement :



*Figure 2-10 : Conduction discontinue.*

- 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. Il 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. La relation (1.71) liant  $U_{so}$  et  $U_e$  n'est donc plus applicable, et doit être réévaluée.

La première étape consiste à lier les rapports cycliques  $D$  et  $D'$  :

Pendant  $DT$  :

$$U_l = U_e = L \frac{\Delta I_l}{dt} \quad (2.58)$$

$$\Delta I_l = \frac{1}{L} U_e DT \quad (2.59)$$

Pendant  $D'T$  on obtient :

$$U_l = -U_{so} = L \frac{-\Delta I_l}{dt} \quad (2.60)$$

$$\Delta I_l = \frac{1}{L} U_{so} D'T \quad (2.61)$$

D'où il vient :

$$U_e D = U_{so} D' \quad (2.62)$$

$$D' = \frac{U_e}{U_{so}} D \quad (2.63)$$

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 2-8*, il vient donc aisément :

$$I_{so} = \frac{1}{2} \Delta I_l D' \quad (2.64)$$

On reporte les relations (1.84) et (1.86) dans cette expression :

$$I_{so} = \frac{1}{2L} U_e DT \frac{U_e}{U_{so}} D \quad (2.65)$$

$$I_{so} = \frac{1}{2Lf} \frac{U_e^2}{U_{so}} D^2 \quad (2.66)$$

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

$$\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{U_e}{2LfI_{so}} D^2 \tag{2.67}$$

**Caractéristiques de sortie** : Nous possédons à présent tous les bêtlements qui permettent de définir les caractéristiques de sortie d'un hacheur buck-boost, grâce aux relations :

- équation (2.48) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction continue,
- équation (2.67) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction discontinue,
- équation (2.56) : condition de conduction critique.

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

$$y = \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = \frac{U_{so}}{U_e} \tag{2.68}$$

$$x = \frac{LfI_{so}}{U_e} \tag{2.69}$$

Si l'on reformule les équations (2.48), (2.67) et (2.56) suivant cette définition, on obtient :

Conduction continue	$\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{D}{1-D}$	$\Rightarrow y = \frac{D}{1-D}$
Conduction discontinue	$\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{U_e}{2LfI_{so}} D^2$	$\Rightarrow y = \frac{D^2}{2x}$
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 2-3 : reformule des différents régimes de conduction hacheur BUCK-BOOST.

### Synthèse générale

L'ensemble des convertisseurs DC/DC que nous venons de présenter constitue une famille complète de convertisseurs, dans le sens où, selon la topologie mise en œuvre, l'on est capable :

- ✓ d'abaisser des niveaux de tension ou de courant continus,
- ✓ d'élever des niveaux de tension ou de courant continus,
- ✓ d'élever ou d'abaisser à choix des niveaux de tension ou de courant continus, selon la valeur du rapport cyclique choisi,
- ✓ d'assurer une réversibilité en courant,
- ✓ d'assurer une réversibilité en courant et en tension

Cette source peut être par exemple une batterie d'accumulateurs ou provenir d'une autre conversion préalable comme un redresseur à diodes [4].

## 2.4 Réversibilité des hacheurs

### 2.4.1 Hacheur deux quadrants réversible en courant

Les sources d'entrée et de sortie sont toujours de natures différentes, mais la structure recherchée doit permettre une réversibilité en puissance moyenne du dispositif. Cette réversibilité sera obtenue par une réversibilité en courant de la source de courant qui reste unidirectionnelle en tension [3].

Le premier est un composant commandé à l'amorçage et au blocage (transistor, IGBT, GTO...), alors que le second est une diode.

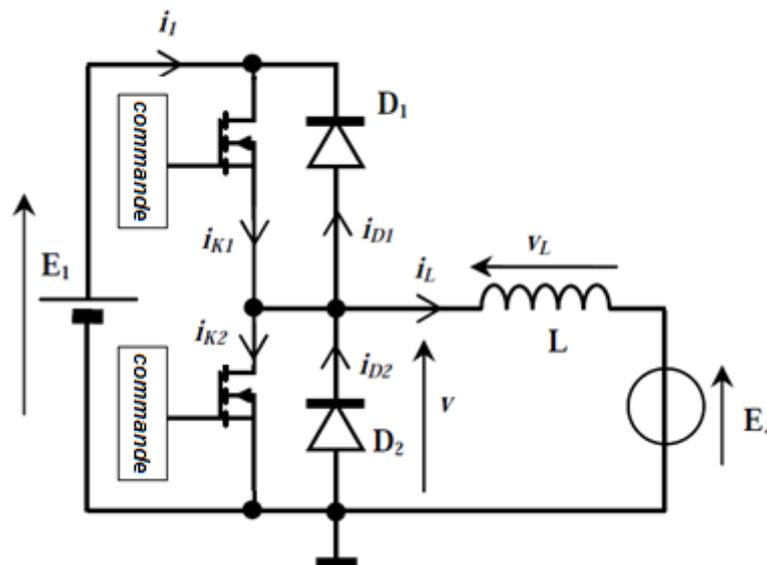


Figure 2-11 : Hacheur réversible en courant.

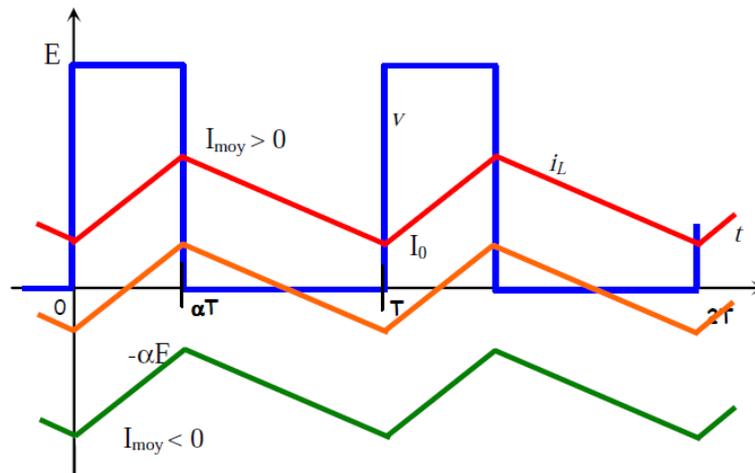


Figure 2-12 : Formes d'ondes de du signal de sortie réversible en courant.

### Fonctionnement du hacheur réversible en courant :

Tant que le courant  $i_L$  est positif,  $T_1$  et  $D_2$  assurent le fonctionnement du hacheur en conduisant à tour de rôle comme nous l'avons expliqué précédemment.

S'il vient à s'annuler puis changer de signe, alors, dès que l'on détecte le passage par 0, on lance la commande de  $T_2$ . C'est alors  $T_2$  et  $D_1$  qui assurent à tour de rôle la conduction.

### 2.4.2 Hacheur a quatre quadrants réversible en tension et en courant

S'agissant de définir un convertisseur réversible en courant et en tension, nous devons rechercher la structure adéquate. Pour ce faire, le point de départ consiste à définir les caractéristiques de la source de tension  $U_e$  en entrée du convertisseur.

Cette source est :

- non réversible en tension : cela signifie que la tension  $U_e$  est toujours positive, au sens des conventions de signe adoptées *Figure 2-12*.
- réversible en courant : cela signifie que le courant  $I_e$  peut être positif ou bien négatif.

Pour les mêmes raisons que pour le convertisseur *DC/DC* réversible en courant, le fait que l'on puisse avoir une fluence d'énergie de la source de courant  $I_s$  vers la source de tension  $U_e$  exige que cette dernière puisse absorber de la puissance. La tension  $U_e$  étant toujours positive, le courant  $I_e$  doit donc pouvoir être négatif dans ce cas.

### Réversibilité en tension

Nous recherchons une structure qui permet d'imposer une tension moyenne qui puisse être positive, ou bien négative aux bornes de la source de courant  $I_s$ . Cela implique que les valeurs instantanées de  $U_s$  (Figure 2-12) doivent pouvoir également être positives ou négatives.

Compte tenu du signe toujours positif de la tension  $U_e$ , cela implique une structure comprenant deux cellules de commutation, ainsi que présenté Figure 2-11 .

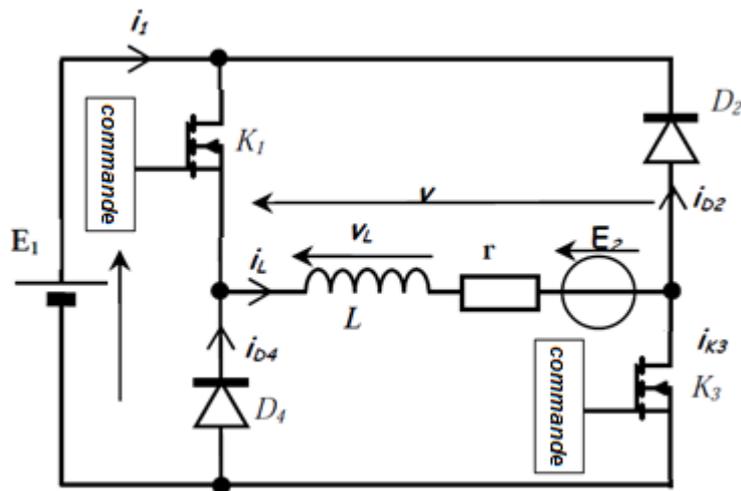


Figure 2-13 : Structure à deux cellules de commutation.

La première cellule de commutation est constituée des interrupteurs  $K_1$  et  $K_1'$ . La Seconde cellule est constituée des interrupteurs  $K_2$  et  $K_2'$ .

Lors des commutations, au sein de chacune des deux cellules de commutation, plusieurs configurations sont possibles :

- $K_1$  et  $K_2'$  sont passants : dans ce cas,  $U_s = U_e$ . La tension  $U_s$  est donc positive.
- $K_2$  et  $K_1'$  sont passants : dans ce cas,  $U_s = -U_e$ . La tension  $U_s$  est donc négative.
- $K_1$  et  $K_2$  sont passants, ou bien  $K_1'$  et  $K_2'$  sont passants : dans ce cas, la tension  $U_s$  est nulle.

### Réversibilité en courant

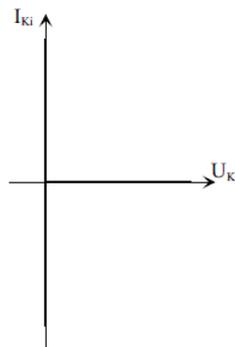
La réversibilité en courant ne dépend pas, quant à elle, du nombre de cellules de commutation en jeu, mais de la caractéristique statique des interrupteurs constitutifs de ces cellules.

Le raisonnement qui permet de déterminer les caractéristiques statiques nécessaires

à la réversibilité en courant du convertisseur est en tout point identique à celui ayant permis de définir le convertisseur *DC/DC* réversible en courant. Le lecteur pourra donc se référer à l'étude de ce convertisseur pour un exposé détaillé. Nous ne ferons ici que donner des résultats déjà connus :

- Lorsque l'un des interrupteurs  $K_i$  de l'une des deux cellules de commutation est bloqué, celui-ci doit supporter une tension  $U_{K_i} = U_e$ . La tension  $U_e$  étant toujours positive, un interrupteur unidirectionnel en tension suffit donc.
- lorsque l'un des interrupteurs  $K_i$  de l'une des deux cellules de commutation est amorcé, celui-ci doit pouvoir passer un courant :
  - $I_{K_i} > 0$  si  $I_s$  est positif,
  - $I_{K_i} < 0$  si  $I_s$  est négatif.

La réversibilité en courant exige l'emploi d'interrupteurs bidirectionnels en courant. La réversibilité en courant exige l'utilisation d'interrupteurs dont la caractéristique statique comporte trois segments, telle que présentée *Figure 2-14*.



*Figure 2-14 : Caractéristique statique des interrupteurs  $K_1, K_1', K_2$  et  $K_2'$ .*

Comme exposé précédemment, il n'existe pas aujourd'hui de solution technologique qui permette d'obtenir directement ce type de caractéristique statique.

La caractéristique statique définie *figure(2-15)* est presque systématiquement synthétique comme rappelé *figure(2-13)*.

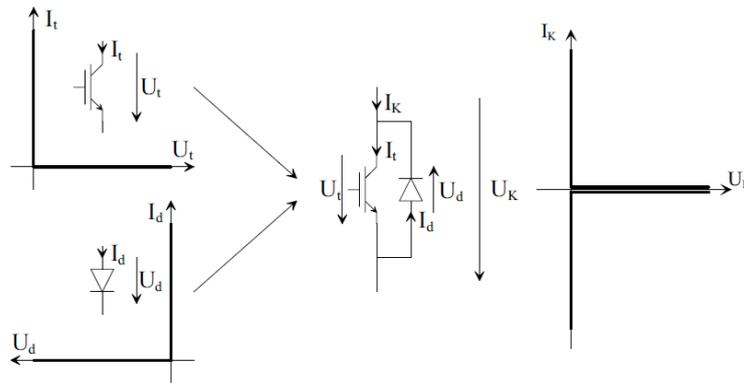


Figure 2-15 : Synthèse d'un interrupteur bidirectionnel en courant.

Il convient ainsi de placer une diode en antiparallèle sur un transistor afin d'obtenir les trois segments exigés.

Compte tenu de la structure définie sur la figure(2-11), nous sommes ainsi aptes à donner le schéma complet d'un convertisseur DC/DC réversible en courant et en tension.

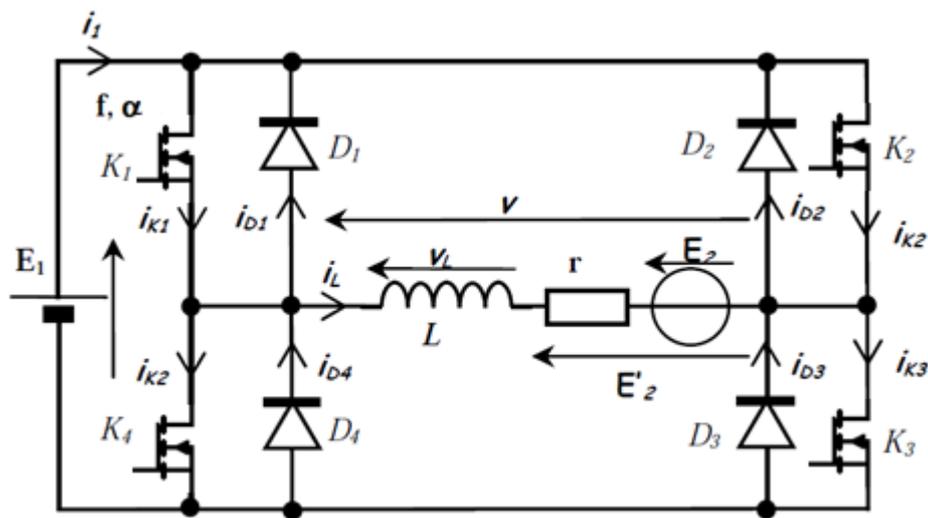


Figure 2-16 : Convertisseur DC/DC réversible en tension et en courant.

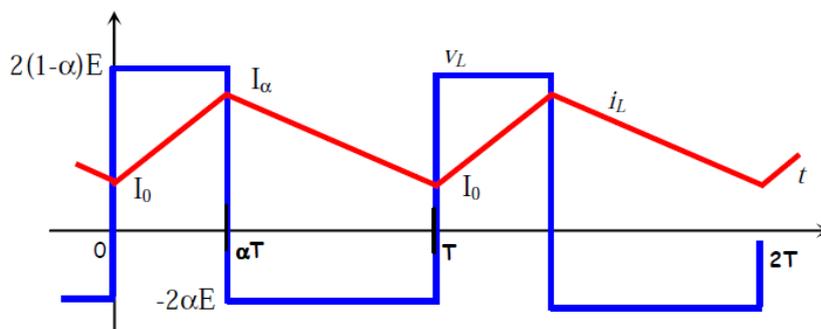


Figure 2-17: Formes d'ondes de du signal de sortie réversible en courant et en tension.

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu général sur les différents convertisseurs statiques (*les hacheurs*) ainsi que le hacheur réversible en courant, réversible en tension et le hacheur en pont réversible en courant et en tension du côté continu pour le fonctionnement dans les quatre quadrants. Dans le chapitre qui suit, nous allons présenter la modélisation et la simulation du convertisseur buck-boost avec différentes techniques de commande.

## **CHAPITRE 3 :**

# **Modélisation et commande d'un convertisseur Buck-Boost**

### 3.1 Introduction

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. La commande du processus se fait par l'introduction dans la chaîne de commande d'un algorithme de contrôle ayant des performances satisfaisantes pour s'affranchir des perturbations. Cet algorithme de contrôle est appelé un correcteur ou parfois un régulateur.

Les algorithmes de contrôle pour synthétiser un correcteur sont nombreux. Les algorithmes de contrôle Proportionnel Intégral (PI), par hystérésis, par mode glissant de plusieurs ordres et par la méthode de Lyapunov [12].

Dans ce chapitre, nous allons présenter plusieurs types de commande pour le contrôle du convertisseur DC-DC.

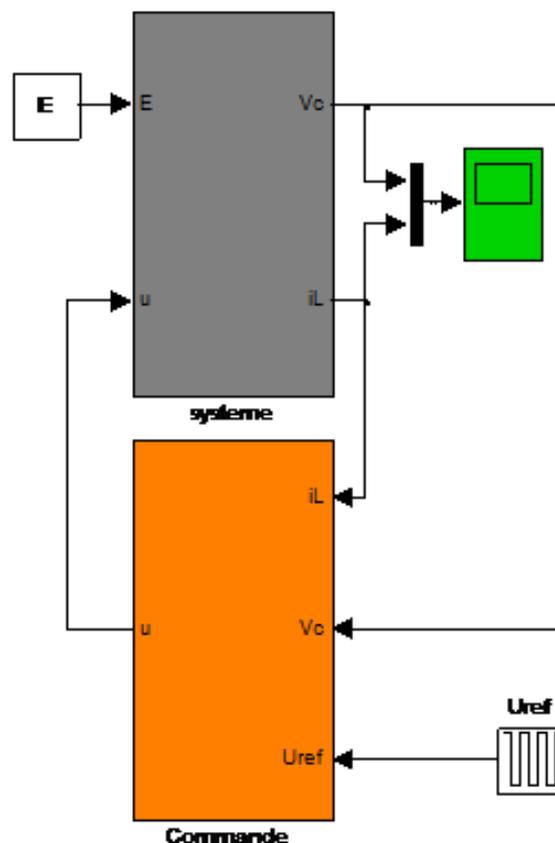


Figure 3-1 : Schéma de principe.

### 3.2 Présentation et modélisation d'un convertisseur DC/DC (Hacheur buck-Boost)

Les interrupteurs sont ouverts et fermés alternativement avec un taux de fréquence de commutation PWM. Tant que le transistor est ON, la diode est éteinte, entrain de s'inverser biaisée. La tension d'entrée, appliquée directement à l'inductance L, détermine un courant ascendant linéaire. Le condensateur est déchargé sur le circuit de charge. Lorsque le transistor est éteint, la charge est alimentée par le filtre LC.

La sortie qui en résulte est une tension régulée de grandeur inférieure ou supérieure à l'entrée tension, en fonction de la valeur de cycle de service, mais il a une polarité inverse. Le convertisseur opération sera analysée en fonction de l'état *ON* ou *OFF* des interrupteurs [8].

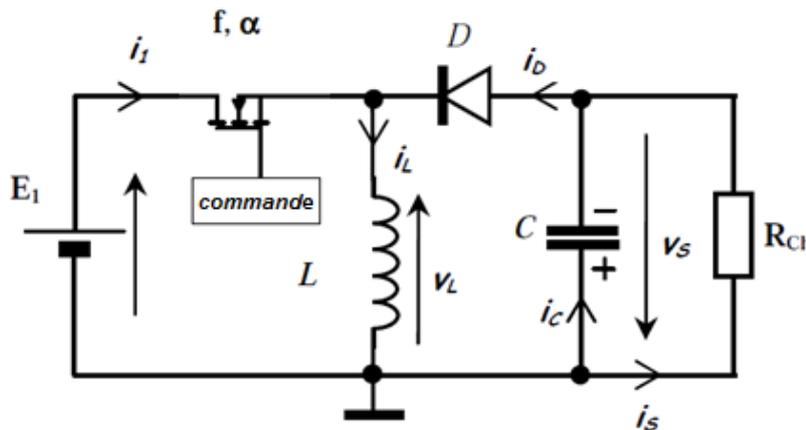


Figure 3-2 : Convertisseur Buck-Boost.

**Etat ON :  $0 < t \leq uT$**  : Le premier intervalle de temps: le transistor est à l'état *ON* et de la diode est éteinte. Au cours de cette période de temps, qui correspond avec un rapport cyclique de signal de commande *PWM*, le schéma équivalent du circuit est présenté ci-dessous. En cette période de l'inductance L emmagasine de l'énergie. Le courant de charge est assuré par le condensateur de sortie.

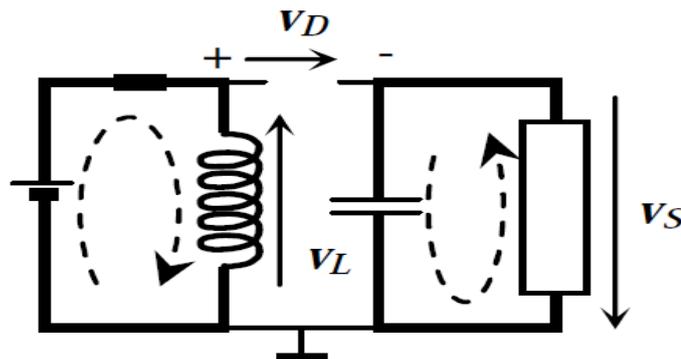


Figure 3-3 : Schéma d'un Interrupteur fermé.

L'équation d'état résultante s'écrit :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = E \\ C \frac{dU_c}{dt} = I_L - \frac{U_c}{R} \end{cases} \quad (3.1)$$

**Etat ON :  $uT \leq t \leq T$**  : La seconde période: le transistor est bloqué et la diode est allumée. Dans le moment où le commutateur à transistor à l'état *OFF*, la tension aux bornes de l'inductance aura changé la polarité et la diode passe à l'état *ON*. L'énergie stockée dans l'inductance aura alimenté la charge. Le schéma équivalent du convertisseur au cours de cette période est indiqué dans la figure ci-dessous:

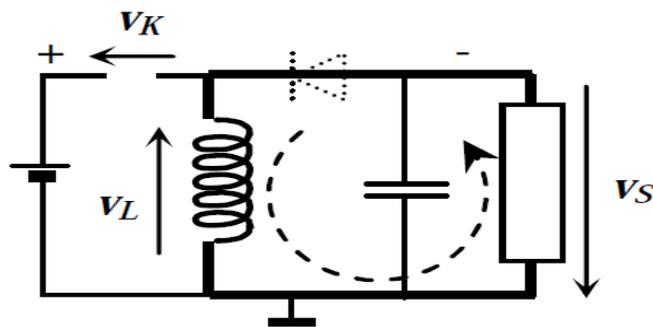


Figure 3-4 : Schéma d'un Interrupteur ouvert.

L'équation d'état résultante s'écrit :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = U_c \\ C \frac{dU_c}{dt} = I_L - \frac{U_c}{R} \end{cases} \quad (3.2)$$

Le model moyen du convertisseur Buck-Boost sous forme d'espace d'état s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = (1-u) \frac{1}{L} X_2 + u \frac{E}{L} \\ \dot{X}_2 = -(1-u) \frac{1}{C} X_1 - \frac{1}{RC} X_2 \end{cases} \quad (3.3)$$

Ou :

$$X_1 = i_L \quad X_2 = U_c$$

Le schéma de simulation du convertisseur Buck-Boost est comme suit :

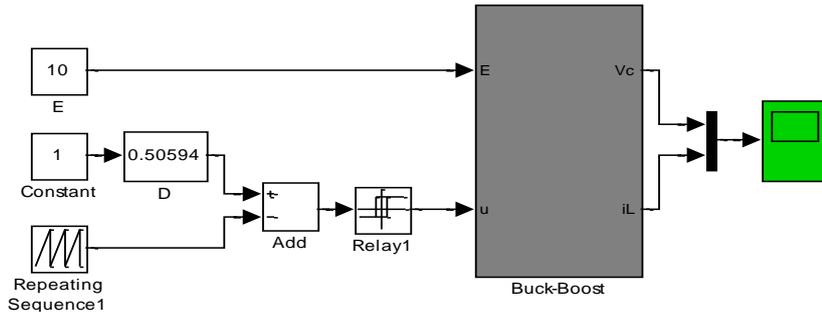


Figure 3-5 : Schéma synoptique du Buck-Boost avec une commande en boucle ouverte.

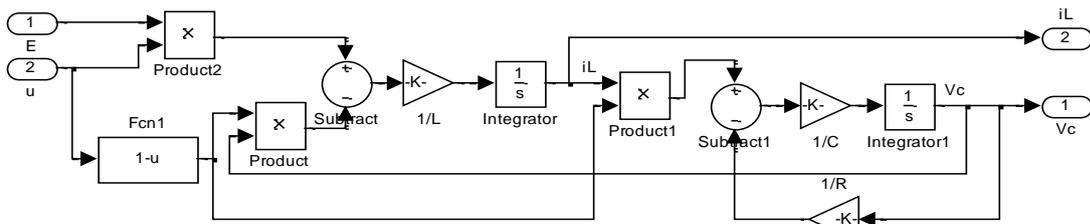


Figure 3-6 : Schéma bloc du convertisseur Buck-Boost.

Les résultats de simulation : Pour :  $V_{in}=10\text{ V}$  et  $D \approx 0.5$

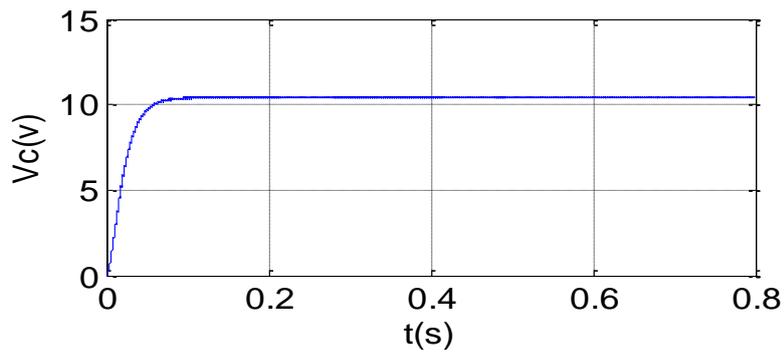


Figure 3-7 : Tension de sortie  $V_c$  pour  $D \approx 0.5$ .

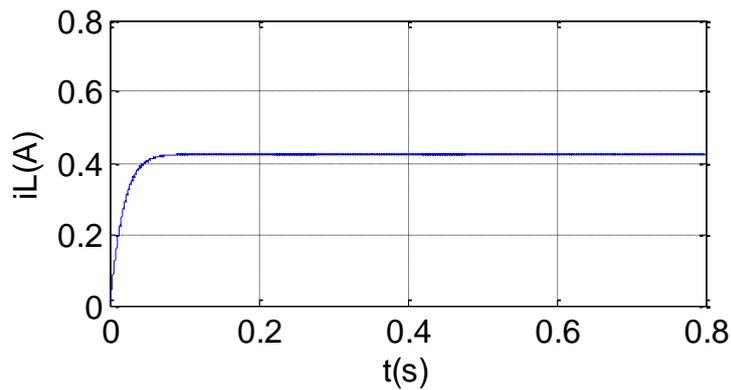


Figure 3-8 : Courant de sortie pour d'inductance  $i_L$ .

Pour :  $0.5 > D > 0.5$

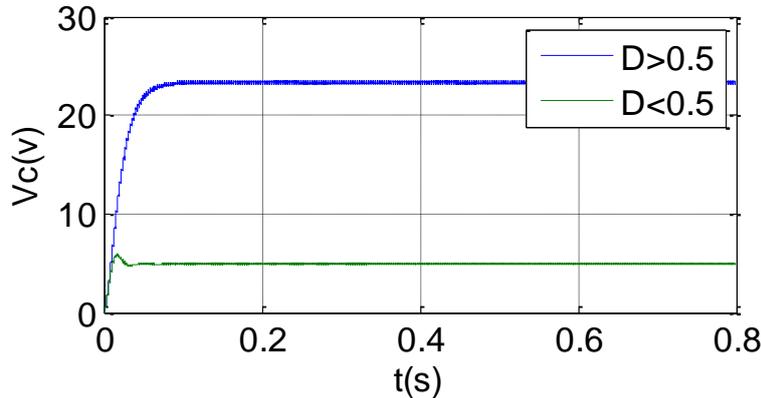


Figure 3-9 : Tension de sortie  $V_c$  pour  $0.5 > D > 0.5$ .

On remarque sur les deux figures (3.7) et (3.9) que les résultats de simulation obtenus de la tension de sortie  $V_c$  dépend de la valeur du rapport cyclique  $D$ . Si  $D < 0.5$  : hacheur abaisseur. Si  $D > 0.5$  : hacheur élévateur.

### 3.3 La Commande PI

Soit  $V^*(t)$  le signal de référence (la consigne) et  $V(t)$  le signal de sortie du système à contrôler. Le régulateur PI est connu par une loi de commande.

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \tag{3.4}$$

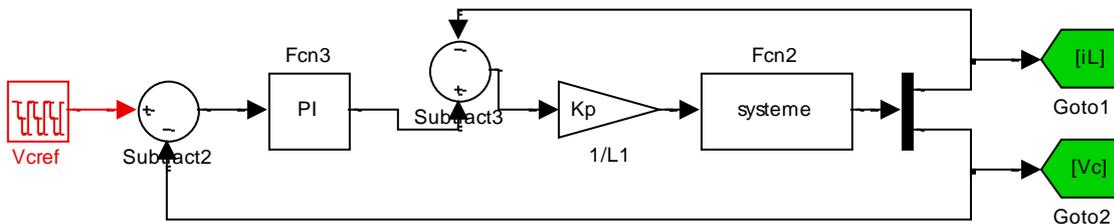


Figure 3-10 : schéma du principe du régulateur PI.

#### a) Action proportionnelle

- Si  $K_p$  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.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action  $U(t)$  augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

### 3.3.1 Caractéristiques des régulateurs

#### a- 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.

#### b- Précision :

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

#### c- 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.

### 3.3.2 Le schéma de simulation du Buck-Boost avec le régulateur PI

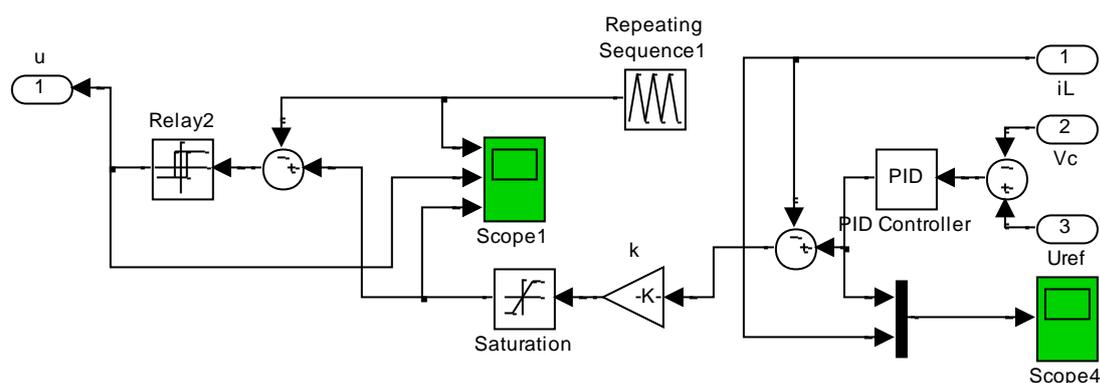


Figure 3-11 : Schéma de simulation du régulateur PI.

### 3.4 La commande par mode glissant

La théorie de commande considérée ici est une classe particulière des systèmes à structure variables basée sur la théorie des systèmes à structure variable. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [13].

Ce type de commande présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité. Ceci, lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les

systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identification des paramètres, ou à cause de simplification sur le modèle du système.

### 3.4.1 Concept de la commande par mode glissant [14]

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

On considère le système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + g(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u \\ y = x \end{cases} \quad (3.5)$$

Où,  $f$  et  $g$  sont des fonctions continues et connues,  $u \in \mathbb{R}$  et  $y \in \mathbb{R}$  sont, respectivement, l'entrée et la sortie du système.

### 3.4.2 Choix d'une surface de glissement

Une forme assez générale est proposée par Stoline pour déterminer la surface de glissement qui assure une convergence de la grandeur à régler vers sa valeur de référence, elle est donnée par :

$$s(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(t) dt \quad (3.6)$$

Avec :

$e(t)$  : écart ou l'erreur entre la variable à régler et sa référence.

$\lambda$  : Constante positive choisie par le concepteur.

$r$  : Degré relatif, (nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la Commande).

L'objectif de la commande est de maintenir les trajectoires sur la surface de glissement afin d'éliminer l'erreur et d'imposer la dynamique choisie [15].

### 3.4.3 Commande par mode glissant d'ordre 1

La commande discontinue ou de commutation permettant de garantir la condition d'attractivité et responsable du glissement, la forme la plus simple qu'elle peut prendre est celle d'un relais.

$$U_c = \dot{S}(x) = -K \text{sign}(S(x)) \quad (3.7)$$

$K$  : est une constante positive qui représente le gain de la commande discontinu.

La structure d'un contrôleur par mode glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte  $U_{eq}$  et  $U_c$

$$U = U_{eq} + U_c \quad (3.8)$$

### Le principe

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement. La commande de tels systèmes par mode de glissement a, en général, deux modes de fonctionnement (*Figure 3-11*) :

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC).
- Le mode glissant (Sliding mode).

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [Arz-].

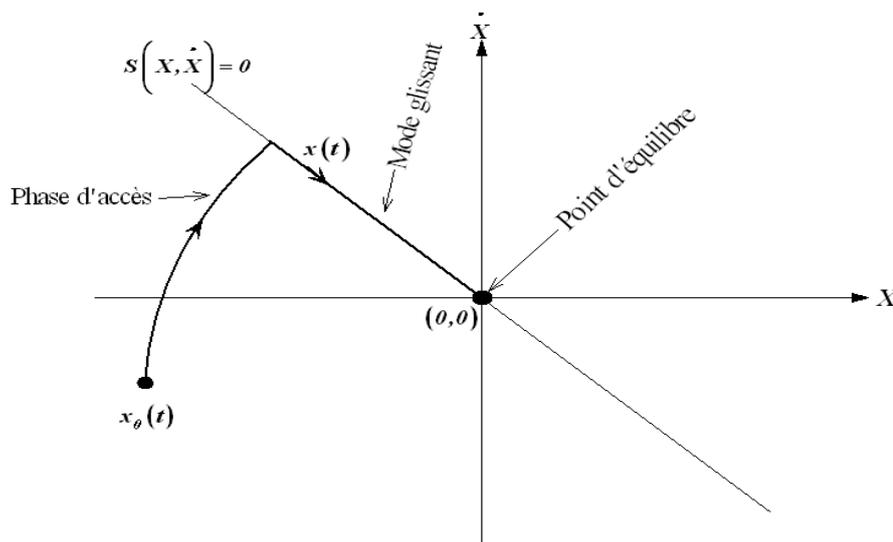


Figure 3-12 : Modes de fonctionnement dans le plan de phase.

### Théorème

Soit  $v(x)$  une fonction différentiable de  $r_n$  dans  $R_n$ , dite fonction de Lyapunov, qui satisfait les conditions [16] :

$$\begin{cases} V(0) = 0 \\ V(x) > 0 \quad \forall x \neq 0 \\ \dot{V}(x) \leq 0 \quad \forall x \neq 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

Si ces trois conditions sont satisfaites,  $x = 0$  est un point d'équilibre stable, si la dernière condition devient  $\dot{V}(x) < 0$  pour  $x \neq 0$  le point  $x = 0$  est asymptotiquement stable.

Dans le cas de la CMG, cette fonction de Lyapunov est déduite à l'aide d'une pseudo-sortie qui est la surface de glissement  $S(x,t) = 0$ .

Soit le système non-linéaire, affine en l'entrée, défini par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (3.10)$$

Où  $x = (x_1, \dots, x_n)^T$  appartient à  $X$ , qui est, soit une variété différentiable, soit un ensemble ouvert de  $\mathbb{R}^n$ ,  $u : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  représente l'entrée, qui peut, éventuellement, dépendre du temps.  $f$  et  $g$  sont des champs de vecteur suffisamment différentiables, définis sur  $X$ . On définit aussi  $s$ , une fonction suffisamment différentiable,  $s : X \times \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}$  telle que  $\frac{\partial s}{\partial t}$  soit non nulle sur  $X$ .

L'ensemble :  $S = \{x \in X : s(t, x) = 0\}$ , représente alors une sous-variété de  $X$  de dimension  $(n-1)$ , appelée par la suite surface de glissement ou de commutation ou encore contrainte. La fonction  $s$ , quant à elle, sera dénommée fonction de glissement ou de commutation.

**Remarque :** Les systèmes étudiés ici sont donc régis par des équations différentielles impliquant des termes discontinus. La théorie classique des équations différentielles ordinaires ne permet pas de décrire le comportement des solutions dans de tels cas et il faut alors se reporter à la théorie des inclusions différentielles [8.9] et aux solutions au sens de Filippov [14]. Définissons aussi une loi de commande discontinue  $u$  définie par :

$$u = \begin{cases} u^+ \text{ si } s(x, t) < 0 \\ u^- \text{ si } s(x, t) \geq 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

**a) Condition d'attractivité**

Considérant  $x^+$  et  $x^-$  les états qui correspondent respectivement à  $u^+$  et à  $u^-$ . Une condition suffisante pour que la surface soit attractive est la suivant :

$$\begin{cases} u^+ \in s(x, t) < 0 \\ u^- \in s(x, t) < 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

**b) Condition d'existence du glissement**

La condition d'existence du régime glissant implique que  $(x, t) = 0$ . Cette condition se traduit par [17] :

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} < 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s} > 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

**c) Condition de stabilité**

Pour l'analyse de la stabilité du système, il faut étudier la dynamique du système dans le mode de glissement. Autrement dit, lorsque la surface de glissement est atteinte  $(x, t) = 0$ . Cette analyse se base sur le principe de la commande équivalente introduite par UTKIN [18] consistant à admettre qu'en mode glissant, la commande du système peut être assimilée à une commande continue, dite commande équivalente, qui rend la surface invariante au cours du temps. C'est-à-dire  $\forall t > t_s$  ou  $t_s$  est le temps mis par le système pour atteindre la surface de glissement, on a :

$$\begin{cases} s(x, t) = 0 \\ \dot{s}(x, t) = 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

Considérant l'exemple du système (3.5) :

$$\dot{s} = f(x) + g(x)u \quad (3.15)$$

Soit  $s(x,t)$  la surface de glissement, en régime de glissement on a :

$$\dot{s} = \frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x} (f(x) + g(x)u) \quad (3.16)$$

On obtient l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq} = - \left( \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right)^{-1} \left( \frac{\partial s}{\partial t} f(x, t) \right) + \frac{\partial s}{\partial t} \quad (3.17)$$

En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans notre modèle, on obtient la dynamique équivalente dans la surface de glissement. Lors de sa réalisation, la loi de commande à structure variable consiste le plus souvent en une partie continue, qui s'avère être la commande équivalente, et une autre discontinue, assurant la convergence en temps fini vers la surface. Un exemple classique de commande pour le système est le suivant :

$$U = u_{eq} - K \left[ \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right]^{-1} \text{sign}(s) \quad (3.18)$$

Où  $K$  est une constante positive et  $\text{sign}$  est la fonction signe classique. On peut alors vérifier que :

$$s\dot{s} = -K|s| < 0 \quad (3.19)$$

Et donc qu'un régime glissant s'établit sur  $s = 0$ .

### 3.4.4 Le phénomène de chattering

La réticence implique d'importantes sollicitations mécaniques sur les actionneurs, ce qui augmente la consommation énergétique pouvant altérer les circuits électriques de

puissance. Pour réduire ou éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, parmi les quelles, on cite la méthode de la couche limite (Boundary Layer) consistant à remplacer la fonction « sign » dans la loi de commande par une approximation continue à gain élevé dans un voisinage proche de S [18.19]. Le régime glissant qui en résulte donc, n'est plus confiné dans s seulement mais aussi dans un proche voisinage de celui-ci. Dans ce cas de figure, le système est dit en « régime pseudo-glissant ».

Ces méthodes, en contre partie, réduisent la robustesse de la commande. Elles sont paramétrées par une constante positive  $\delta$ , réglée afin d'avoir un bon compromis entre conservation de la robustesse et réduction du chattering. Dans les méthodes présentées ici, plus  $\delta$  est petit, plus l'approximation tend vers la fonction sign, et donc une meilleure robustesse au dépend de la réduction du broutement.

Les deux fonctions les plus utilisées sont :

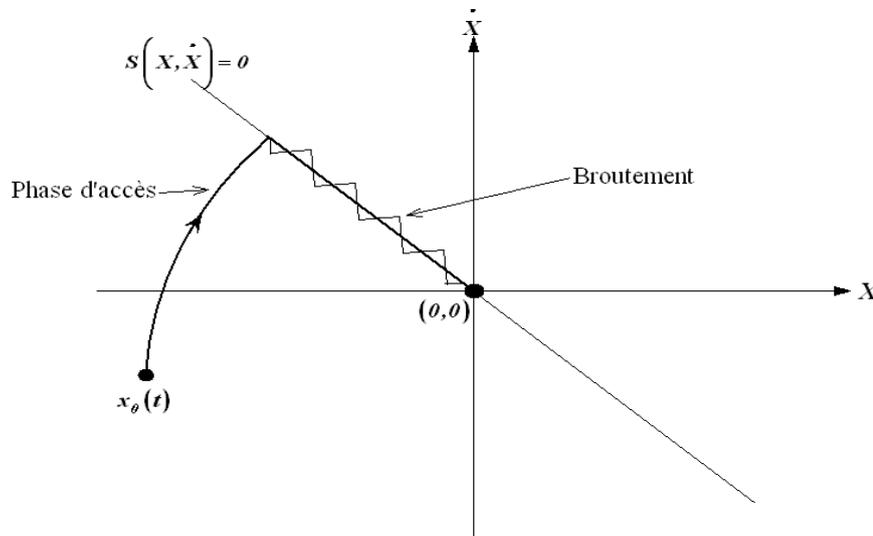


Figure 3-13 : Phénomène de broutement.

- **Fonction de saturation :**

Cela consiste à remplacer la fonction  $\text{sign}(n)$  par la droite de pente  $1/\delta$  à l'intérieur d'une bande de largeur  $2\delta$  située de part et d'autre de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande.

Son expression est donnée par :

$$\text{Sat}(s, \delta) = \begin{cases} \text{Sign}(n) & \text{si } |s| > \delta \\ \frac{s}{\delta} & \text{si } |s| \leq \delta \end{cases} \quad (3.20)$$

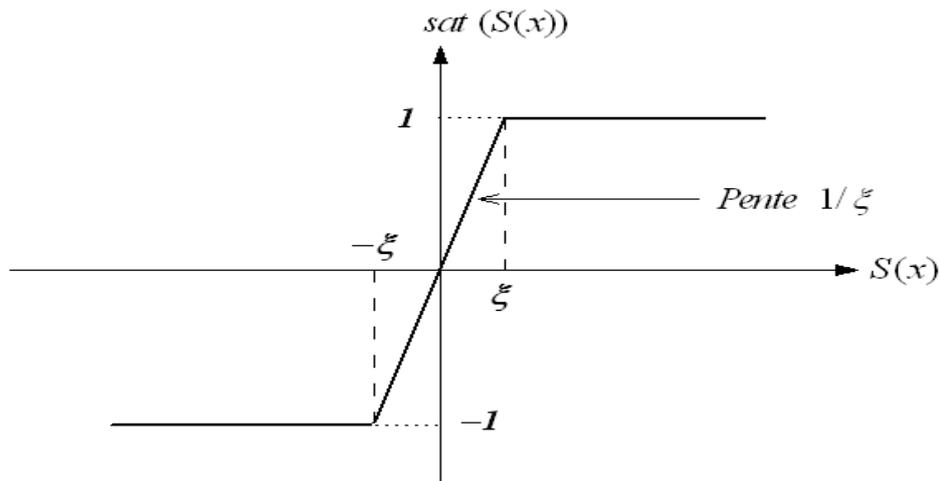


Figure 3-14 : Fonction de saturation.

- **La fonction sign<sup>+</sup> saturation :** on peut combiner la fonction saturation précédente avec la fonction.

$$Sat(s, \delta) = \begin{cases} (a + b) \text{Sign}(n) & \text{si } |s| > \delta \\ a \frac{s}{\delta} + b \text{Singn}(n) & \text{si } |s| \leq \delta \end{cases} \quad (3.21)$$

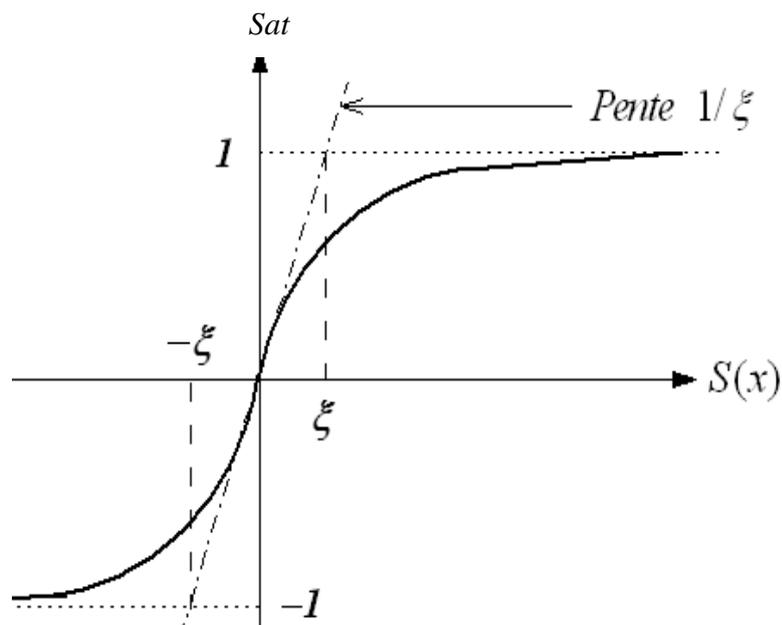


Figure 3-15 : Fonction signe plus saturation.

La technique des modes glissants d'ordre supérieur permet de passer outre ce phénomène indésirable et aussi de palier à la condition sur le degré relatif, rencontré par la commande par mode glissant d'ordre 1.

### Application de la Commande par mode glissant 1<sup>er</sup> ordre au convertisseur Buck-Boost

Le problème de conception de la commande par mode glissant consiste à sélectionner des paramètres pour chacune de ses structures et définissent une logique de commutation. On a  $X_1 = i_L$  et  $X_2 = U_c$ . La représentation d'état du model moyen est :

$$\dot{X} = f(X, t) \quad (3.22)$$

Le but de cette application est de régler la tension de sortie au niveau désiré constante. Les variables d'état peuvent être utilisés pour construire la surface de glissement. A partir de la théorie générale de commande par mode glissement d'ordre 1. L'erreur définie par la différence entre la valeur réelle de la tension et sa valeur de référence nous donne la surface de glissement de la forme :

$$S = e + K \int e \quad (3.23)$$

D'où

$$\dot{S} = \dot{e} + K e \quad (3.24)$$

$$\dot{S} = \dot{X}_{2ref} - \dot{X}_2 + K (X_{2ref} - X_2) \quad (3.25)$$

Pour  $\dot{S} = 0$  et avec  $e = x_{2ref} - x_2$  et on remplace (3.3) dans (3.25) on obtient la loi de commande suivante :

$$1 - u = c \frac{\dot{x}_{2ref}}{x_1} - \frac{1}{R} \frac{x_2}{x_1} - Kc \frac{1}{x_1} (x_{2ref} - x_2) \quad (3.26)$$

**Schéma synoptique de la commande par mode glissant d'ordre 1**

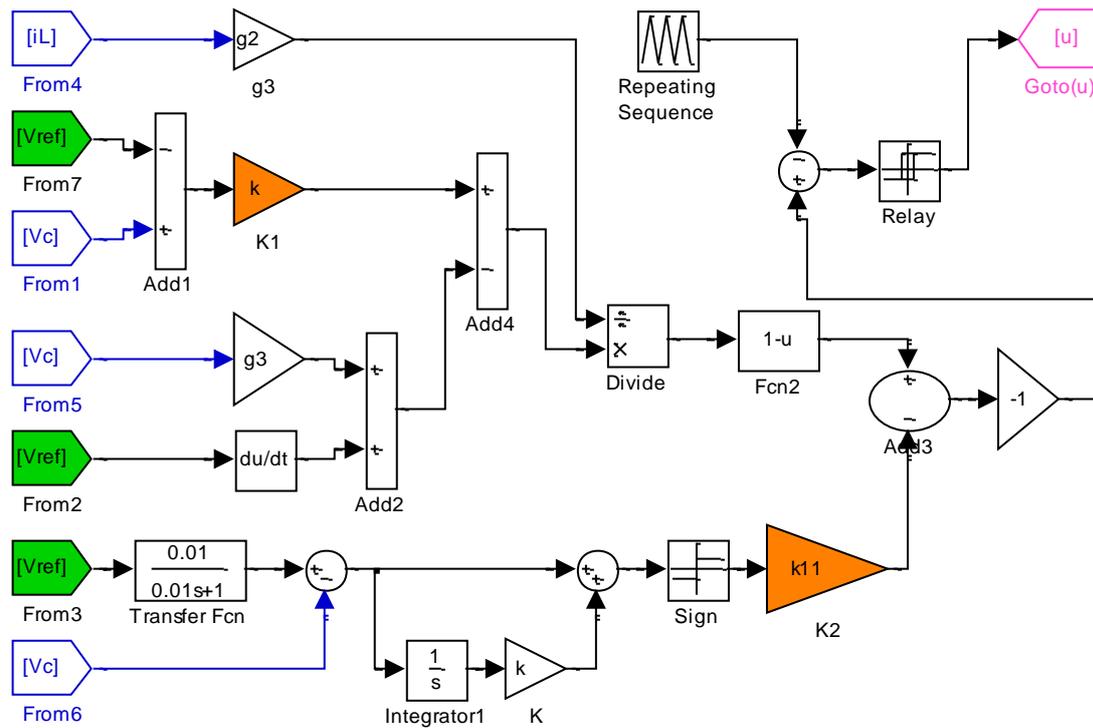


Figure 3-16 : Schéma synoptique de la commande par mode glissant d'ordre 1.

**3.5 La commande par mode de glissement d'ordre 2**

Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser aux algorithmes par modes glissants d'ordre deux (CMGOD). Le but est de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface convenablement choisie et donc de contraindre les trajectoires du système à évaluer au bout d'un temps fini sur l'ensemble :  $S^2 = \{x \in X : s = \dot{s} = 0\}$

On peut observer qu'aux points de glissement d'ordre deux l'ensemble de Filippov des trajectoires admissibles est inclus dans l'espace tangent à la surface S (figure 3.17). Afin de réaliser les algorithmes par modes glissants d'ordre deux. Il est nécessaire d'établir certaines hypothèses de travail pour valider l'atteignabilité de la surface de glissement et la bornitude de la surface  $\ddot{S}$  [16] :

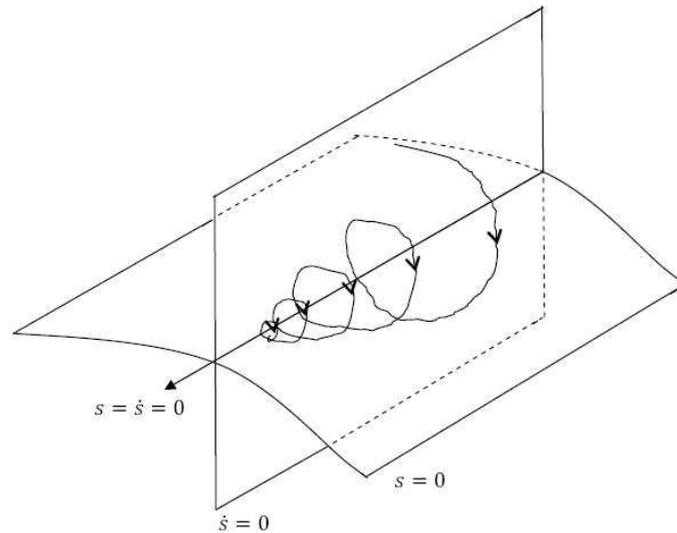


Figure 3-17 : Ensemble de glissement d'ordre 2.

### 3.5.1 Algorithme du super twisting

Dans l'algorithme du twisting,  $S$  et  $\dot{S}$  sont nécessaires pour le calcul de la commande. Toutefois, dans la majorité des cas,  $\dot{S}$  ne peut être directement déterminée et elle doit être calculée à partir de  $S$ . Une telle inférence conduirait à des résultats erronés dans la plupart des cas en raison de la présence de bruit dans le système. L'algorithme de super twisting est conçu afin de réaliser une CMGOD en utilisant uniquement les informations sur  $S$ . Il est caractérisé par la rotation des trajectoires autour de l'origine du diagramme de phase  $(S, \dot{S})$  (figure 3.18).

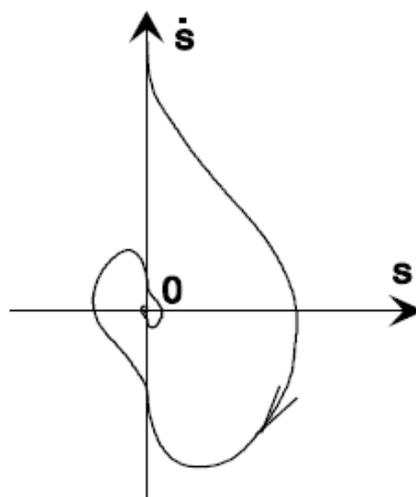


Figure 3-18 : Trajectoire dans le plan de phase de l'algorithme de super twisting.

La convergence en temps fini vers l'origine du plan de phase  $(s, \dot{s})$  est due à la commutation de l'amplitude de commande entre deux valeurs différentes de telle sorte que l'axe des abscisses et l'axe des ordonnées (c'est à dire  $s$  et  $\dot{s}$ ) soient traversés de plus en plus près de l'origine. L'amplitude de la commande permute à chaque croisement d'axe, nécessitant de connaître le signe de la dérivée temporelle de la variable de glissement. Cet algorithme a été développé pour le cas du système de degré relatif [14].

$r = 1$  afin d'éviter le phénomène de broutement. La loi de commande est alors donnée par:

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (3.27)$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -W \text{sign}(s) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \quad (3.28)$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda |s_0|^\rho \text{sign}(s) & \text{si } |u| < s_0 \\ -\lambda |s|^\rho \text{sign}(s) & \text{si } |u| \leq s_0 \end{cases} \quad (3.29)$$

$$W > \frac{C_0}{K_m}, \quad \lambda^2 \geq \frac{4C_0 K_m (W + C_0)}{K_m^2 K_m (W - C_0)}, \quad 0 < \rho \leq 0.5 \quad (3.30)$$

L'algorithme ci-dessus n'a pas besoin de l'évaluation du signe de  $\dot{s}$ . Un mode de glissement du second ordre, exponentiellement stable, apparaît si la loi de commande avec  $r = 1$  est employée. Le choix  $\rho = 0.5$  assure que l'ordre du glissement réel maximum pour la réalisation du glissement d'ordre deux soit atteint. Récemment, une nouvelle loi de commande basée sur l'algorithme de super twisting modifié a été développée par [14].

La loi de commande est dans ce cas donnée par :

$$u(t) = -\lambda \text{sign}(s) + u_1(t) \quad (3.31)$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -Ku & \text{si } |u| > u_0 \\ -W \text{sign}(s) & \text{si } |u| \leq u_0 \end{cases} \quad (3.32)$$

La simplicité de la structure de la loi de commande est tout à fait évidente avec seulement quatre paramètres à déterminer. Les conditions suffisantes correspondantes sur ces paramètres pour la convergence en temps fini sont :

$$u_0 > \frac{C_0}{K_m}, \quad \lambda > u_0, \quad k, W > 0 \quad (3.33)$$

et  $\lambda/u_0$  devrait être grand.

De l'équation (3.25) on outre :

$$\ddot{S} = \ddot{X}_{2ref} - \ddot{X}_2 + K \left( \dot{X}_{2ref} - \dot{X}_2 \right) \tag{3.34}$$

D'après l'équation (3.3) et (3.34) on obtient la loi de commande suivante :

$$\ddot{S} = \begin{cases} \ddot{X}_{2ref} + K \dot{X}_{2ref} + X_1 \frac{1}{C} \left( 1 - \frac{1}{RC} + K \right) - X_2 \frac{1}{RC} \left( \frac{1}{RC} - K \right) + \\ u \left( X_1 \frac{1}{C} \left( \frac{1}{RC} - K \right) - \frac{1}{LC} (2X_2 + E) \right) + u^2 \frac{1}{LC} (X_2 - E) + \dot{u} \frac{X_1}{C} \end{cases} \tag{3.35}$$

On écrit l'équation sous la forme :

$$\ddot{S} = \left( \ddot{e} + K \dot{e} \right) = \varphi_1 \left( t, S, \dot{S} \right) + \varphi_2 \left( t, S, \dot{S} \right) \dot{u} \tag{3.36}$$

Alors la commande supertwistign est donner par :

$$u = u_1 + u_2 \tag{3.37}$$

Où

$$\begin{cases} \dot{u}_1 = -K_{11} \text{sign}(S) \\ u_2 = -K_{22} |S|^{0.5} \text{sign}(S) \end{cases} \tag{3.38}$$

### 3.5.2 Schéma synoptique de la commande par mode glissant d'ordre 2

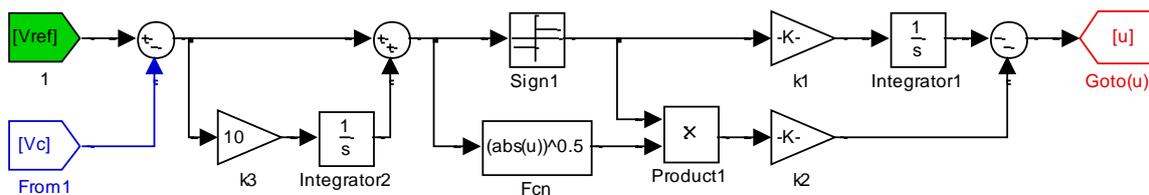


Figure 3-19 : Schéma synoptique de la commande par mode glissant d'ordre 2.

### 3.6 La commande par l'approche de Lyapunov

Cette commande est basée sur l'approche de Lyapunov. Elle devient robuste contre les variations paramétriques et aux bruits de mesures. La stabilité asymptotique globale du système global est théoriquement prouvée par la fonction de Lyapunov.

Nous allons, dans cette partie, rappeler quelques définitions utiles sur les fonctions de Lyapunov. Tous les compléments et démonstrations pourront être trouvés dans [15]. Notre but ici ne sera pas de faire un bilan exhaustif de la théorie de Lyapunov mais simplement de donner quelques résultats essentiels que nous utiliserons, par la suite, dans la commande du convertisseur dans le cadre de la méthode directe de Lyapunov [15].

### 3.6.1 Principe de la théorie de Lyapunov

#### Définition 1

Le système non linéaire  $\dot{X} = f(x, t)$  est dit autonome si  $f$  ne dépend pas explicitement du temps, c'est à dire que l'on peut le réécrire sous la forme  $\dot{X} = f(X)$ . Dans le cas contraire, le système sera qualifié de non-autonome.

Il est clair que les systèmes invariants dans le temps seront autonomes alors que les systèmes linéaires variant dans le temps seront considérés comme non-autonomes. D'autre part, un système de la forme  $\dot{X} = f(X, u)$  à priori autonome, peut devenir non autonome en boucle fermée par le choix d'une commande du type  $\|X\| < R$ .

On définit d'abord  $B_R$ , une région de l'espace d'état que l'on peut exprimer par  $\dot{V}(X) \leq 0$ . On définit également  $S_R$ , la limite de cette région par  $\|X\| = R$ .

**Définition 2 :** Une fonction scalaire  $V(X)$  continue est dite localement définie positive si  $V(0) = 0$  et si dans une région  $B_{R0} : X \neq 0 \Rightarrow V(X) > 0$

**Définition 3 :** Une fonction scalaire  $V(X)$  continue est dite globalement définie positive si  $V(0) = 0$  et si dans tout l'espace d'état  $B_{R0} : X \neq 0 \Rightarrow V(X) > 0$

**Définition 4 :** Une fonction scalaire  $V(X)$  continue est dite positive semi-définie si  $V(0) = 0$  et si dans tout l'espace d'état :  $X \neq 0 \Rightarrow V(X) \geq 0$

On définit alors de la façon suivante une fonction de Lyapunov :

**Définition 5 :** Si dans une région  $B_{R0}$ , la fonction  $V(X)$  est définie positive et a une dérivée partielle continue et si sa dérivée suivant n'importe quelle trajectoire du système est négative semi-définie, c'est-à-dire :  $\dot{V}(X) \leq 0$ . Alors  $V(X)$  est une fonction de Lyapunov.

### 3.6.2 Stabilité

Après avoir défini ce qu'est une fonction de Lyapunov, nous pouvons maintenant rappeler le premier théorème sur la stabilité local [15].

**Théorème 1 :** Si dans une région  $B_{R0}$  il existe une fonction  $V(X)$  avec une dérivée partielle continue qui vérifie :

- $V(X)$  est définie positive (localement dans  $B_{R0}$ )
- $\dot{V}(X)$  est négative semi-définie (localement dans  $B_{R0}$ )

Alors le point 0 est stable. Si de plus la dérivée  $\dot{V}(X)$  est localement définie négative dans  $B_{R0}$ , alors la stabilité est asymptotique.

Afin d'étendre ce résultat, il faut évidemment vérifier les conditions du théorème (1) non plus dans une région ( $B_{R0}$ ) mais dans l'espace d'état complet. Cette condition est nécessaire mais pas suffisante. On doit ajouter une autre condition sur  $V$ . Cette condition est que  $V$  ne doit pas être bornée, c'est à dire que  $\|X\| \rightarrow \infty$  lorsque  $\|X\| \rightarrow \infty$ .

On obtient alors le résultat suivant :

**Théorème 2 :** Si  $V(X)$  est une fonction scalaire de  $X$  de dérivée partielle continue et que :

- $V(X)$  est définie positive
- $\dot{V}(X)$  est définie négative,
- $V(X) \rightarrow \infty$  si  $\|X\| \rightarrow \infty$

Alors l'équilibre à l'origine est globalement asymptotiquement stable.

Ces deux premiers résultats seront d'une grande importance pour l'étude de la stabilité des boucles de commande ainsi que pour effectuer la synthèse de ces boucles.

### 3.6.3 Loi de commande :

$$V(X) = \frac{1}{2} e^2(X) \quad (3.39)$$

$$\dot{V}(X) = e(X) * \dot{e}(X) < 0 \quad (3.40)$$

L'équation (3.3) dans (3.37) on obtient:

$$\dot{V}(X) = \left[ \dot{X}_{2ref} + (1-u) \frac{1}{C} X_1 + \frac{1}{RC} X_2 \right] e \quad (3.41)$$

Par la méthode de compensation l'équation (3.37) devient:

$$\dot{V}(X) = -K e^2 \quad (3.42)$$

Alors la loi de commande est sous la forme suivant :

$$(1-u) = \frac{C}{X_1} \left( -\dot{X}_{2ref} - \frac{1}{RC} X_2 - K e \right) \quad (3.43)$$

$$\dot{V}(X) < 0 \Rightarrow e(X) * \dot{e}(X) < 0 \tag{3.44}$$

Pour avoir l'équation (3.40) est négatif on doit avoir  $K > 0$ .

### 3.6.4 Schéma synoptique de la commande par l'approche de Lyapunov

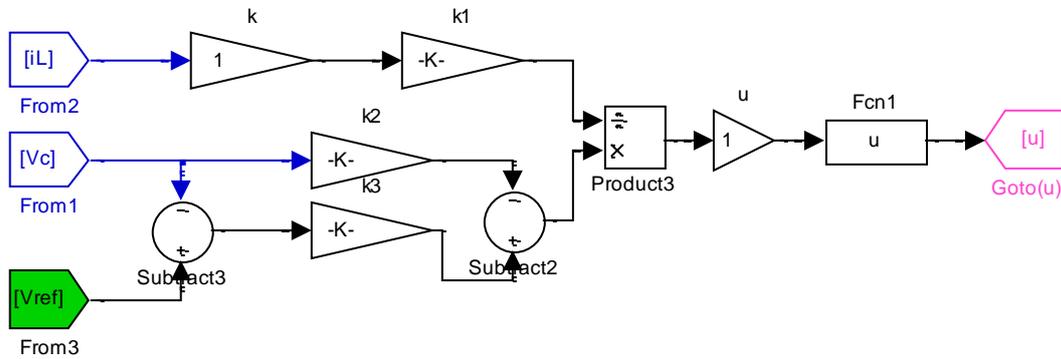


Figure 3-20 : Schéma synoptique de la commande par l'approche de Lyapunov.

### 3.7 Commande robuste par l'approche de Lyapunov avec Ksign

On écrit alors l'équation (3.2) sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = (1-u) \frac{1}{L} X_2 + u \frac{E}{L} + \Delta_1 \\ \dot{X}_2 = -(1-u) \frac{1}{C} X_1 - \frac{1}{RC} X_2 + \Delta_2 \end{cases} \tag{3.45}$$

On remplace (3.41) dans (3.36). Alors la loi de commande est sous la forme suivant :

$$(1-u) = \frac{C}{X_1} \left( -\dot{X}_{2ref} - \frac{1}{RC} X_2 - K e + \Delta_2 \right) \tag{3.46}$$

#### 3.7.1 Schéma synoptique de la commande robuste par l'approche de Lyapunov avec Ksign

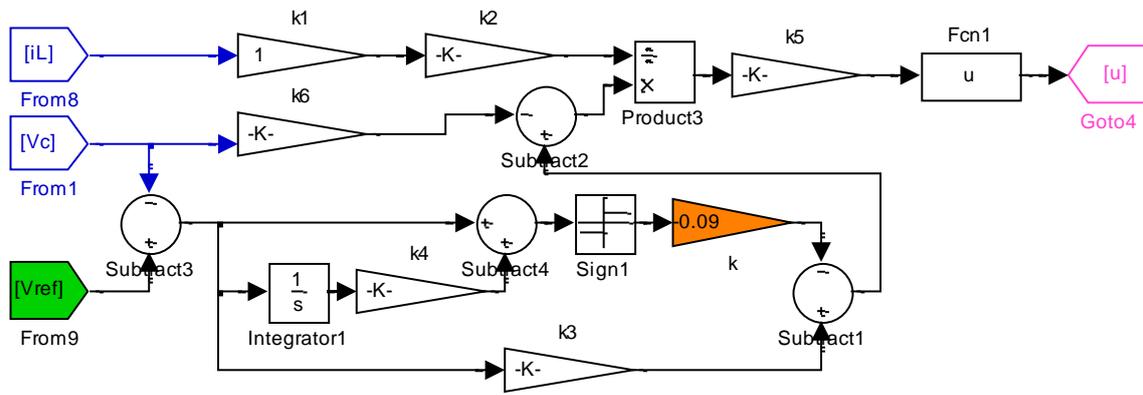


Figure 3-21 : Schéma synoptique de la commande par l'approche de Lyapunov avec Ksign.

### 3.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté, dans un premier temps, le modèle du convertisseur DC/DC (Buck-Boost), dont nous avons présenté la théorie de plusieurs commandes tel que : le régulateur PI, par mode glissant 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> ordre et par l'approche de Lyapunov, ainsi on a présenté les schémas de simulation. Dans le chapitre qui suit nous allons présenter et interpréter les résultats de simulation avec les résultats expérimentaux.

## **CHAPITRE 4:**

# **Résultats de simulation et de l'expérimentation**

## 4.1 Introduction :

L'étude théorique de tous les systèmes de commande est une application sur Matlab Simulink. Sachons que toutes ses procédures sont virtuelles, alors en 2001, un innovateur et le fournisseur leader sur le marché des outils de développement et de tests des systèmes mécatroniques asservis, offre un support technique optimal qu'on appelle dSPACE. Ce dernier, pour faire des essais expérimentaux.

Les principaux outils MathWorks® et dSPACE sont des outils de modélisation, d'analyse, de simulation de système en temps réels. Avec un tel outil, on s'approche beaucoup plus de la réalité.

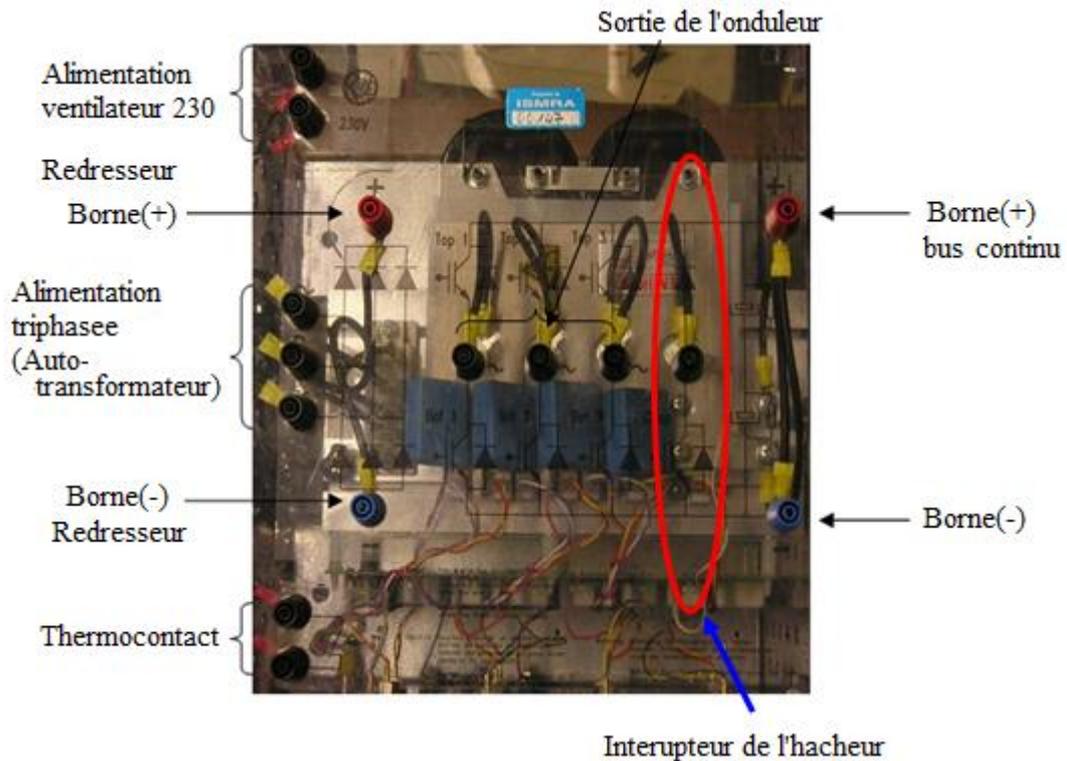
Nous allons présenter dans ce chapitre l'outil dSPACE, les résultats de simulations et expérimentaux des différentes techniques de commande. Ainsi, nous ferons une interprétation et une comparaison des résultats.

## 4.2 Présentation du banc d'essai :

Pour la mise en œuvre expérimentale de lois de commande, un banc d'essais a été conçu au laboratoire LSPIE à l'université de Batna en utilisant le matériel mis à notre disposition. Le banc d'essais, dont la photo est montrée par la figure (4.1), est constitué des parties essentielles suivantes :

### 4.2.1 Partie puissance

- ❖ Les éléments d'un convertisseur DC-DC buck-boost, dont les caractéristiques sont données en annexe 1.
- ❖ Un transistor IGBT de haute fréquence de découpage.
- ❖ Le convertisseur est sous une charge résistive.
- ❖ Une alimentation continue (0-24V) permet d'ajuster le niveau de tension sur le convertisseur.



❖

Figure 4-1 : Photo montrant une vue de dessus du convertisseur SEMIKRON.

#### 4.2.2 Partie Commande :

- ❖ La partie commande est fondée sur la carte dSPACE DS1103 qui possède son propre processeur : le Motorola PowerPC 604 e – 400/333 Mhz, permettant de gérer l'application, et un DSP : le TMS320F240 de Texas Instruments spécialement conçu pour le contrôle des convertisseurs statiques de puissance en générant les signaux de commande MLI en logique TTL. La carte DS1103 est implantée dans un PC qui sert d'interface Homme-Machine et constitue la partie "hardware" de dSPACE. La partie "software" se compose, quant à elle, de deux logiciels. Le premier, Matlab/Simulink, permet une programmation aisée de l'application en temps réel sous Simulink par utilisation de blocs spécifiques (appartenant à la "Real Time Interface (RTI) toolbox ", permettant de configurer les entrées/sorties de la carte DS1103. Le second logiciel, ControlDesk, possède une GUI interactive, qui permet l'acquisition de données et la modification en temps réel des structures et/ou des paramètres de l'algorithme. Le Real-Time Workshop de Matlab est capable de générer automatiquement un fichier objet à partir du modèle Simulink. Ce fichier est ensuite implanté dans la mémoire de la carte
- ❖ DS1103. Celle-ci reçoit du processus à commander, les informations nécessaires et fournit les signaux de pilotage de l'onduleur.

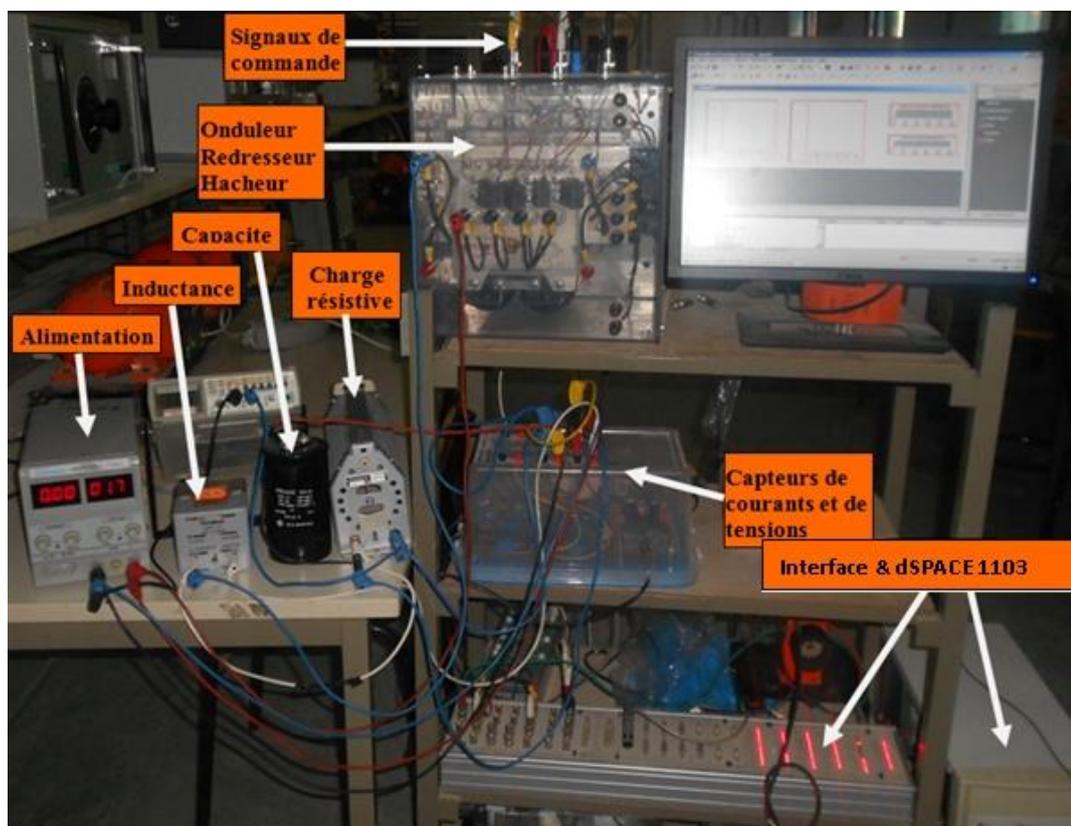
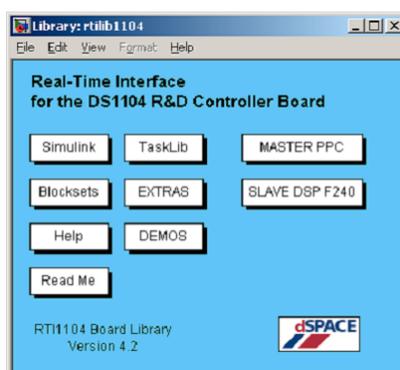


Figure 4-2 : Photo montrant les éléments essentiels constituant le banc d'essais.

### 4.2.3 Partie mesures

L'échange d'informations entre les deux parties décrites ci-dessus s'effectue par l'intermédiaire d'un boîtier externe de raccordement (CP1103), relié à la carte via un câble blindé. L'environnement de mesures comporte :

- ❖ Une carte d'acquisition associée aux capteurs de courant LEM-LA 25-NP et de tension LEM-LV 25-P à effet Hall ;

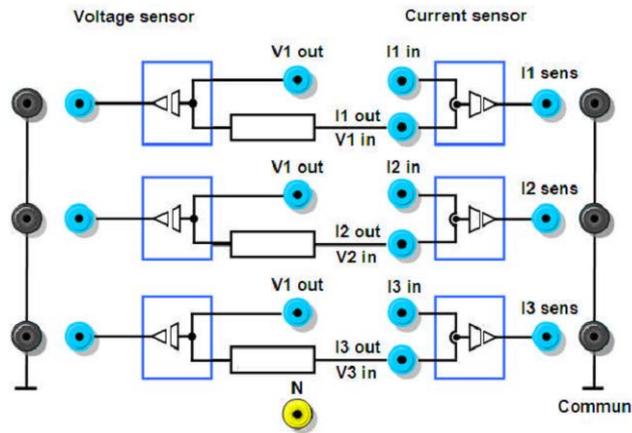


Figure 4-3 : Carte d'acquisition associée aux capteurs de courant et de tension.

- ❖ Une dynamo tachy-métrique est montée sur l'axe des machines et permettant de capter la vitesse de rotation et de l'envoyer directement sur le port parallèle de la carte CP1103.

Le schéma synoptique de la figure (4.4) illustre la constitution du banc d'essais.

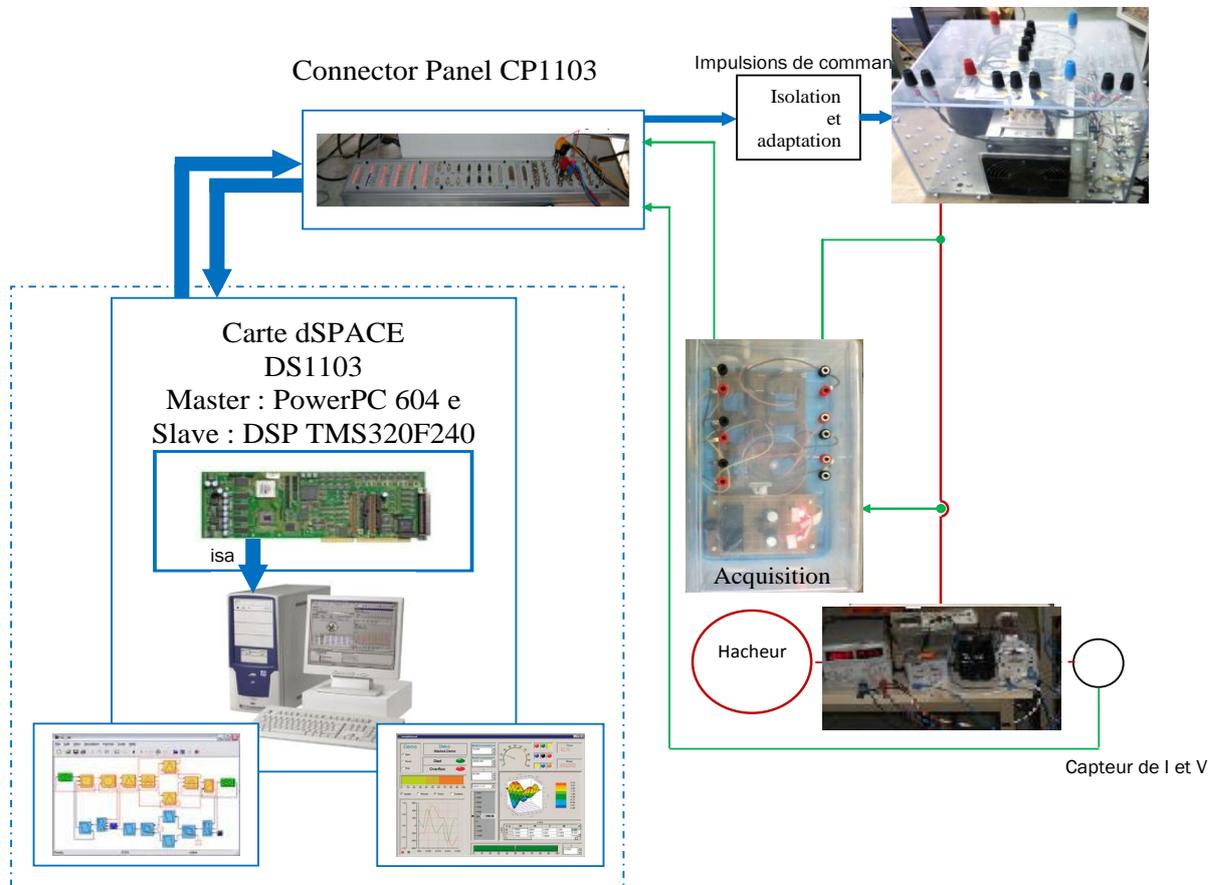


Figure 4-4 : Synoptique du banc d'essais.

Les blocs Real Time Interface (RTI) pour Simulink sont insérés à la place du modèle de la machine.

### 4.3 Les résultats de l'expérimentation

Dans une première étape (simulation), nous admettons que tous les composants sont parfaits (application des hypothèses simplificatrices, négligence de pertes et de phénomènes de commutation), donc le convertisseur buck-boost a un fonctionnement presque idéal.

Par contre Les essais que nous avons réalisé au laboratoire tiennent compte de la saturation des composants utilisés, les phénomènes de commutation des interrupteurs de commande et de puissance. Ces essais consistent à valider une commande robuste appliquée à un convertisseur DC-DC (Hacheur buck-boost).

#### 4.3.1 Application d'une commande en boucle ouverte

Cette commande appliquée sur le convertisseur a pour but de voir la tension de sortie du convertisseur lors de la variation de l'angle d'amorçage  $D$ . Alors, les trois courbes de la *figures(4.5)* montre que la tension de sortie  $V_c$  varie en fonction de la valeur du rapport cyclique  $D$ .

Pour une tension d'entrée  $V_{in}=10V$  la tension de sortie sera comme suit :

$D=0.75$  alors  $V_c=30v$

$D=0.5$  alors  $V_c=10v$

$D=0.25$  alors  $V_c=33.33v$

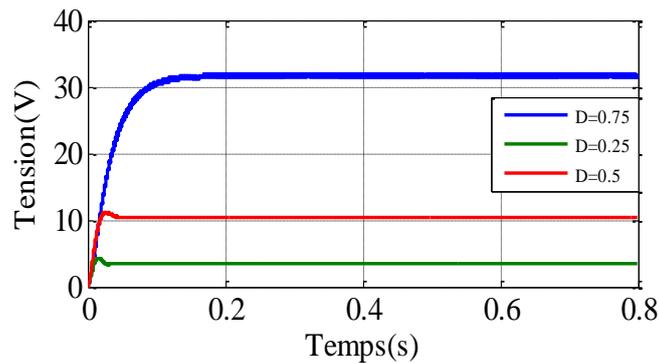


Figure 4-5 : Résultat de simulation de la tension  $V_c$ .

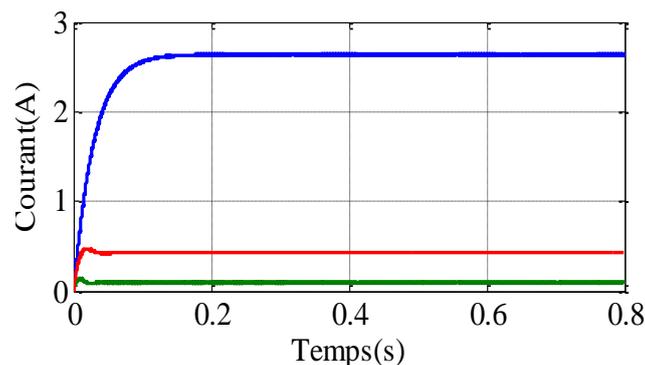


Figure 4-6 : Résultat de simulation du courant  $I_c$ .

Les résultats de simulation représentés sur les figures(4-5) et figure(4-6) montrent le test de performance concernant la variation de la tension et du courant l'osque on varie l'angle d'amorçage D. Ou la charge est purement résistive. Pour des valeurs de  $D > 0.5$  le convertisseur est élévateur et contrairement pour  $D < 0.5$  le convertisseur est abaisseur. Pour le résultat expérimental représenté sur les figures(4-5) et figure (4-6) on remarque un phénomène de chattring (des ondulations au niveau de la tension et du courant) du à la commutation des interrupteurs et les paramètres des composants du système.

### 4.3.2 Régulateur PI

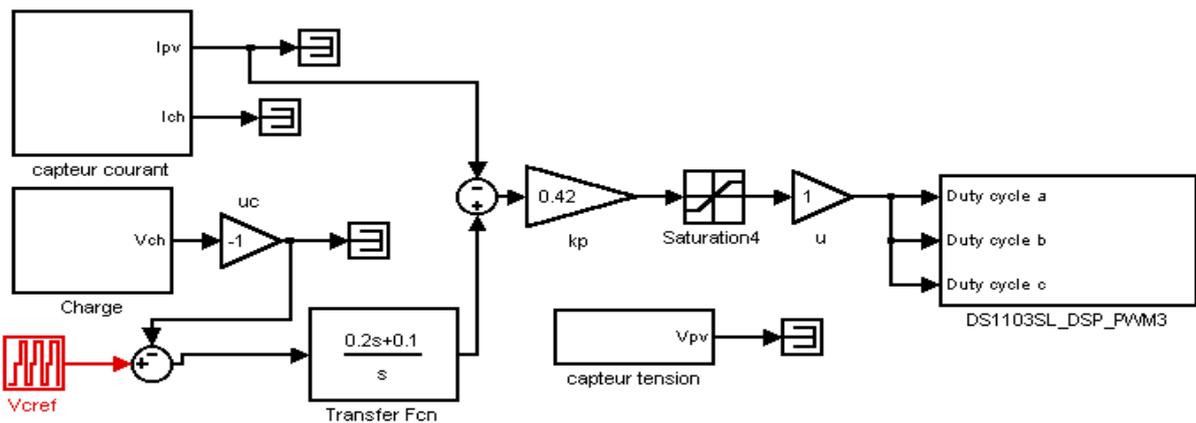


Figure 4-7 : Schéma de simulation sur DSPACE du régulateur PI.

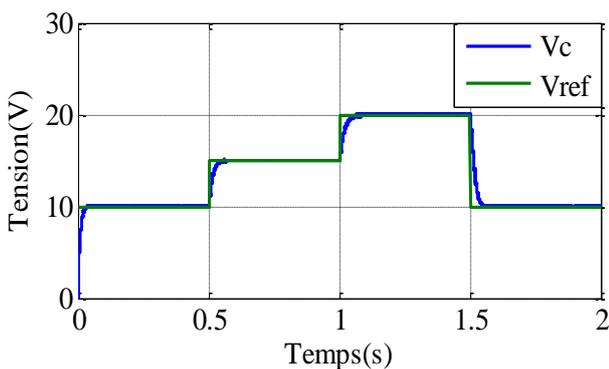


Figure 4-8: Résultat de simulation de la tension  $V_c$ .

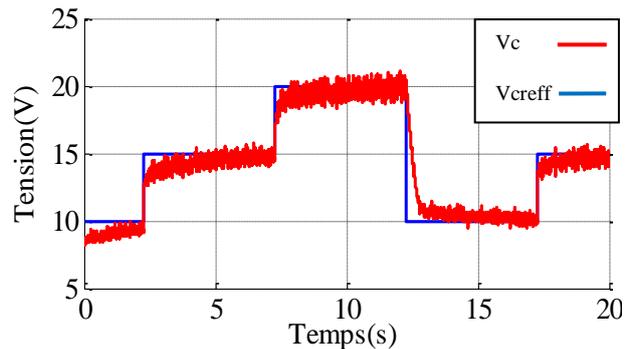


Figure 4-9: Résultat expérimental de la tension  $V_c$ .

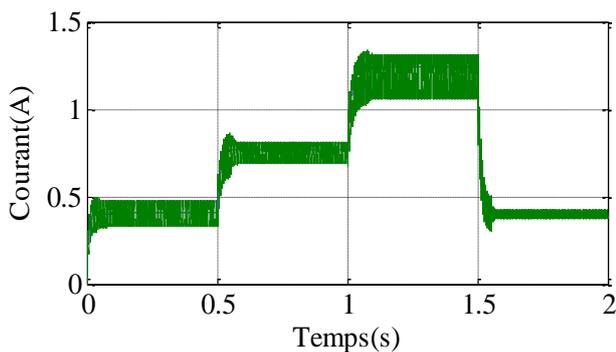


Figure 4-10 : Résultat de simulation du courant  $I_c$ .

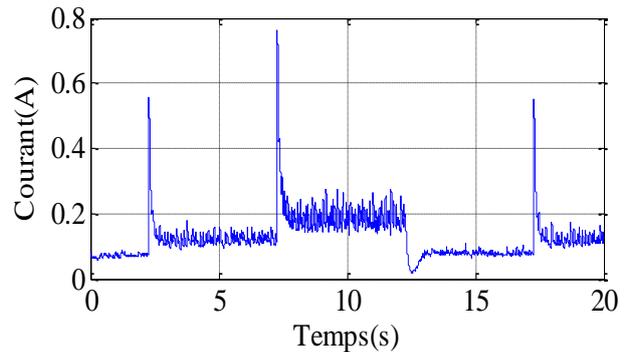


Figure 4-11 : Résultat expérimental du courant  $I_c$ .

Le résultat de simulation et de l'expérimental du régulateur PI appliqué au convertisseur buck-boost est acceptable. La tension de sortie suit la tension de référence avec une réponse un peut retardée qui est dûe aux phénomènes inductifs et capacitifs. Les pics observés dans le résultat expérimental sont dûs à la variation brusque de la consigne. D'autre par, le régulateur PI est connu de sa simplicité et de sa fiabilité, facile à simuler et même facile à concevoir.

### 4.3.3 Commande par mode glissant d'ordre 1

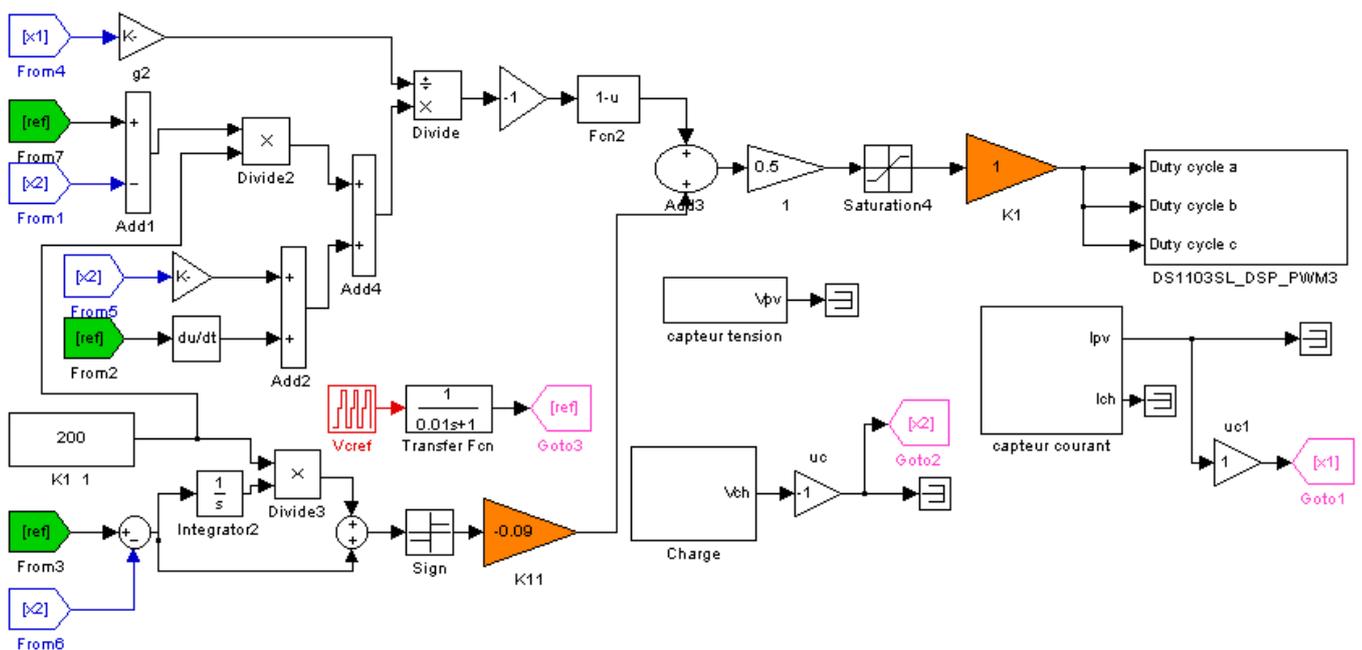


Figure 4-12 : Schéma de simulation sur DSPACE de la commande par mode glissant d'ordre 1.

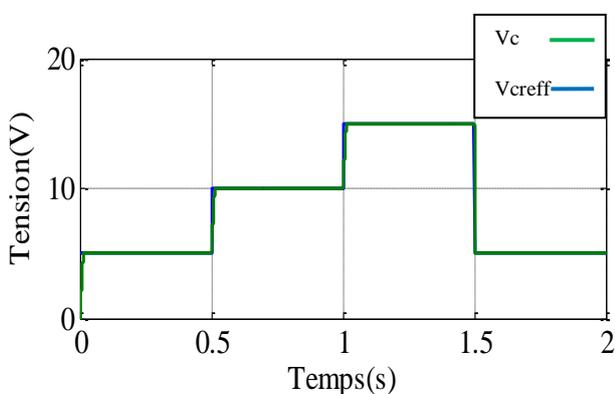


Figure 4-13 : Résultat de simulation de la tension  $V_c$ .

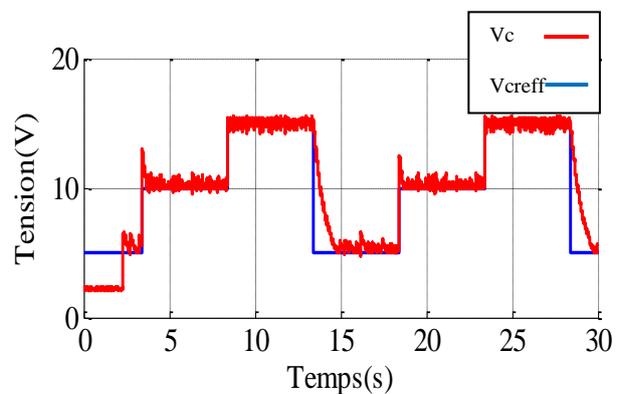


Figure 4-14 : Résultat expérimental de la tension  $V_c$ .

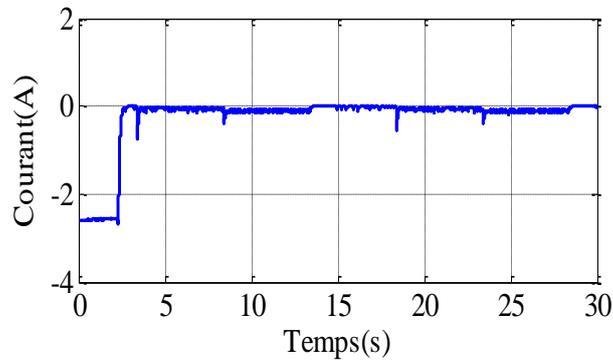


Figure 4-15 : Résultat expérimental du courant  $I_c$ .

On constat d'après le résultat de simulation que la tension de charge est identique à la tension de référence même au niveau des variations brusques de cette dernière. Mais le résultat expérimental a un retard de réponse important et ainsi le phénomène de chattering est plus important, même une apparition des pics au niveau de la tension de charge. A cause de ses deux phénomènes, on passe d'une commande d'ordre 1 à l'ordre 2.

#### 4.3.4 Commande par mode glissant d'ordre 2

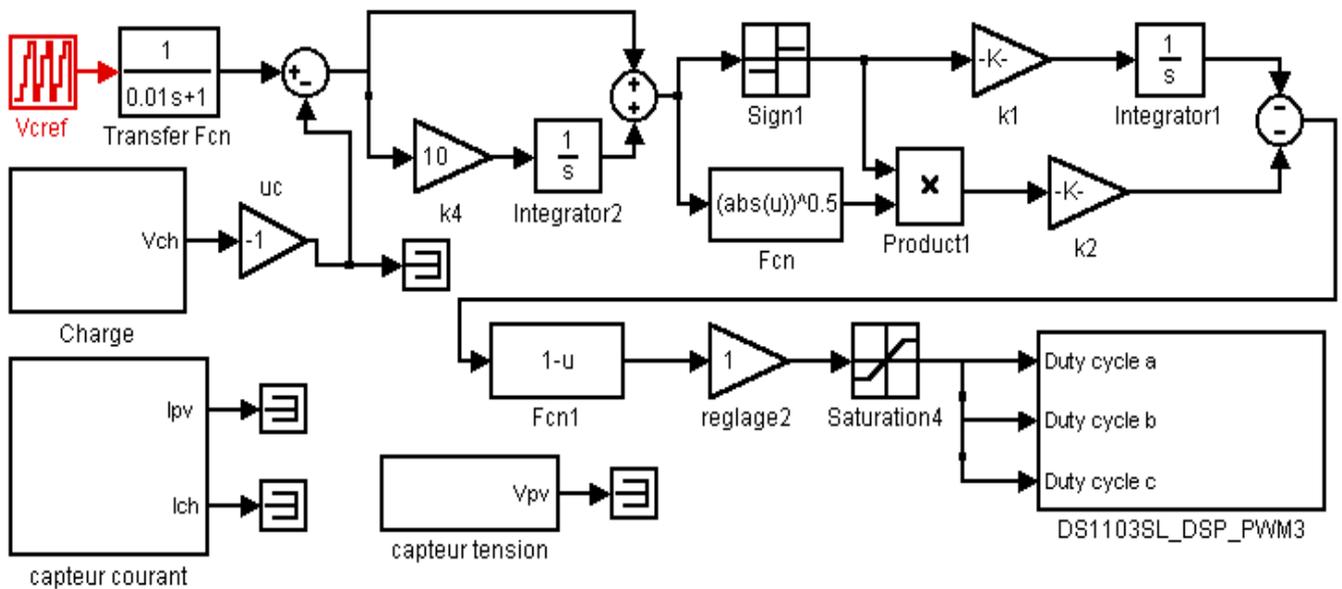


Figure 4-16: Schéma de simulation sur DSPACE de la commande par mode glissant d'ordre 2.

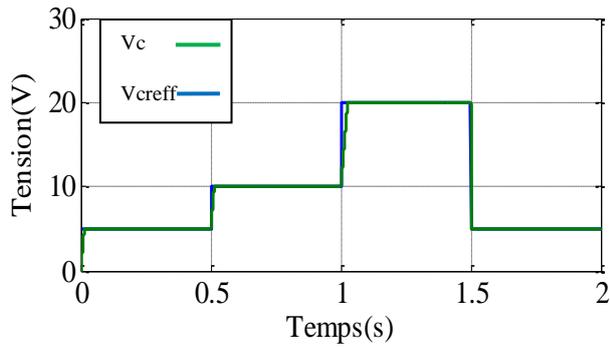


Figure 4-17 : Résultat de simulation de la tension  $V_c$ .

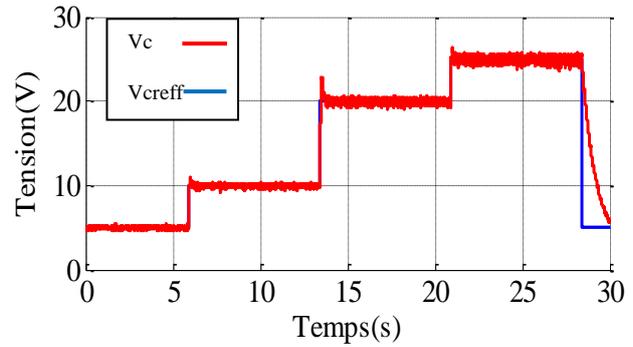


Figure 4-18 : Résultat expérimental de la tension  $V_c$ .

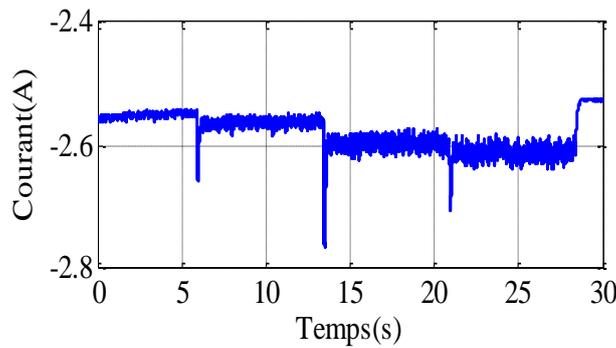


Figure 4-19 : Résultat expérimental du courant  $I_c$ .

D'après les résultats de simulation et les résultats expérimentaux obtenus, on remarque une amélioration de la tension de sortie et une diminution de pics de tension. Autrement dit, cette commande est robuste avec une réponse très remarquable, vis-à-vis de la tension de charge. Une dynamique de courant qui est due toujours à la variation brusque de la consigne.

### 4.3.5 Commande par l'approche de Lyapunov 1

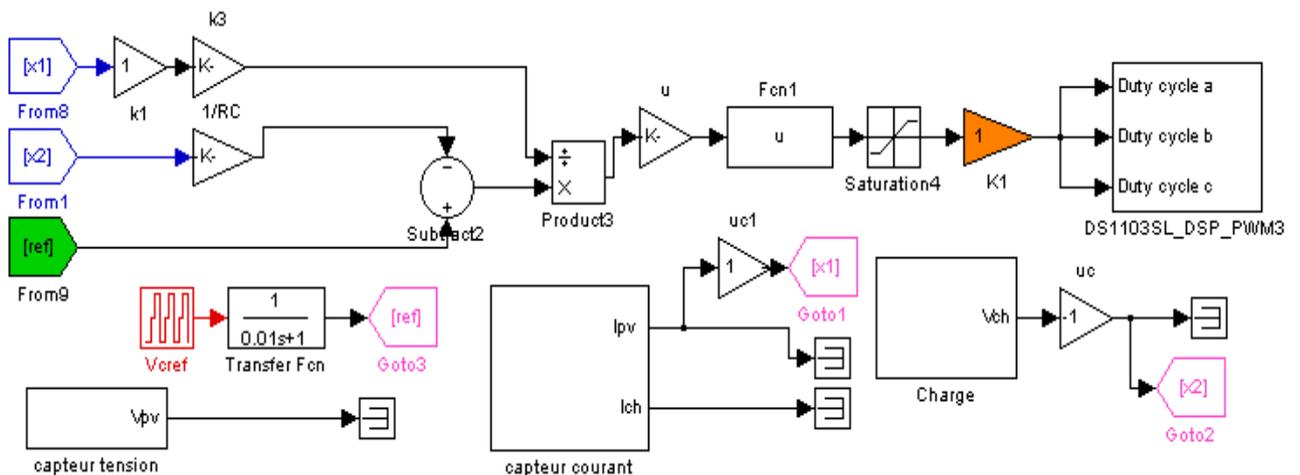


Figure 4-20 : Schéma de simulation sur DSPACE de la commande par l'approche de Lyapunov.

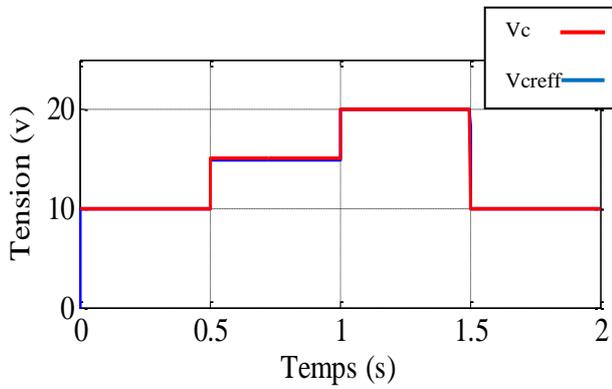


Figure 4-21 : Résultat de simulation de la tension  $V_c$ .

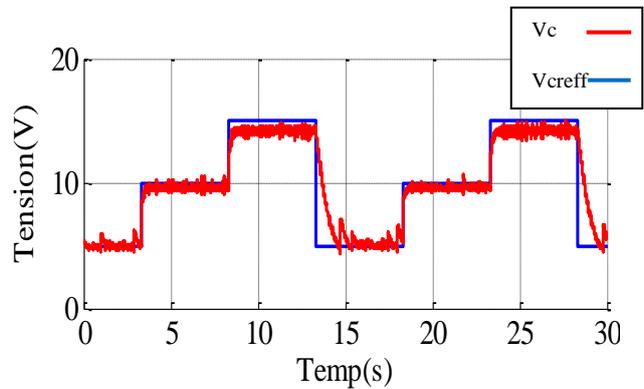


Figure 4-22 : Résultat expérimental de la tension  $V_c$ .

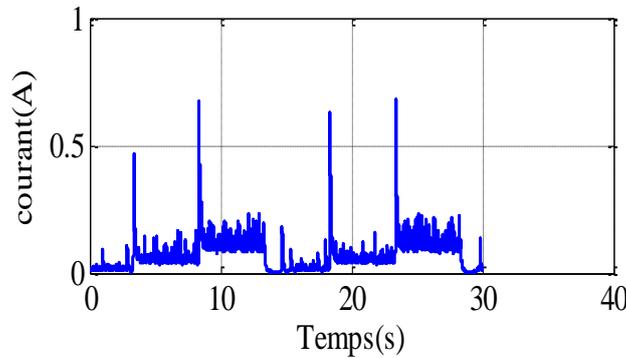


Figure 4-23 : Résultat expérimental du courant  $I_c$ .

La réponse de la commande dans les résultats de simulations *Figure( 4-21)* est plus précise et rapide que les résultats expérimentaux, la poursuite de la tension de charge est avec un petit décalage en appliquant de grande valeurs. Une ondulation de tension et de courant est due à la commutation et aux valeurs paramétriques.

### 4.3.6 Commande par l'approche de Lyapunov2

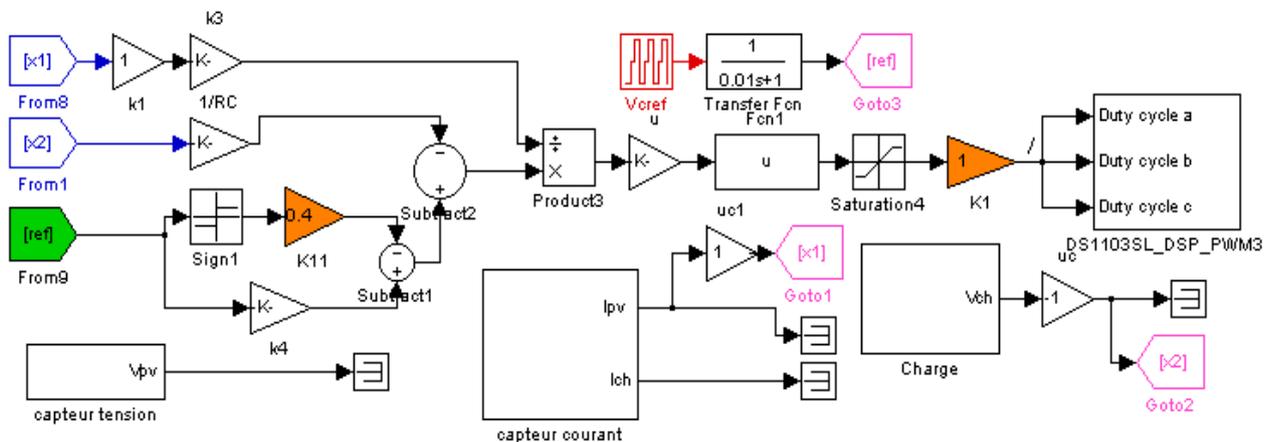


Figure 4-24 : Schéma de simulation sur DSPACE de la commande par l'approche de Lyapunov avec  $K_{sign}$ .

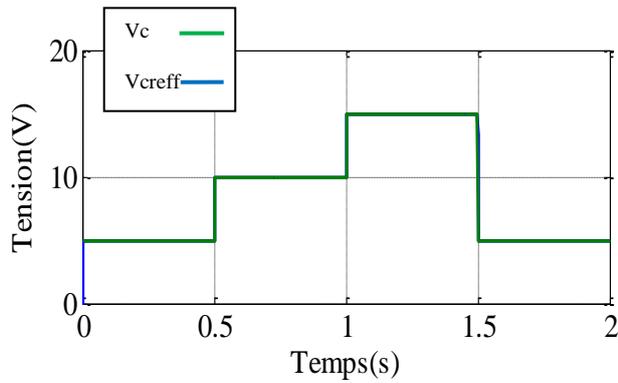


Figure 4-25 : Résultat de simulation de la tension  $V_c$ .

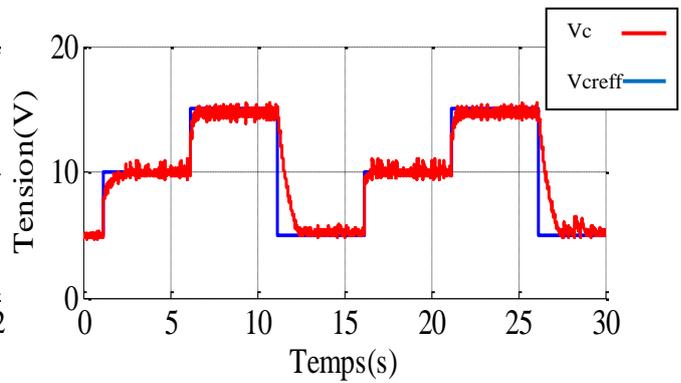


Figure 4-26: Résultat expérimental de la tension  $V_c$ .

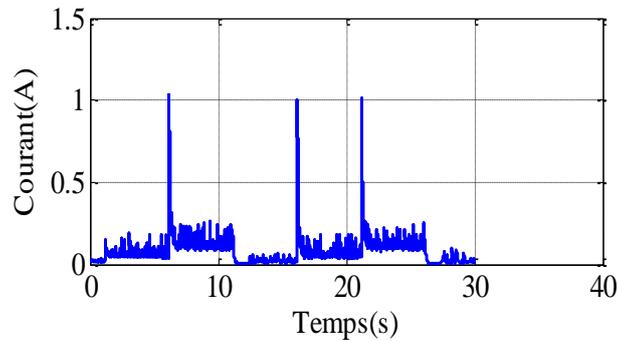


Figure 4-27 : Résultat expérimental du courant  $I_c$ .

Le résultat de simulation montre que la réponse de la tension de sortie est presque parfaite contrairement au résultat expérimental. Mais la réponse est très acceptable par rapport à la commande par l'approche de Lyapunov simple. On remarque aussi des pics de courant important.

#### 4.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux des différentes techniques de commande et leurs applications. Ces différentes techniques sont appliquées à un convertisseur buck-boost (dévolteur-élevateur). Le choix des gains de la commande est très minutieux pour obtenir des hautes performances. De plus, ces commandes présentent la facilité d'implantation en pratique.

La commande par mode glissant était adaptée dans la commande des systèmes non linéaires où les paramètres incertains et variables ne peuvent influencer la robustesse de cette technique. Finalement, Nous pouvons conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse. Cette dernière garantit une bonne insensibilité à la variation paramétrique du système à commander.

L'approche de Lyapunov est employée pour concevoir des contrôleurs robustes aux variations paramétriques et aux bruits de mesures.

Les résultats expérimentaux et de simulation confirment, en grande partie, la praticabilité et l'efficacité de différentes techniques de commande avec des propriétés intéressantes de la sauvegarde de l'énergie.

## **Conclusion générale**

## Conclusion générale

Le travail qu'on a présenté porte sur l'analyse d'une modélisation et simulation du fonctionnement électrique d'un convertisseur DC-DC (buck-boost) adapté par différentes techniques de commande assurant une réponse rapide et précise. Dans un premier temps, on a donné des généralités sur les convertisseurs de puissances, telles que le principe de fonctionnement, le domaine d'application, leurs avantages et leurs inconvénients (*Gradateur, redresseur, onduleur et hacheur*).

Nous avons étudié, dans un deuxième temps, les différents types des convertisseurs DC-DC, Comme le hacheur dévolteur, le hacheur survolteur et le hacheur mixte (dévolteur-survolteur). Ainsi, on a présenté les différents régimes de conduction (continue, discontinue et critique).

On a étudié la modélisation et la commande du convertisseur buck-boost. Pour cela, on a étudié les différentes techniques de commande (PI, mode glissant 1<sup>er</sup> et 2<sup>eme</sup> ordre, par l'approche de lyapunov).

On a étudié et présentés les relations reliant les grandeurs du convertisseur et le rapport cyclique du signal qui commande l'interrupteur du convertisseur. Puis, on a représenté les schémas bloque de simulation sur Matlab et sur Dspace.

Finalement, on a présenté et interprété les résultats de simulation et les résultats expérimentaux.

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

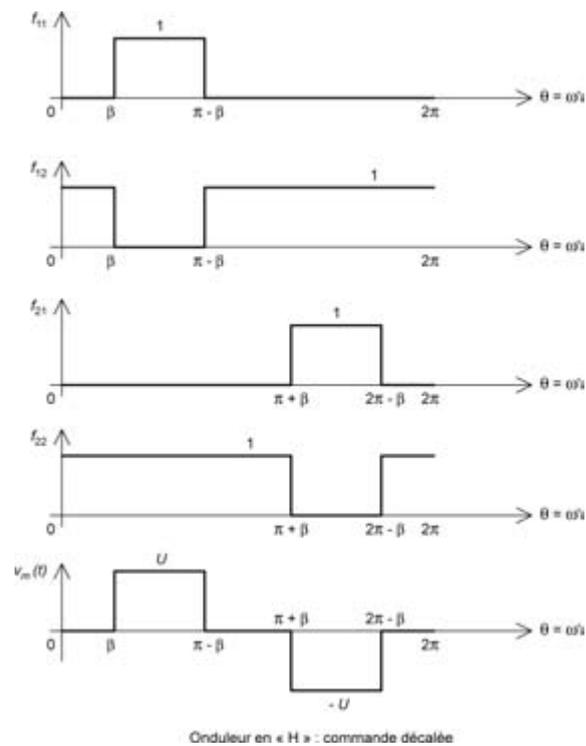
- Les performances des techniques de commande utilisées dont on a remarqué les différentes réponses avec succès.
- Le convertisseur DC-DC et les commandes ont effectué correctement leurs rôles.
- Ces résultats, forts intéressants, montrent que l'utilisation d'une commande permet d'améliorer, d'une manière considérable, le rendement.

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

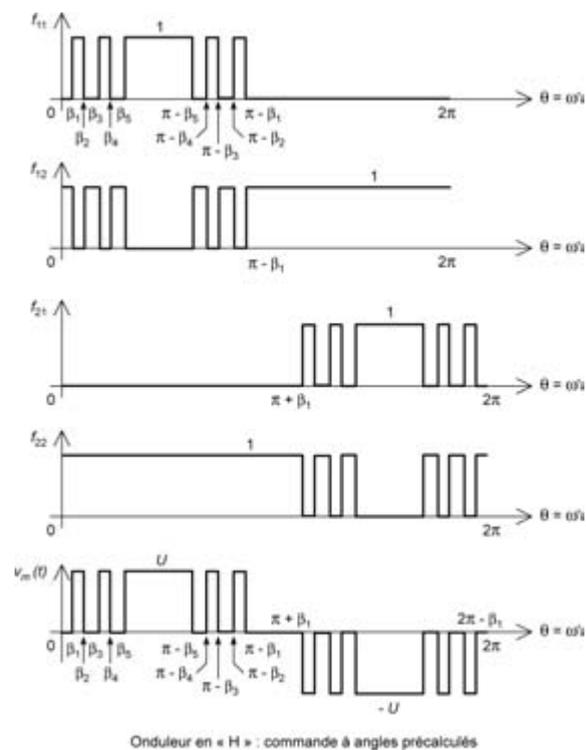
Ainsi, l'utilisation des techniques d'intelligence artificielle comme la logique floue, les réseaux de neurones artificiels et les réseaux neuro-flous pour la commande du convertisseur.

# **Annexes**

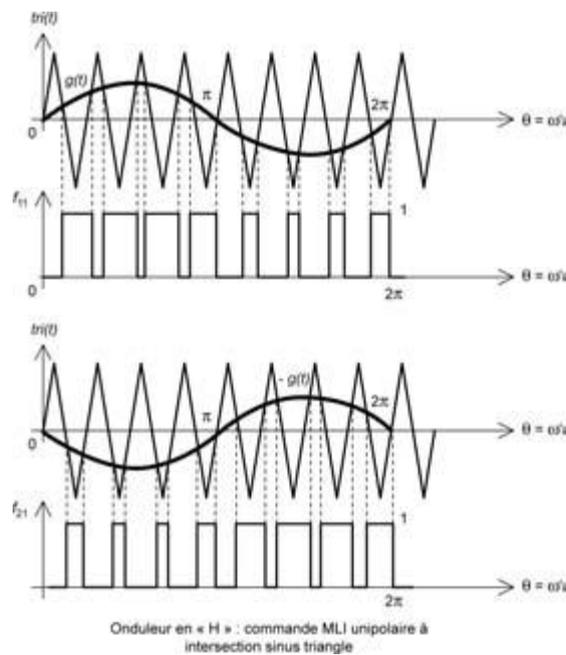
## Annexe



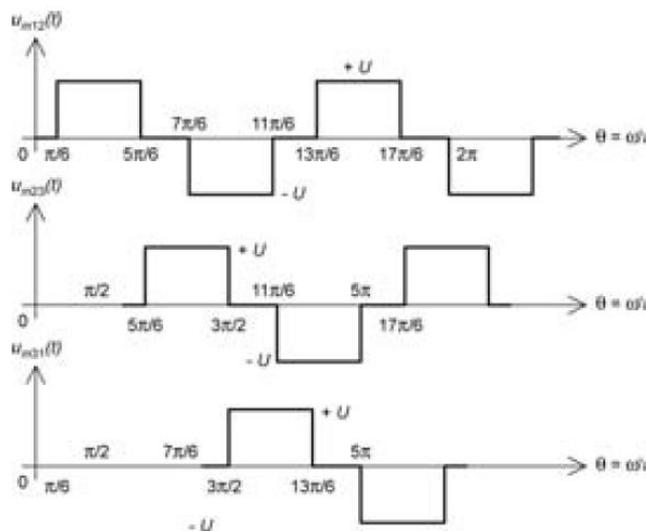
**Figure 1** – Commande décalée de l'onduleur monophasé de tension en pont complet.



**Figure 2** – Commande à angles pré calculés de l'onduleur monophasé de tension en pont complet.



**Figure 3** – Commande en modulation de largeur d’impulsions (MLI) d’un onduleur monophasé de tension en pont complet.



**Figure 4** – Formes d’onde des tensions composées de l’onduleur triphasé de tension en commande simple.

	$V_{m\text{ eff}}$	$f_h$	Réglage de $V'$	$V'$	$\langle i_m \rangle$
Commande simple (pleine onde)	$U$	$3f'$	Aucun	$\frac{2U\sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I \cos\varphi$
Commande décalée	$U\sqrt{1-\frac{2\beta}{\pi}}$	$3f'$	$0 < \cos\beta < 1$	$\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} \cos\beta$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I \cos\beta \cos\varphi$
MLI à 5 angles précalculés	$0,801U$	$13f'$	Aucun	$0,722U$	$0,722I \cos\varphi$
MLI à 5 angles précalculés avec réglage	$0,801U\sqrt{\alpha}$	$13f'$	$0 < \alpha < 1$	$0,722\alpha U$	$0,722\alpha I \cos\varphi$

	$P$	$Q$ (côté alternatif)	$S$ (côté alternatif)
Commande simple (pleine onde)	$\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} I \cos\varphi$	$\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} I \sin\varphi$	$UI$
Commande décalée	$\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} I \cos\beta \cos\varphi$	$\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} I \cos\beta \sin\varphi$	$U\sqrt{1-\frac{2\beta}{\pi}} I$
MLI à 5 angles précalculés	$0,722UI \cos\varphi$	$0,722UI \sin\varphi$	$0,801UI$
MLI à 5 angles précalculés avec réglage	$0,722\alpha UI \cos\varphi$	$0,722\alpha UI \sin\varphi$	$0,801\sqrt{\alpha} UI$

**Tableau 1** – Formulaire des commandes simples des onduleurs de tension monophasés à pont complet.

	$\langle u_m \rangle = U$	$P$	$I_D$	$I_{m\text{ eff}}$
PD2 monophasé	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V = U_{D2}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I V = U_{D2} I$	$\frac{2\sqrt{2}I}{\pi} = I_{D2}$	$I$
PD3 triphase	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V = U_{D3}$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} I V = U_{D3} I$	$\frac{\sqrt{6}I}{\pi} = I_{D3}$	$I\sqrt{\frac{2}{3}}$
	$S$	$f_u$	$D$	
PD2 monophasé	$IV$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,9$	$\sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}} IV$	
PD3 triphase	$\sqrt{6}IV$	$\frac{3}{\pi} \approx 0,955$	$\sqrt{6\left(1 - \frac{9}{\pi^2}\right)} IV$	

**Tableau 2** – Formulaire des ponts redresseurs à diodes.

## Paramètres du convertisseur

Le convertisseur est constitué d'une inductance, d'un condensateur, d'une diode roue libre, d'un transistor MOSFET et d'une alimentation continue. Le choix des valeurs de ces composants se base sur les objectifs visés par ce travail à savoir la poursuite de références de la tension ou bien le courant avec une limitation des ondulations en régime permanent, la stabilité et le temps de réponse du système.

Dans notre simulation, nous avons choisi des valeurs théoriques de l'inductance et du condensateur qui donnent des résultats de simulation probants, ainsi les valeurs suivantes ont été retenues: une inductance 27 mH un condensateur 2200 uF, une tension d'alimentation 10V et une résistance passive 320  $\Omega$ . Le transistor MOSFET est considéré comme un interrupteur à deux états de fonctionnement :

- Interrupteur fermé (état 1), le transistor est passant.
- Interrupteur ouverte (état 0), le transistor est bloqué.

Nous négligeons l'effet de la diode et nous exploitons le modèle hybride du convertisseur proposé dans le chapitre 3.

## **Bibliographie**

- [1] Michel Pinard « Convertisseurs et électronique de puissance : commande, description et mise en œuvre » Edition Dunod, Paris, 2007.
- [2] « Les convertisseurs statiques », communication technique, L. P . La Chauvinière  
<http://electrotech1el2.blogspirit.com/files/07%20Convertisseurs%20statiques%20%C3%A9%20%C3%A8ve.pdf>
- [3] SOLAZ Philippe, « GRADATEUR », cours d'Electronique de Puissance.  
[http://pedagogie.ac-toulouse.fr/BTS\\_electrotechnique-tarbes/download/GRADATEUR.pdf](http://pedagogie.ac-toulouse.fr/BTS_electrotechnique-tarbes/download/GRADATEUR.pdf)
- [4] A. Rufer, P. Barrade, « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC », , octobre 2001, EPFL, 90 pages. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.  
[http://leiwwww.epfl.ch/cours/cvs\\_dcdc.pdf](http://leiwwww.epfl.ch/cours/cvs_dcdc.pdf)
- [5] Violaine Didier, « Les onduleurs pour systèmes photovoltaïques fonctionnement, état de l'art et étude des performances », HESPUL, 2007.
- [6] Christian Glaize, « Introduction à l'électrotechnique et à l'électronique de puissance », Université de Montpellier 2, 2002.
- [7] Hasnaoui Othman B.A, « Support de cours et TD d'électronique de puissance », Université de Tunis.  
[http://elearn2013.univouargla.dz/courses/210272/document/courselec\\_puiss\\_pdf.pdf?cidReq=210272](http://elearn2013.univouargla.dz/courses/210272/document/courselec_puiss_pdf.pdf?cidReq=210272)
- [8] « Energie et convertisseurs d'énergie », Université de Savoie  
[http://sitelec.org/download\\_page.php?filename=cours/alimdecoup.pdf](http://sitelec.org/download_page.php?filename=cours/alimdecoup.pdf)
- [9] « Electrotechnique & Electronique de Puissance », <http://sitelec.org/cours/redresscomm.pdf>
- [10] Hebert t Sir a- Ramirez, Romeo Ortega, « Passivity-based controllers for the stabilization of DC-to-DC power converters », in IEEE, 34<sup>th</sup> Conference on Decision & Control, New Orleans, LA - December 1995.
- [11] BENSACI Wafa, « Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque adapté par une commande MPPT », mémoire de master, Université de Ouargla, 2012.
- [12] 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.
- [13] « Electrotechnique & Electronique de Puissance : Les Hacheurs  
<http://elearn.univ-ouargla.dz/2013-2014/courses/TPELECTRONIQUEDEPUIS/document/Cour3Hacheur.pdf>

- [14] M. Rabiâ BENAYACHE, « Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires incertains : application à un système hydraulique », Thèse de Doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 2009.
- [15] Souaci Abdelkarim, « Commande robuste d'une machine a induction par mode glissant d'ordre supérieur », mémoire de magister, Université de Batna.2013

**Résumé :**

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. Dans un système photovoltaïque, les convertisseurs DC-DC employés sont de types série, parallèle ou série-parallèle. L'objectif est d'élaborer des commandes tenant compte des différentes topologies d'une structure de convertisseur DC-DC durant les deux phases de fonctionnement.

Cette modélisation se base sur l'approche des systèmes hybrides. Le convertisseur est considéré comme un système à commutation linéaire. Des commandes ont été proposées et validées à travers les résultats de simulation et les résultats expérimentaux.

**Mot-clés :** Convertisseurs DC-DC, convertisseur Buck, convertisseur Boost, convertisseur Buck-Boost, MPPT, commande robuste.

**ملخص:**

تكيف مستويات الجهد و التيار الكهربائي لمكونات الطاقة الكهربائية (الألواح الشمسية، والحمولة، البطارية والشبكة الكهربائية) بالنسبة إلى حامل التيار المستمر يتطلب تحويل محول DC-DC. في نظام الكهروضوئية، وتستخدم المحولات DC-DC أنواع: التسلسل، التفرع، التسلسل-التفرع. الهدف هو تطوير التحكم بالنظر الطوبولوجي المختلف في بنية المحول DC-DC خلال مرحلتي العملية. هذه المحاكات تعتمد على مقارنة الأنظمة الهجينة، المحول يعتبر كنظام التحويل الخطي. واقترح عدة تقنيات التحكم والتحقق من صحتها من خلال نتائج المحاكاة والنتائج التجريبية .

**الكلمات الرئيسية:** محول مخفض، محول مضخم، محول مخفض-مضخم، MPPT، تحكم متين.