



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur  
et de la Recherche Scientifique

Université A. MIRA, - Bejaïa -  
Faculté de Technologie  
Département de Génie électrique

### **Mémoire**

Pour obtenir le titre de Master en Génie Electrique  
**Option : Automatismes Industrielle**

### **Thème**

## **COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT D'UN CONVERTISSEUR DC/DC**

**Encadré par :**

MME N. ARRAR

MR S. ABDI

**Présenté par :**

MR. MERABET A/WEHAB

MR. KHOULALENE YOUGHOURTA

**Promotion 2013**

*Au nom de Dieu clément et miséricordieux*

## ***Remerciements***

En premier lieu, on tient à exprimer toute notre gratitude à notre promotrice Mme N,ARRAR pour la confiance qu'elle nous a témoignée en nous proposant ce thème et en acceptant de conduire et de diriger ce travail. Aussi pour les nombreux conseils qu'elle a pu nous donner tout au long de ce mémoire.

On tient aussi à exprimer toute notre reconnaissance et notre respect à notre co-promoteur Mr S. ABDI. Ce projet n'aurait pas pu être mené à terme sans l'intérêt et l'investissement dont il a fait preuve malgré un emploi du temps chargé, ses interventions rapides et avisées nous ont guidées en permanence tout au long de ce travail.

Nos plus sincères remerciements vont également aux membres du jury, qui ont accepté d'examiner, de lire et de commenter ce mémoire.

On remercie de tout notre cœur nos parents respectifs, qui ont su nous donner sans cesse leurs soutiens et leur amour au cours de notre vie pour former nos personnalités et pour rendre possible nos études. Sans oublier nos amis, nos collègues de travail pour l'ambiance amicale qu'ils ont su créer pendant toute la durée de notre travail.

*Je dédie ce travail à :*

*À mes chers parents.*

*À mon chère frère et mes chères sœurs À mes grande mère.*

*À la mémoire de mes grands pères.*

*À tous ceux qui me sont chers...*

*Youghourta*

*Je dédie ce travail à :*

*À mes chers parents.*

*À mon chère frère et mes chères sœurs.*

*À mes petit neveux et nièces.*

*À tous mes amis.*

*À nazim ben-ousmane.*

*À yesmine mizi.*

*À tous ceux qui me sont chers...*

*Merabet Wehab*

---

	<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1:</b>	<b>Conversion continu-continu « étude d'un hacheur »</b>	
<b>I.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>3</b>
<b>I.2</b>	<b>Définition d'un hacheur</b>	<b>4</b>
<b>I.3</b>	<b>Les différents composants d'un hacheur</b>	<b>5</b>
<b>I.4</b>	<b>Les divers types de hacheur</b>	<b>5</b>
<b>I.4.1</b>	<b>Définition d'un hacheur dévolteur</b>	<b>5</b>
<b>I.4.1.1</b>	<b>Etude de la mise sous tension</b>	<b>6</b>
<b>I.4.1.2</b>	<b>Etude de l'accumulation</b>	<b>6</b>
<b>I.4.1.3</b>	<b>Etude de la restitution</b>	<b>7</b>
<b>I.4.1.4</b>	<b>Etude du régime critique ou de conduction continue</b>	<b>8</b>
<b>I.4.1.5</b>	<b>Etude du régime de fonctionnement</b>	<b>9</b>
<b>I.4.2</b>	<b>Définition d'un hacheur survolteur</b>	<b>11</b>
<b>I.4.2.1</b>	<b>Etude de la mise sous tension</b>	<b>11</b>
<b>I.4.2.2</b>	<b>Etude de l'accumulation</b>	<b>11</b>
<b>I.4.2.3</b>	<b>Etude de la restitution</b>	<b>12</b>
<b>I.4.2.4</b>	<b>Etude du régime critique ou de conduction continue</b>	<b>13</b>
<b>I.4.2.5</b>	<b>Etude du régime de fonctionnement</b>	<b>14</b>
<b>I.4.3</b>	<b>Définition d'un hacheur dévolteur-survolteur</b>	<b>14</b>
<b>I.4.3.1</b>	<b>Etude de la mise sous tension</b>	<b>14</b>
<b>I.4.3.2</b>	<b>Etude de l'accumulation</b>	<b>15</b>
<b>I.4.3.3</b>	<b>Etude de la restitution</b>	<b>15</b>
<b>I.4.3.4</b>	<b>Etude du régime critique ou de conduction continue</b>	<b>16</b>
<b>I.4.3.5</b>	<b>Etude du régime de fonctionnement</b>	<b>17</b>
<b>I.5</b>	<b>Utilité des hacheurs</b>	<b>17</b>
<b>I.6</b>	<b>Conclusion</b>	<b>18</b>

---

**Chapitre II : Concepts généraux sur le réglage par mode glissant**

<b>II.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>19</b>
<b>II.2</b>	<b>Les différents types de commande</b>	<b>20</b>
<b>II.3</b>	<b>Principe du réglage par mode glissant</b>	<b>20</b>
<b>II.4</b>	<b>Système a structure variable</b>	<b>22</b>
<b>II.4.1</b>	<b>Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable</b>	<b>22</b>
<b>II.4.2</b>	<b>Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande</b>	<b>23</b>
<b>II.5</b>	<b>Condition d'existence du mode glissant</b>	<b>24</b>
<b>II.6</b>	<b>Fonction de Lyapunov</b>	<b>25</b>
<b>II.7</b>	<b>Commande équivalente (Méthode d'UTKIN)</b>	<b>26</b>
<b>II.8</b>	<b>La loi de commutation par contre-réaction d'état</b>	<b>27</b>
<b>II.9</b>	<b>Equation d'état en mode glissant</b>	<b>28</b>
<b>II.10</b>	<b>Relation relatives a la commande par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur</b>	<b>29</b>
<b>II.11</b>	<b>Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état par imposition des pôles</b>	<b>30</b>
<b>II.11.1</b>	<b>Détermination du vecteur de la contre-réaction d'état</b>	<b>31</b>
<b>II.11.2</b>	<b>Détermination du coefficient <math>k_w</math></b>	<b>32</b>
<b>II.12</b>	<b>Choix des pôles en boucle fermée</b>	<b>33</b>
<b>II.13</b>	<b>Domaine d'application du réglage par mode glissant</b>	<b>34</b>
<b>II.14</b>	<b>Les avantages de la commande par mode glissant</b>	<b>34</b>
<b>II.15.1</b>	<b>Phénomène de CHATTERING</b>	<b>34</b>
<b>II.15.2</b>	<b>Elimination du phénomène de CHATTERING</b>	<b>35</b>
<b>II.16</b>	<b>Conclusion</b>	<b>36</b>

---

**Chapitre III: Application de la commande à un hacheur Buck**

<b>III.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>37</b>
<b>III.2</b>	<b>Modélisation générale des Convertisseurs DC-DC</b>	<b>38</b>
<b>III.3</b>	<b>Commande par mode glissant d'un convertisseur Buck</b>	<b>40</b>
<b>III.3.1</b>	<b>calcul de la surface de glissement</b>	<b>40</b>
<b>III.3.2</b>	<b>calcul de la loi de commande</b>	<b>41</b>
<b>III.3.3</b>	<b>Simulation</b>	<b>42</b>
<b>III.3.3.1</b>	<b>Choix des bibliothèques dans Matlab/Simulink</b>	<b>42</b>
<b>III.3.3.2</b>	<b>Simulation du convertisseur Buck</b>	<b>43</b>
<b>III.3.3.3</b>	<b>Présentation des résultats de la simulation</b>	<b>44</b>
<b>III.3.3.4</b>	<b>Interprétation des résultats de simulation</b>	<b>46</b>
<b>III.3.4</b>	<b>Robustesse de la commande par mode de glissant</b>	<b>46</b>
<b>III.4</b>	<b>Interprétation des résultats</b>	<b>48</b>
<b>III.5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>48</b>
	<b>Conclusion générale</b>	<b>49</b>



## Chapitre I

Figure I.1	Structure d'un hacheur	4
Figure I.2	Hacheur dévolteur	5
Figure I.3	Phase d'accumulation	6
Figure I.4	Phase de restitution	7
Figure I.5	Chronogramme du courant inductif	8
Figure I.6	Régime divergent ( $\alpha > \alpha_c$ )	9
Figure I.7	Régime DNI ( $\alpha = \alpha_c$ )	9
Figure I.8	Régime DI ( $\alpha < \alpha_c$ )	10
Figure I.9	Hacheur survolteur	11
Figure I.10	Phase d'accumulation	12
Figure I.11	Phase de restitution	12
Figure I.12	Chronogramme du courant inductif	13
Figure I.13	Hacheur dévolteur-survolteur	14
Figure I.14	Phase d'accumulation	15
Figure I.15	Phase de restitution	16
Figure I.16	Chronogramme du courant inductif	16

## Chapitre II

Figure II.1	Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable	23
Figure II.2	Configuration avec changement de structure par commutation de l'organe de commande	24
Figure II.3	Démonstration du mode de glissement	25
Figure II.4	Commande équivalente et réelle	27
Figure II.5	Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état	28

<b>Figure II.6</b>	<b>Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état et Régulateur intégrateur</b>	<b>29</b>
<b>Figure II.7</b>	<b>Domaine des pôles imposés dans le plan complexe</b>	<b>33</b>
<b>Figure II.8</b>	<b>Trajectoire d'état vis-à-vis de la surface de glissement</b>	<b>35</b>

### **Chapitre III**

<b>Figure III.1</b>	<b>Structure d'un convertisseur Buck</b>	<b>39</b>
<b>Figure III.2</b>	<b>Structure d'un convertisseur Boost</b>	<b>39</b>
<b>Figure III.3</b>	<b>Structure d'un convertisseur Buck-Boost.</b>	<b>40</b>
<b>Figure III.4</b>	<b>Commande par mode de glissement d'un convertisseur buck</b>	<b>44</b>
<b>Figure III.5</b>	<b>Performance de la poursuite de la tension de référence</b>	<b>45</b>
<b>Figure III.6</b>	<b>Performance de poursuite du Courant de charge</b>	<b>45</b>
<b>Figure III.7</b>	<b>La commande U</b>	<b>45</b>
<b>Figure III.8</b>	<b>Performance de la poursuite de la tension pour référence R=15ohm</b>	<b>46</b>
<b>Figure III.9</b>	<b>Performance de la poursuite du courant pour référence R=15ohm</b>	<b>46</b>
<b>Figure III.10</b>	<b>La commande U pour R=15ohm</b>	<b>47</b>
<b>Figure III.11</b>	<b>Performance de la poursuite de la tension de référence pour R=5 ohm</b>	<b>47</b>
<b>Figure III.12</b>	<b>Performance de la poursuite du courant de référence pour R=5 ohm</b>	<b>47</b>
<b>Figure III.13</b>	<b>La commande U pour R=5ohm</b>	<b>48</b>

**Chapitre III**

<b>Tableau III.1</b>	<b>Matrice exprimant les convertisseurs Buck, Boost et Buck Boost</b>	<b>40</b>
<b>Tableau III.2</b>	<b>Composants utilisés pour simuler le Buck</b>	<b>43</b>
<b>Tableau III.3</b>	<b>Tableau représentant les paramètres de simulation</b>	<b>43</b>

### Introduction générale

Les algorithmes de la commande classique utilisant les régulateurs à action proportionnelle, intégrale et dérivée permettent de commander avec précision des processus linéaires non perturbés et à paramètres constants. Lorsque la partie commandée est soumise à des perturbations et à des variations de paramètres du système, une solution auto adaptative, qui par réajustement des paramètres des régulateurs permet de conserver des performances fixées à l'avance en présence de perturbations et de variations de paramètres. Cette solution présente l'inconvénient de nécessiter une mise en œuvre souvent complexe.

Ainsi, il est possible d'envisager une autre solution plus simple, faisant appel à une classe particulière de systèmes de commande, appelés « systèmes à structures variables ». Ces systèmes ont fait l'objet depuis longtemps, de travaux importants au Japon par H. Harachima [1][2], aux Etats Unis par jj Slotine et en ex-Union Soviétique par V. Utkin et ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien soviétique A. F. Filipov.

L'intérêt récent accordé à cette technique de commande est dû essentiellement à la disponibilité des composants électroniques plus performants et de microprocesseurs très développés [6].

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

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

Dans le second chapitre, nous traitons la commande par mode de glissement, qui est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable. Elle est

caractérisée par la discontinuité de la commande au passage par une surface de commutation.

Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande étudiée à un hacheur buck . Pour illustrer les performances de la commande appliquée, des résultats de simulation sous matlab/simulink sont présentés à la fin du chapitre.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale.

---

# Chapitre I : Convertisseur continu-continu

## « Etude des hacheurs »

---

### I.1 Introduction

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

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

Nous allons nous intéresser dans ce chapitre au convertisseur statique qui est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donnée. Il existe différents convertisseurs tel que [13] :

- Les onduleurs qui convertissent la tension continue d'une batterie en une tension alternative.
- Les redresseurs qui réalisent une conversion alternatif-continu utilisée généralement pour alimenter les appareils électroniques.

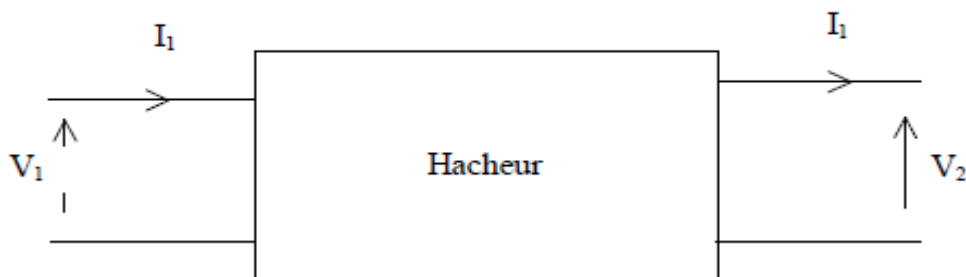
- Les hacheurs qui réalisent une conversion continue- continue.
- Les gradateurs qui réalisent une conversion alternatif-alternatif.

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

## I.2 Définition d'un hacheur (convertisseur continu-continu)

Les hacheurs opèrent une conversion continue-continue. Placés entre un générateur et un récepteur, tous deux à courant-continu, ils permettent de régler la tension appliquée au récepteur ou le courant qui y circule .Ils peuvent êtres directs ou indirects [19].

- Les hacheurs directs relient un générateur et récepteur qui se comportent l'un comme une source de tension, l'autre comme une source de courant. Ils ne comportent que des interrupteurs qui permettent d'agir sur les connexions entre générateur et récepteur.
- Les hacheurs indirects relient un générateur et récepteur de même nature. Ils comportent des interrupteurs et un élément de stockage d'énergie qui joue le rôle de source intermédiaire de courant ou de tension suivant que générateur et récepteur sont des sources de tension ou de courant. L'élément de stockage reçoit de l'énergie du générateur puis la transmet au récepteur en fonction des connexions établies par les interrupteurs.



**Figure I. 1** : schéma représentatif d'un hacheur

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

Un hacheur est généralement constitué des composants suivants [4] :

- Diode
- Thyristors
- Transistors
- Source de tension continu (Batterie ; Générateur de tension)
- Inductance  $L$
- Capacité  $C$
- Résistance

### I.4 Les différents types de hacheur

Il existe 3 types de Hacheur [15]:

- Hacheur dévolteur
- Hacheur survolteur
- Hacheur dévolteur-survolteur.

#### I.4.1 Le hacheur dévolteur

Le hacheur dévolteur est un convertisseur continu-continu qui permet d'abaisser le niveau de la tension d'une source continue DC. Il est appelé également convertisseur Buck-converter illustré par la figure (I.2) [19].

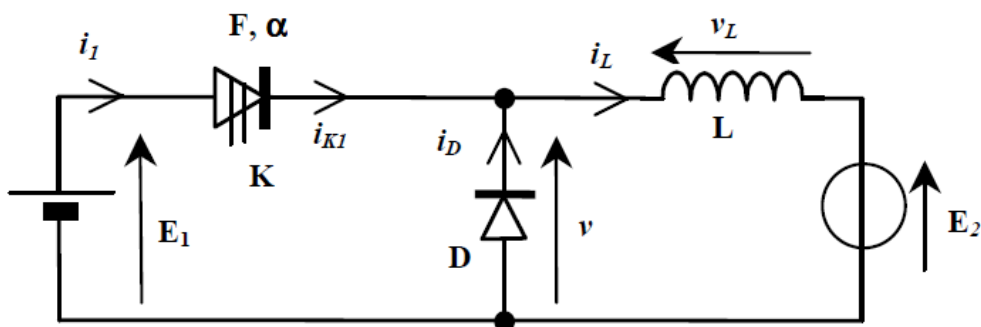


Figure I.2 : Hacheur dévolteur.

Nous allons utiliser une méthode d'étude qui peut se généraliser à tous les hacheurs. Cette méthode se décompose en cinq parties que nous allons citer:



### I.4.1.1- Etude de la mise sous tension

On active les sources ( $E_1$  et  $E_2$  sont sous tension), on bloque les soupapes (donc K et D sont bloqués), l'inductance L est déchargée (donc  $W_L = \frac{1}{2} L i_L^2 = 0$ ) et on doit montrer que, dans ces conditions, tous les courants restent nuls. Si ce n'est pas le cas, alors le schéma du hacheur n'est pas valide.

On montre sans difficulté qu'il faut que  $E_1$  et  $E_2$  doivent être tous les deux positifs ou nuls. C'est donc un hacheur non inverseur.

### I.4.1.2 Etude de l'accumulation

On active une des soupapes (donc K est assimilable à un interrupteur fermé en série avec une diode) et on doit montrer que l'énergie dans l'inductance augmente. Si ce n'est pas le cas, alors le hacheur ne peut pas valablement fonctionner.

La tension  $E_1$ , positive, est appliquée à la diode D. Elle est donc bloquée [5]. Le schéma devient:

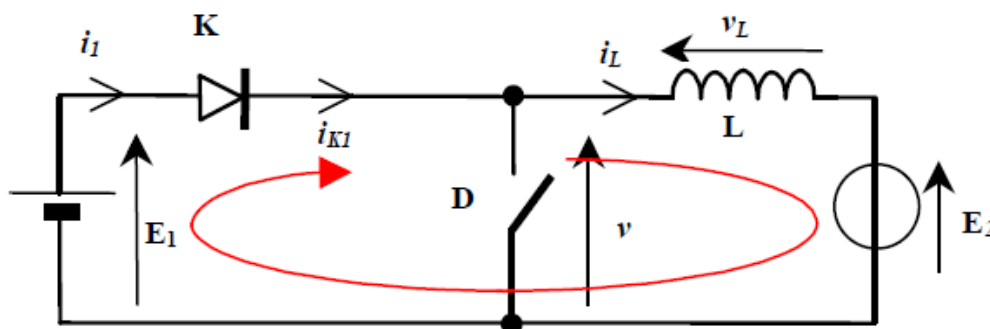


Figure I.3:Phase d'accumulation

Vu le sens de la diode (de sens contraire du passage de courant que  $E_1$ ), on voit que  $E_2$  doit être inférieur à  $E_1$  pour que le courant  $i_L$  puisse s'établir. C'est donc un hacheur abaisseur de tension. On voit également que les courants d'entrée ( $i_1$ ) et de sortie ( $i_L$ ) ne peuvent pas être négatifs. On conclut que c'est un hacheur à un quadrant qui n'a aucune réversibilité.

L'énergie ne peut circuler que de l'entrée vers la sortie.

L'équation de la maille illustrée en rouge dans la figure3 s'écrit:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = E_1 - E_2 \quad (\text{I. 1})$$

Et le courant dans l'inductance:

$$i_L = \frac{E_1 - E_2}{L}t + C \quad (I.2)$$

C'est une droite de pente positive car  $E_1$  est supérieur à  $E_2$  et  $i_L$  est positif. Il s'ensuit que l'énergie stockée dans l'inductance augmente. Il s'agit donc bien d'une phase d'accumulation.

### I.4.1.3 Etude de la restitution

Au cours de la phase d'accumulation, on bloque la soupape active et on doit montrer que le courant peut continuer à circuler en empruntant un autre chemin. Si ce n'est pas le cas, alors l'inductance produira une surtension qui détruira instantanément le hacheur. On doit montrer également que l'énergie dans l'inductance diminue. Si ce n'est pas le cas, alors le hacheur ne peut pas valablement fonctionner.

Lors du blocage de K, il est facile de voir que  $i_L$  va se mettre à diminuer. La dérivée du courant, et par suite, la tension  $v_L$ , deviendront négatives. La tension aux bornes de la diode  $v_D = E_2 - v_L$  va décroître jusqu'à l'amorçage de la diode D. Le schéma devient [3]:

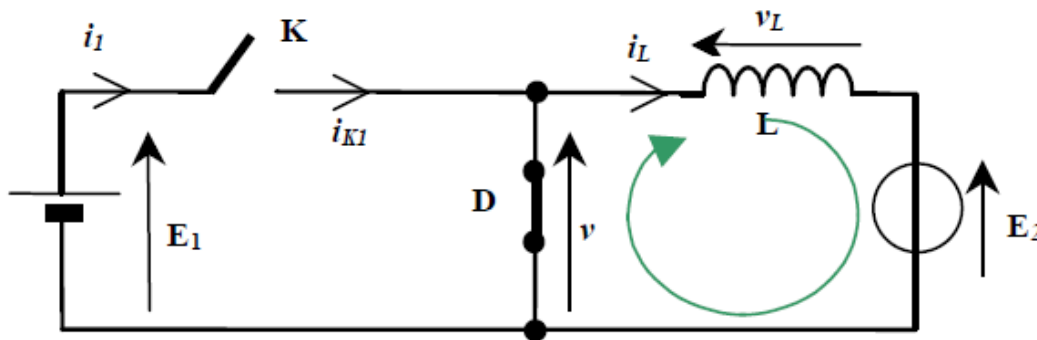


Figure I.4 : Phase de restitution

L'équation de la maille illustrée en vert à la figure I.4 s'écrit:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = -E_2 \quad (I.3)$$

et le courant dans l'inductance:

$$i_L = \frac{E_2}{L}t + C \quad (I.4)$$

C'est une droite de pente négative et  $i_L$  est positif à cause du sens de la diode D. Il s'ensuit que l'énergie stockée dans l'inductance diminue. Il s'agit donc bien d'une phase de restitution.

#### I.4.1.4 Etude du régime critique ou de conduction continue

On doit pouvoir enchaîner les phases d'accumulation et de restitution avec un régime de conduction continue périodique pour le courant dans l'inductance. Ceci permet de déterminer l'équation de raccordement et le rapport cyclique critique.

La soupape K est commandée par un signal de commande dit de synchronisation. La période de hachage est notée  $T$  et  $f$  la fréquence correspondante. La soupape est fermée de  $t = 0$  à  $\alpha T$  et ouverte de  $\alpha T$  à  $T$ . ( $\alpha$  est le rapport cyclique). Pour une valeur particulière  $\alpha_c$  du rapport cyclique  $\alpha$ , la condition ci-dessus est remplie. On obtient alors le chronogramme qui suit :

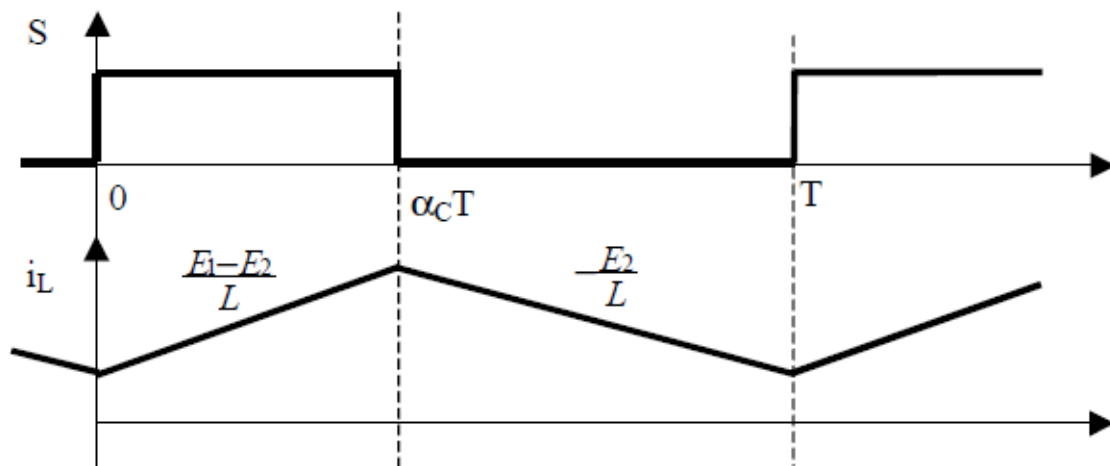


Figure I.5 : Chronogramme du courant inductif.

Pour écrire l'équation de raccordement, il suffit d'écrire que le courant dans l'inductance est périodique:

$$0 = \Delta i_L^+ + \Delta i_L^- = \frac{E_1 - E_2}{L} \alpha_c T + \left( \frac{-E_2}{L} \right) (T - \alpha_c T) \quad (I.5)$$

En résolvant l'équation de raccordement, on trouve:

$$\alpha_c = \frac{E_2}{E_1} \quad (I.6)$$

C'est le rapport cyclique critique.

### I.4.1.5 Etude du régime de fonctionnement

$\alpha_c$  est le rapport cyclique critique du hacheur (ici  $\frac{E_2}{E_1}$ )  $\alpha$  est le rapport cyclique avec lequel on commande le hacheur (donc la soupape K). Il y a trois régimes de conductions:

- Le régime divergent (destructif).
- Le régime DNI (débit non interrompu ou continu ou encore régime critique)
- Le régime DI (débit interrompu ou discontinu).

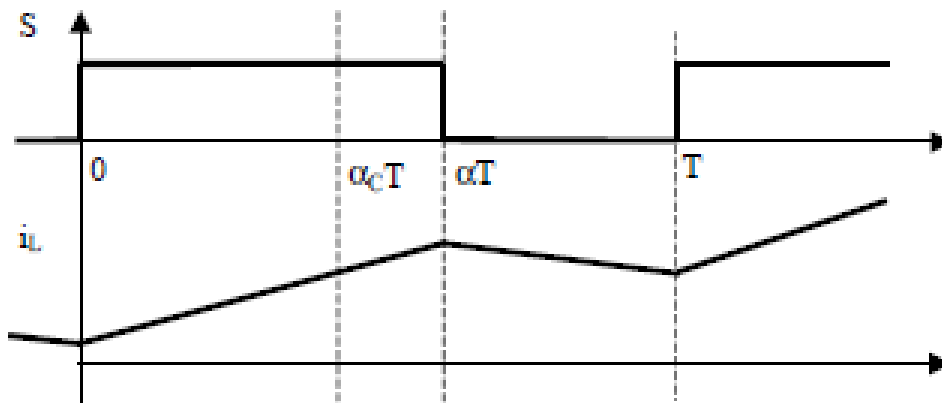


Figure I.6 : Régime divergent ( $\alpha > \alpha_c$ )

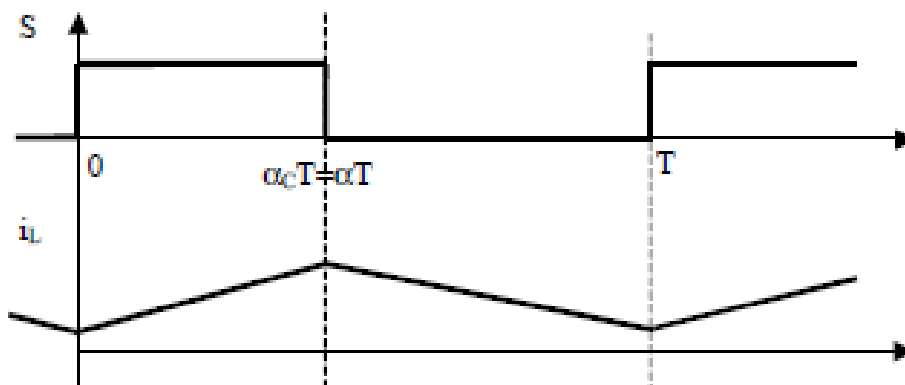


Figure I.7 : Régime DNI ( $\alpha = \alpha_c$ )

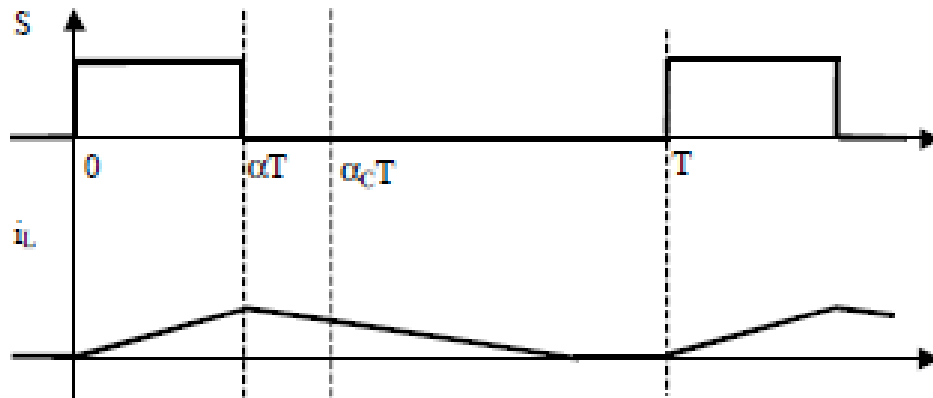


Figure I.8: Régime DI ( $\alpha < \alpha_c$ )

Pour faire cette étude, il faut s'intéresser à la charge du hacheur (ici E2). On distinguera essentiellement deux cas:

➤ *Premier cas : Charge adaptative*

On entend par charge adaptative une charge pour laquelle la tension puisse évoluer suffisamment rapidement en fonction de la valeur moyenne de l'intensité du courant qui la traverse.

Exemple: Un moteur à courant continu est une charge adaptative car si le courant augmente, alors son couple augmente, alors, si le moteur n'est pas mécaniquement contraint, sa vitesse augmente et sa f.e.m augmente.

Exemple: Une charge composée d'un condensateur et d'une résistance en parallèle est une charge adaptative car si le courant augmente, il y aura un courant moyen non nul dans le condensateur, alors le condensateur va augmenter sa charge et par suite la tension à ses bornes.

Dans le cas de la *charge adaptative*, on montre que le hacheur fonctionnera en *régime DNI* quelque soit  $\alpha$ . De plus, on pourra écrire valablement  $\alpha = \alpha_c$  pour le régime permanent.

➤ *Deuxième cas : Charge non adaptative*

On entend par charge non adaptative une charge pour laquelle la tension est indépendante de la valeur moyenne de l'intensité du courant qui la traverse.

Exemple : Une batterie d'accumulateur est une charge non adaptative car sa tension reste (à peu près) constante et ne dépend (quasiment) pas de l'intensité du courant.

Dans le cas de la *charge non adaptative*, il faudra toujours se placer en *régime DI* afin d'éviter le régime divergent qui est destructif. A charge au concepteur du hacheur de faire en sorte que la relation  $\alpha < \alpha_c$  soit toujours respectée sous peine de destruction.

### I.4.2 Le hacheur survolteur

Le Hacheur survolteur est un convertisseur continu-continu qui permet d'élever le niveau de la tension d'une source continu DC. Ce dernier est aussi appelé Boost-converter [2].

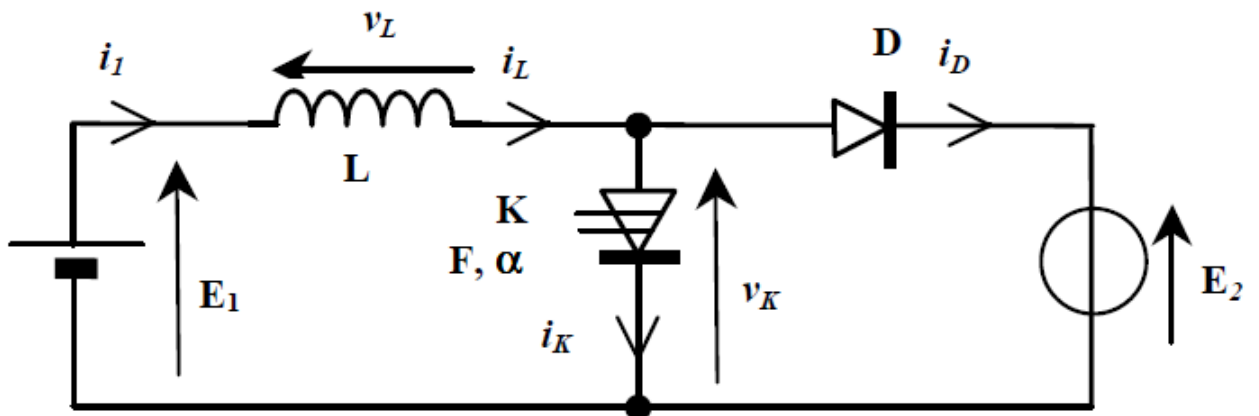


Figure I.9 : Hacheur survolteur

#### I.4.2.1 Etude de la mise sous tension

On montre sans difficulté qu'il faut que  $E_1$  et  $E_2$  doivent être tous deux positifs ou nuls et qu'il faut que  $E_2 > E_1$ . C'est donc un hacheur non inverseur et un hacheur élévateur de tension.

Vu le sens des diodes, on voit également que les courants d'entrée et de sortie ne peuvent pas être négatifs. Ce qui veut dire que l'énergie circule dans un seul sens qui est de l'entrée vers la sortie.

#### I.4.2.2 Etude de l'accumulation

La tension  $v_K$  est nulle car la soupape conduit. La tension aux bornes de la diode D vaut  $v_D = -E_2$ , elle est bloquée et le schéma devient:

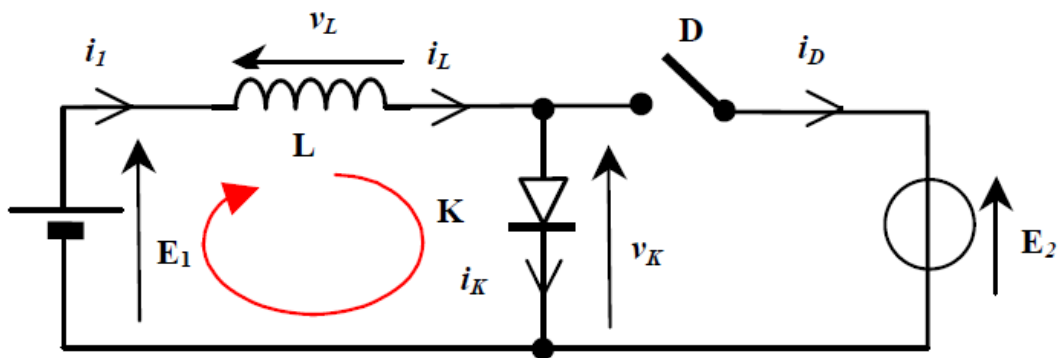


Figure I.10 : Phase d'accumulation

L'équation de la maille illustrée en rouge sur la figure 1.10 s'écrit:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = E_1 \tag{I.7}$$

et le courant dans l'inductance:

$$i_L = \frac{E_1}{L} t + C \tag{I.8}$$

C'est une droite de pente positive et  $i_L$  est positif. Il s'ensuit que l'énergie stockée dans l'inductance augmente. Il s'agit donc bien d'une phase d'accumulation.

### I.4.2.3 Etude de la restitution

Lors du blocage de K, il est facile de voir que  $i_L$  va se mettre à diminuer. La dérivée du courant, et par suite, la tension  $v_L$ , deviendront négatives. La tension aux bornes de la diode  $v_D = E_1 - v_L$  va croître jusqu'à devenir supérieure à  $E_2$  et l'amorçage de la diode D. Le schéma devient:

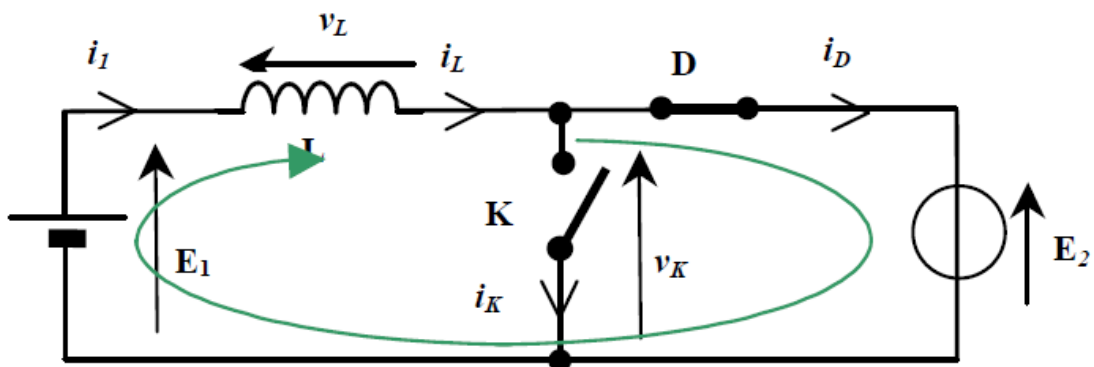


Figure I.11 : Phase de restitution

L'équation de la maille illustrée en vert sur la figure 1.11 s'écrit:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = -(E_2 - E_1) \quad (I.9)$$

et le courant dans l'inductance:

$$i_L = -\left(\frac{E_2 - E_1}{L}\right)t + C \quad (I.10)$$

C'est une droite de pente négative car  $E_2 > E_1$  et  $i_L$  est positif à cause du sens de la diode D. Il s'ensuit que l'énergie stockée dans l'inductance diminue. Il s'agit donc bien d'une phase de restitution.

#### I.4.2.4- Etude du régime critique ou de conduction continue

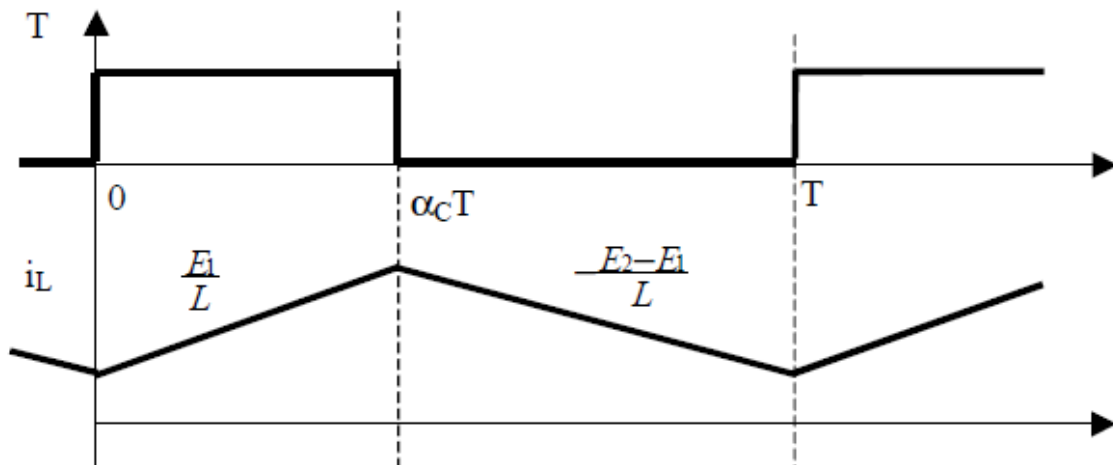


Figure I.12 : Chronogramme du courant inductif

L'équation de raccordement s'écrit:

$$0 = \Delta i_L^+ + \Delta i_L^- = \frac{E_1}{L} \alpha_c T - \left(\frac{E_2 - E_1}{L}\right)(T - \alpha_c T) \quad (I.11)$$

En résolvant l'équation de raccordement, on trouve:

$$\alpha_c = 1 - \frac{E_1}{E_2} \quad (I.12)$$

C'est le rapport cyclique critique du hacheur.



### 1.4.2.5 Etude du régime de fonctionnement

➤ *Premier cas : charge adaptative*

Le hacheur fonctionnera en régime DNI quelque soit  $\alpha$ . De plus, on pourra écrire valablement  $\alpha = \alpha_c$  en régime permanent.

➤ *Deuxième cas : charge non adaptative*

Il faudra toujours se placer en régime DI afin d'éviter le régime divergent qui est destructif; et, par suite, faire en sorte que la relation  $\alpha < \alpha_c$  soit toujours respectée sous peine de destruction du hacheur [12]

### I.4.3 Le hacheur dévolteur-survolteur

C'est un convertisseur continu-continu qui permet de faire les deux conversions soit d'élever ou bien d'abaisser le niveau de la tension d'une source continu DC. Il est aussi appelé Buck-Boost chopper [15].

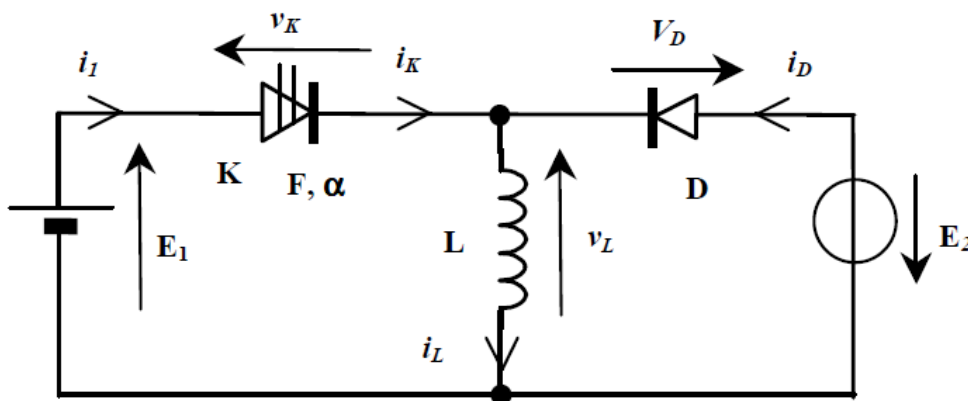


Figure I.13 : Hacheur dévolteur-survolteur

#### I.4.3.1 Etude de la mise sous tension

On montre sans difficulté qu'il faut que  $E_1$  et  $E_2$  soient inversés. C'est donc un hacheur inverseur qui fournit des tensions négatives à partir d'une source de tension positive.

Vu le sens des diodes, on voit également que les courants d'entrée et de sortie ne peuvent pas s'inverser.

C'est donc un hacheur un quadrant qui n'a aucune réversibilité. L'énergie ne peut circuler que de l'entrée vers la sortie.

### I.4.3.2 Etude de l'accumulation

La tension  $v_K$  est nulle car la soupape conduit. La tension aux bornes de la diode D vaut  $v_D = -E_2 - E_1$ . Elle est bloquée et le schéma devient:

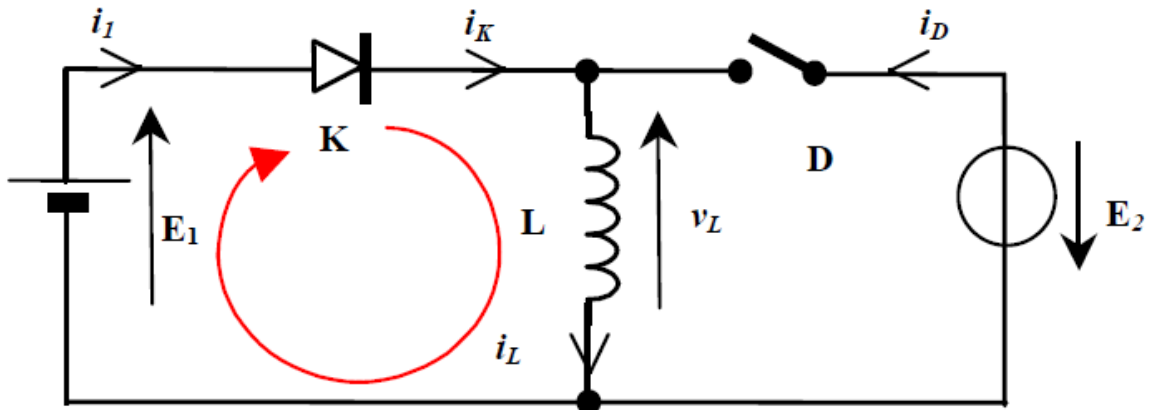


Figure I.14 : Phase d'accumulation

L'équation de la maille s'écrit:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = E_1 \quad (I.13)$$

Et le courant dans l'inductance:

$$i_L = \frac{E_1}{L} t + C \quad (I.14)$$

C'est une droite de pente positive et  $i_L$  est positif. Il s'ensuit que l'énergie stockée dans l'inductance augmente. Il s'agit donc bien d'une phase d'accumulation.

Il n'y a pas de condition sur  $E_2$ . Ce qui revient à dire que la tension de sortie peut prendre n'importe quelle valeur. C'est donc un hacheur abaisseur et élévateur (Buck et Boost).

### I.4.3.3 Etude de la restitution

Lors du blocage de K, il est facile de voir que  $i_L$  va se mettre à diminuer. La dérivée du courant, et par suite, la tension  $v_L$ , deviendront négatives. La tension aux bornes de la diode  $v_D = E_2 + v_L$  va décroître jusqu'à l'amorçage de la diode D. Le schéma devient:

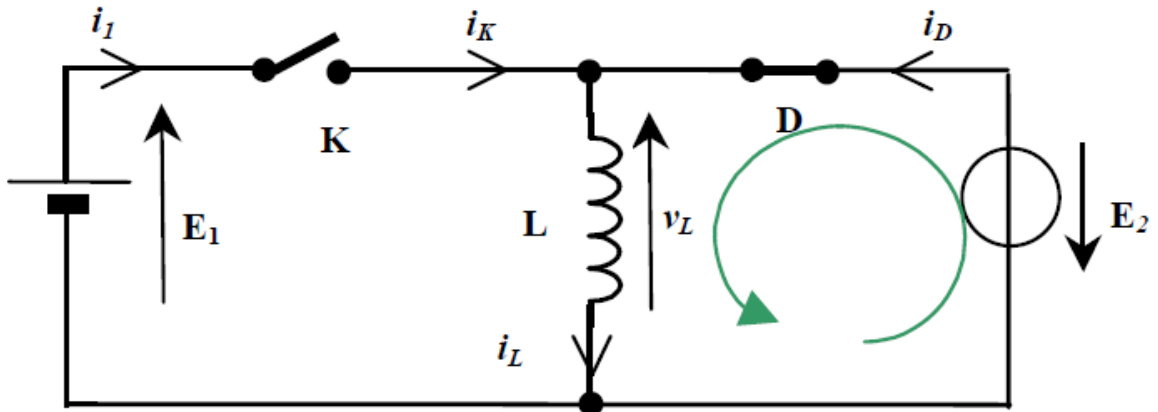


Figure I.15 : Phase de restitution

L'équation de la maille s'écrit:

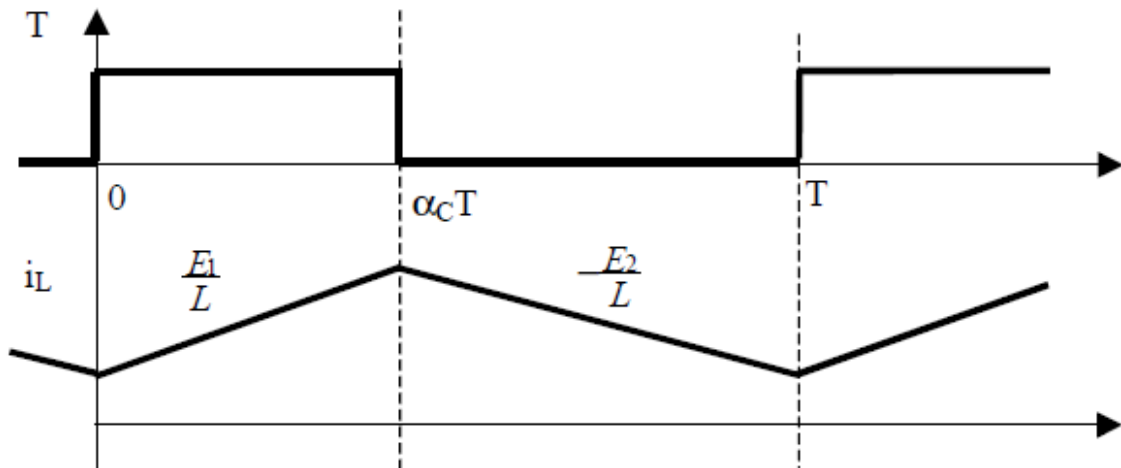
$$v_L = \frac{L di}{dt} = -E_2 \tag{I.15}$$

et le courant dans l'inductance:

$$i_L = -\frac{E_2}{L}t + C \tag{I.16}$$

C'est une droite de pente négative car  $E_2 > E_1$  et  $i_L$  est positif à cause du sens de la constante C. Il s'ensuit que l'énergie stockée dans l'inductance diminue. Il s'agit donc bien d'une phase de restitution.

#### I.4.3.4- Etude du régime critique ou de conduction continue



**Figure I.16** : Chronogramme du courant inductif

L'équation de raccordement s'écrit:

$$0 = \Delta i_L^+ + \Delta i_L^- = \frac{E_1}{L} \alpha cT - \frac{E_2}{L} (T - \alpha cT) \quad (\text{I.17})$$

En résolvant l'équation de raccordement, on trouve:

$$\alpha_c = \frac{E_1}{E_1 + E_2} \quad (\text{I.18})$$

C'est le rapport cyclique critique du hacheur.

#### I.4.3.5 Etude du régime de fonctionnement

➤ *Premier cas : charge adaptative*

Le hacheur fonctionnera en régime DNI quelque soit  $\alpha$ . De plus, on pourra écrire valablement:  $\alpha = \alpha_c$  en régime permanent

➤ *Deuxième cas : charge non adaptative*

Il faudra toujours se placer en régime DI afin d'éviter le régime divergent qui est destructif; et, par suite, faire en sorte que la relation  $\alpha < \alpha_c$  soit toujours respectée sous peine de destruction du hacheur.

### I.5 Utilisation des Hacheurs

Le Hacheur peut être utilisé dans différents domaines tel que :

- Alimentation et réglage de la vitesse d'un moteur à courant continu [19].
- Il est aussi utilisé pour faire varier la vitesse des moteurs à courant continu des moteurs à excitation séparée dans le cas où il est alimenté par une source de tension fixe [19].
- Alimentation d'un compteur Geiger portable ou d'un flash électronique (qui nécessitent des hautes tensions) à partir d'une pile (batterie) en utilisant un hacheur survolteur [17].

## I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par présenter les convertisseurs statiques DC-DC, ensuite, nous avons détaillé l'étude des trois types de hacheurs : abaisseur, élévateur ainsi que le hacheur dévolteur-survolteur.

En dernier, nous avons présenté une méthode d'étude qui peut être généralisée à tous les hacheurs. Cette méthode est décomposée en cinq parties essentielles : l'étude de la mise sous tension, étude de l'accumulation, étude de la restitution, étude du régime critique ou de conduction continue et enfin l'étude du régime de fonctionnement.

---

# Chapitre II : Concepts généraux sur le réglage par Mode Glissant

---

## II-1 Introduction

En général, les techniques de commande sont demandées dans le but de résoudre le problème des variations paramétriques, avec une erreur statique nulle, une réponse rapide, donc un système de contrôle stable et robuste. Parmi ces techniques, on trouve la commande par mode de glissement connue par sa simplicité et sa robustesse. Cette dernière a été inventée pour la première fois en Union Soviétique (Emelynov, 1950). Par la suite, des travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles [19].

Au début des années 80, la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement est devenue très intéressante et attractive, elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, une très haute précision, une bonne stabilité, un temps de réponse très faible) [18].

La commande par mode de glissement (en anglais : Sliding mode CONTROL), est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structures variables (S.S.V). Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Toute repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelée encore surface de glissement [17].

Dans ce chapitre, en première étape, les configurations de base et les conditions d'existence des régimes glissants seront nommés. La formulation de la surface de glissement par une contre réaction d'état linéaire sans et avec intégrateur sera notamment présentée. En dernier, nous exposerons la synthèse de la loi de commande par la méthode d'imposition des pôles en boucle fermée.

## II-2 Les différents types de commande

On peut appliquer plusieurs types de commande pour les convertisseurs, on trouve parmi elle :

- La commande par retour d'état. C'est une commande robuste non linéaire basée sur la boucle de courant standard.
- La commande par hystérésis programmé. La fréquence du signal de cette commande est constante.
- La commande par mode de glissement. C'est une commande robuste et rapide et qui est appropriée aux convertisseurs statiques.
- Le comportement dynamique des convertisseurs est décrit par un modèle non linéaire. Il nécessite donc une commande à structure variable. Par ailleurs, elle doit être insensible et stable à la variation de courant de charge. Les caractéristiques attendues de la commande peuvent être réalisées par une synthèse fondée sur la technique du mode de glissement [4].

## II-3 Principe du réglage par mode glissant

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu' au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. Parmi les propriétés des modes glissants [20] :

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état, par conséquent l'ordre des

équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.

- La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.

Soit le système dynamique non-linéaire analytique suivant [20] :

$$\frac{dx}{dt} = F(x, t) + g(x, t)U \quad (\text{II.1})$$

Où  $x \in X$ , un ouvert de  $\mathbb{R}^n$  et  $U$  est la fonction de commande (discontinue).

$U : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ ,  $F(x, t)$  et  $g(x, t)$  ; des champs des vecteurs définis dans un ouvert de  $\mathbb{R}^n$ , avec  $g(x, t) \neq 0, \forall x \in X$ .

Soit  $s$  une fonction continue  $s : x \rightarrow \mathbb{R}$  ; dont le gradient est non nul sur  $x$ , l'ensemble :  $s = \{x \in \mathbb{R}^n : s(x) = 0\}$ , définie une surface régulière de dimension  $(n - 1)$  dans  $x$ , appelée aussi surface de glissement.

Une condition nécessaire pour l'existence des régimes glissants est que la condition de transversalité (II.3), doit être localement satisfaite sur  $s$ .

$$L_g s \neq 0 \quad (\text{II.2})$$

Si le régime glissant existe localement sur  $s$  alors :

$$L_g s < 0 \quad (\text{II.3})$$

La condition nécessaire et suffisante d'existence locale des régimes glissants est donnée par le système :

$$\begin{cases} (L_F + g U_{\min} s) + \frac{\partial s}{\partial t} < 0 & \text{si } s \rightarrow 0^+ \\ (L_F + g U_{\max} s) + \frac{\partial s}{\partial t} > 0 & \text{si } s \rightarrow 0^- \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Où :

$L_g s$ , est la dérivée de Lie de la quantité  $s$  suivant le champ du vecteur  $g$  est donnée par :



$$\mathbf{L}_g \mathbf{s} = \frac{\partial \mathbf{s}}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g} \quad , \quad \frac{\partial \mathbf{s}}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{s}}{\partial x_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial \mathbf{s}}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

A partir du système d'inégalité (II.4), on arrive à donner les états du système (II.1) par les paramètres de celui-ci, ceci nous conduit donc à délimiter le domaine d'existence des régimes glissants [13].

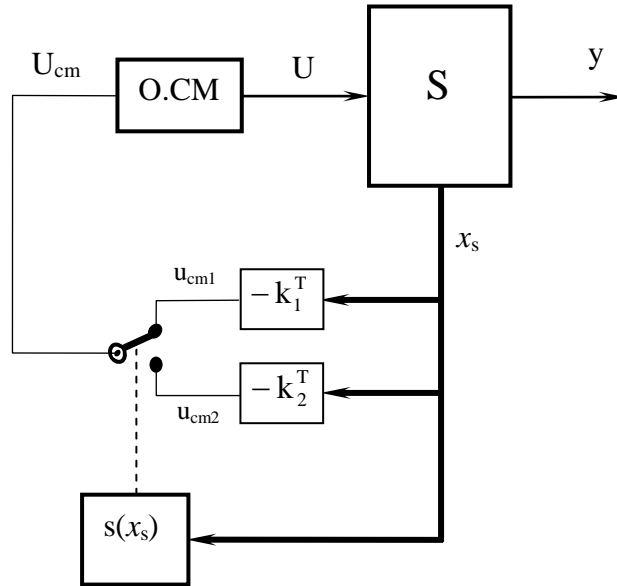
## II-4 Système à structure variable

Dans le système de réglage à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différente [19]:

- La première configuration change la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable,
- La deuxième configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

### II-4.1 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre - réaction d'état variable

L'organe de commande reçoit dans ce cas une tension de commande  $u_{cm}$  qui commute rapidement entre deux variables  $U_{cm1}$  et  $U_{cm2}$ , comme illustré sur la figure II-2, ce qui peut provoquer des fortes sollicitations de l'organe de commande, cet inconvénient empêche très souvent une réalisation pratique de cette configuration .



**FigureII.1 :** Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation d’une contre réaction d’état variable.

O.CM : organe de commande .

S: système à commander .

$s(x_s)$  : surface de glissement .

$U_{cm}$ : tension de commande .

$x_s$ : vecteur d’état global de dimension  $n_s$ .

Suivant que  $s(x_s)$  est positive ou négative, la commande  $U$  est donnée par :

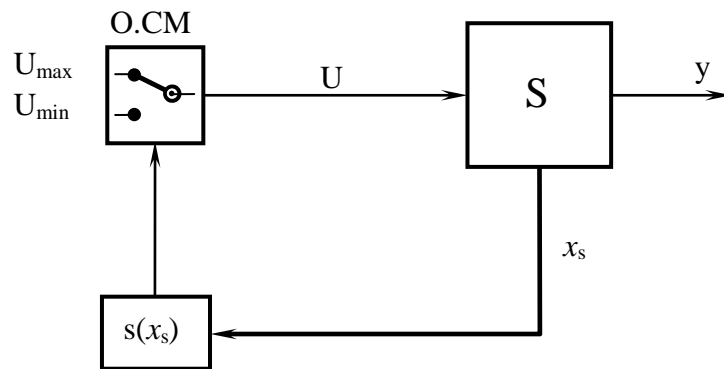
$$U_{cm} = \begin{cases} U_{cm1} = -k_1^T x_s & \text{pour } s(x_s) > 0 \\ U_{cm2} = -k_2^T x_s & \text{pour } s(x_s) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

$k_{1,2}^T$  : gains du retour d’état.

#### II-4.2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l’organe de commande

Dans ce cas , l’organe de commande (O.CM) doit être conçu de sorte que la grandeur de commande  $U$  ne prenne que les deux valeurs  $U_{max}$  et  $U_{min}$ . La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

$$U = \begin{cases} U_{\max} & \text{si } s(x) > 0 \\ U_{\min} & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$



**Figure.II-2 :** Configuration avec changement de structure par commutation de l'organe de commande.

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. L'électronique de puissance met à disposition un organe de commande qui répond parfaitement aux exigences posées ; c'est le variateur de courant continu à pulsation ; ce dernier est utilisé pour alimenter des moteurs à courant continu, il y a aussi des onduleurs monophasés ou triphasés à pulsation, qui sont employés pour l'alimentation du stator des machines à courant alternatif [19].

## II-5 Conditions d'existence du mode glissant

Les conditions de convergence permettent à la dynamique du système dans le plan de phase de converger vers la surface de glissement.

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $U_{\max}$  et  $U_{\min}$ , ce phénomène est illustré par la Figure.II-3, pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état  $x_{s1}$  et  $x_{s2}$  [13].

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commutation  $s(x_s) = 0$  (droite en trait mixte) les droites décalées parallèlement de  $\pm \Delta s'_h$ . Une trajectoire avec  $U = U_{\max}$  touche au point «a» le seuil de basculement inférieur. Si avec  $U = U_{\min}$  la trajectoire est orientée vers l'intérieure de la zone de hystérèse, elle touche au point «b» le seuil de basculement supérieure ou à lieu une commutation sur  $U = U_{\max}$ . Si la trajectoire est de nouveau orientée vers

l'intérieure, elle touche au point «c» le seuil de basculement inférieure et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieure la zone de l'hystérèse.

Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone où des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie par la suite, on supposera une hystérèse infiniment petite, dans un tel cas, la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de :

$$s(x_s) = -k_s^T x_s + w k_w = 0. \tag{II.8}$$

Par conséquent, le vecteur d'état  $x_s$  suit une trajectoire qui respecte cette condition, la fréquence est alors infiniment élevée.

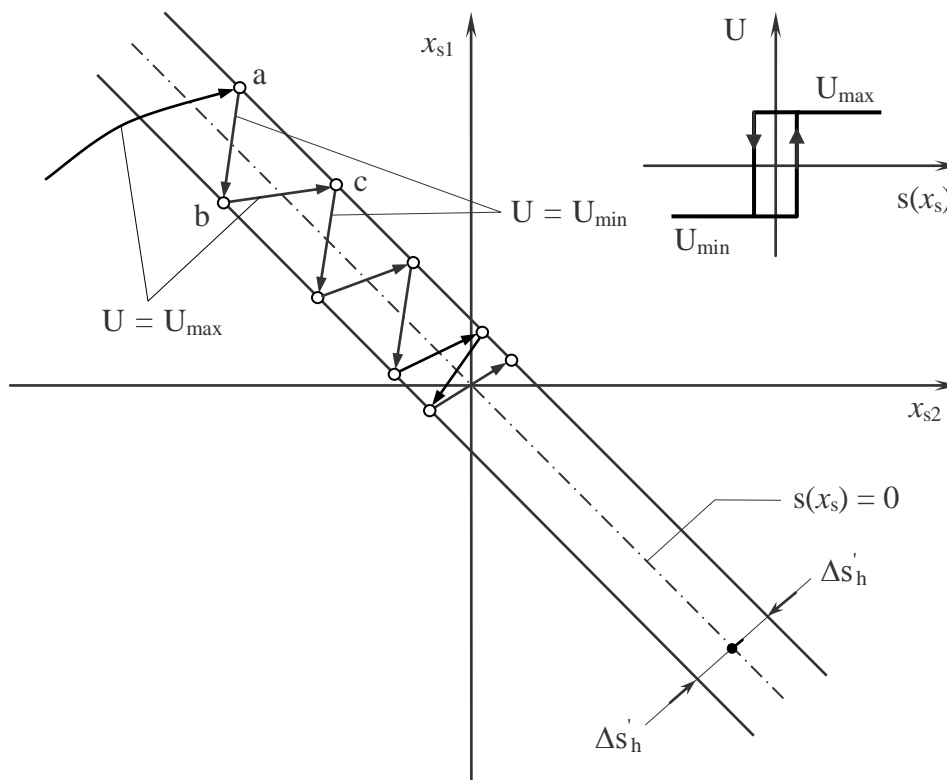


Fig.II-3 Démonstration du mode de glissement.

## II-6 Fonction de Lyapunov

La fonction de LYAPUNOV, C'est une fonction scalaire positive ;  $V(x) > 0$ , pour les variables d'état du système. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande pour l'étude

de la robustesse, elle garantit la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence; on la choisie comme suit [19] :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{II.9})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(s) = s(x) \dot{s}(x) \quad (\text{II.10})$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit d'assurer la condition [16]:

$$V(x) = s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0 \quad (\text{II.11})$$

### II-7 Commande équivalente (méthode d'Utkin)

Pour le système linéaire décrit par l'équation d'état suivante [7] :

$$\begin{cases} \dot{x}_s = A_s x_s + b_s u + b_{s_v} v \\ y = c_s^T x_s \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

$v$  : La grandeur de perturbation intervient sur le système à régler.

En régime de glissement idéal on a:

$$s(x, T) = 0 \quad (\text{II.13})$$

Donc, la dérivée par rapport au temps doit aussi toujours être nulle [20] :

$$\dot{s}(x, T) = 0 \quad (\text{II.14})$$

et

$$-k_s^T \dot{x}_s + \dot{w} k_w = 0 \quad (\text{II.15})$$

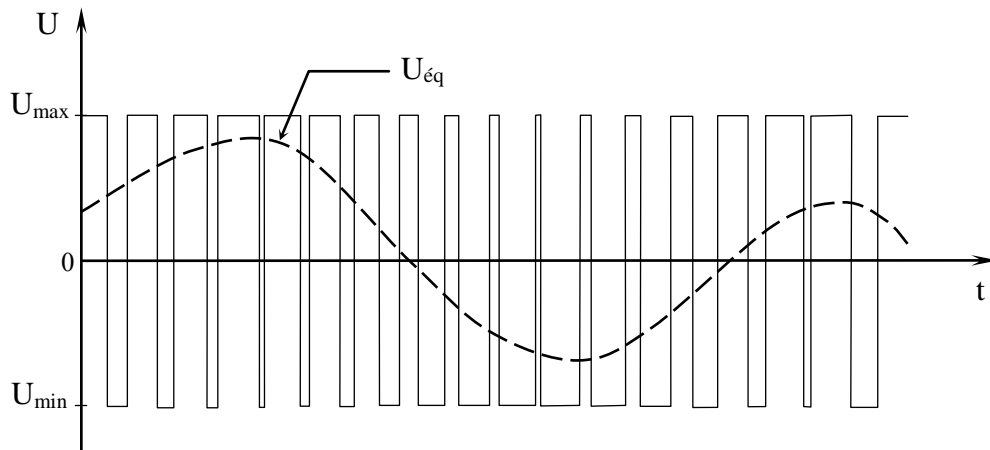
Alors :

$$U_{\text{éq}} = -\frac{1}{k_s^T b_s} k_s^T (A_s x_s + b_{s_v} v) + \frac{1}{k_s^T b_s} \dot{w} k_w \quad (\text{II.16})$$

Pour que  $U_{\text{éq}}$  prenne une valeur finie, il est indispensable que :  $k_s^T b_s \neq 0$ . Ceci est une condition intrinsèque pour l'apparition du mode de glissement.

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant une fonction continue représentant la moyenne des commutations successives de  $U$  entre  $U_{\max}$  et  $U_{\min}$  [13]. Cette interprétation permet de formuler une condition pour l'existence du mode glissement.

$$U_{\min} < U_{\text{éq}} < U_{\max}. \quad (\text{II.17})$$



**Figure II.4 :** Commande équivalente et réelle

## II-8 La loi de commutation par contre-réaction d'état

La configuration d'un système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande, présenté à la figure II-5 est exprimée par une contre-réaction d'état [13], [18].

La loi de commutation choisie a la forme suivante :

$$s(x_s) = -k_s^T x_s + w k_w \quad (\text{II.18})$$

$w$  : La grandeur de consigne.

$k_s^T$  : Un vecteur ligne de dimension  $n_s$  qui contient les coefficients de la contre-réaction d'état (vecteur ligne de la contre-réaction).

$k_w$  : Coefficient et l'intervention directe de la grandeur de consigne.

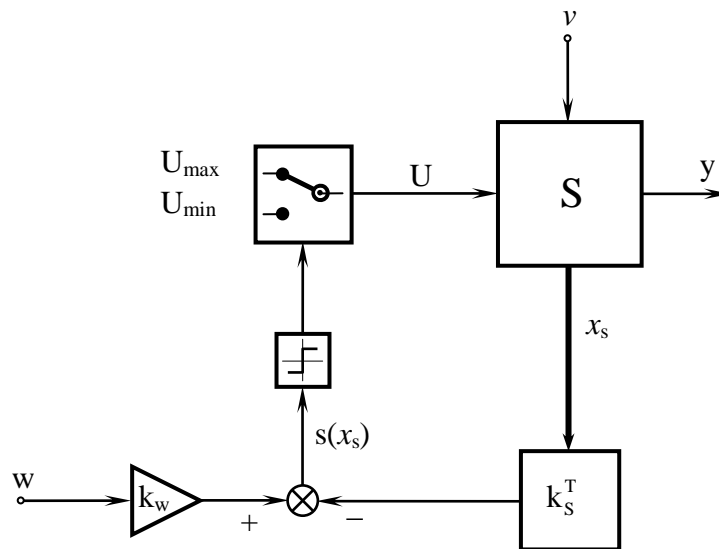


Figure II-5 Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état

Seule l'information sur le signe de la fonction  $s(x_s)$  suffit pour la commutation d'interrupteurs, la logique de commutation est donnée d'une manière compacte par :

$$U = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2} + \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2} \text{Sgn } s(x_s) \tag{II.19}$$

Où la fonction  $\text{Sgn } s(x_s)$  est définie par :

$$\text{Sgn } s(x_s) = +1 \quad \text{pour} \quad s(x_s) > 0 \tag{II.20}$$

$$\text{Sgn } s(x_s) = -1 \quad \text{pour} \quad s(x_s) < 0 \tag{II.21}$$

### II-9 Equation d'état en mode glissant

L'équation d'état du système en mode de glissement est déterminée en remplaçant dans le système initial, équation (II-12), la commande discrète  $U$  par la grandeur de commande équivalente  $U_{eq}$ , il vient donc :

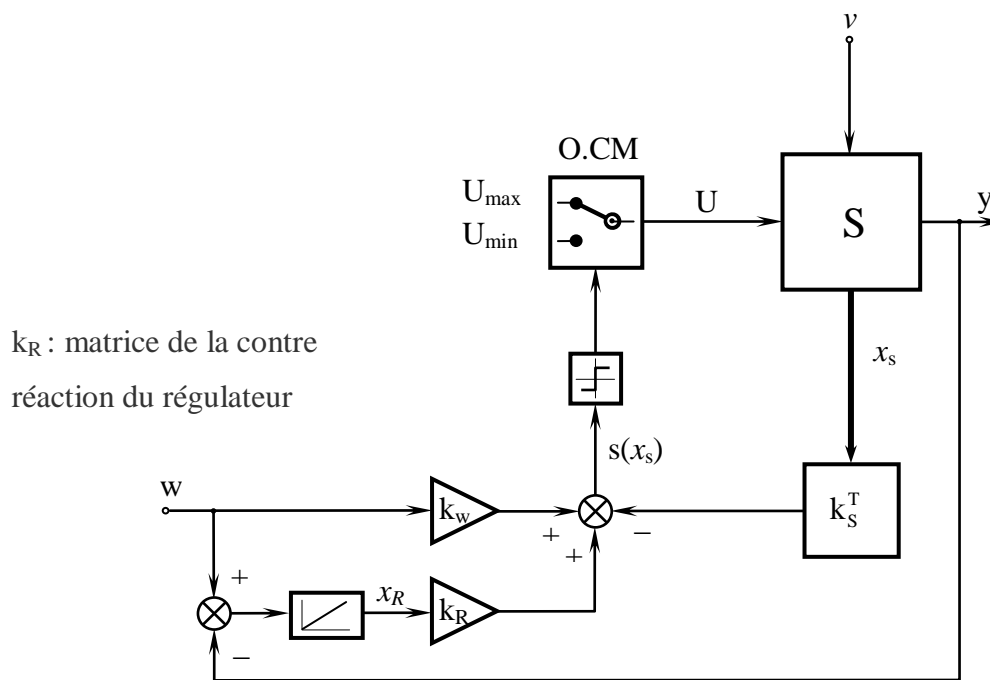
$$\dot{x}_S = A_s^* x_s + b_{sv}^* v + b_{sw}^* \dot{w} \tag{II.22}$$

avec :

$$\begin{cases} A_s^* = \left(1 - \frac{1}{k_s^T b_s} b_s k_s^T\right) A_s \\ b_{sp}^* = \left(1 - \frac{1}{k_s^T b_s} b_s k_s^T\right) b_s \\ b_{sw}^* = \left(\frac{k_w}{k_s^T b_s}\right) b_s \end{cases} \quad (II.23)$$

### II-10 Relations relatives a la commande par contre réaction d'état et régulateur intégrateur

Considérons le cas d'un système linéaire (II.22), la figure II-6, montre la configuration d'un système de réglage avec loi de commutation par contre-réaction d'état au niveau de l'organe de commande et régulateur intégrateur [20].



**Figure II.6 :** Configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur.

Le régulateur intégrateur peut être décrit par l'équation différentielle :

$$\dot{x}_i = \frac{1}{T_i} (w - y) \quad (II.24)$$

Où

$T_i$  : est la constante de temps d'intégration.



L'équation d'état du système globale est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu + b_v v + w b_w \\ y = c_s^T x_s \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Avec la loi de commutation :

$$s(x, T) = -k^T x + wk_w \quad (\text{II.26})$$

où :

$x = [x_s \ x_p]^T$  : Vecteur d'état du système global de dimension  $n = n_s + 1$ .

$k = [k_s \ -k_r]^T$  : Gains du recteur d'état global.

$$A = \begin{pmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{C_s^T}{T_i} & 0 \end{pmatrix}, \quad b = \begin{pmatrix} b_s \\ 0 \end{pmatrix}, \quad b_v = \begin{pmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{pmatrix} \text{ et } b_w = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ T_i \end{pmatrix} \quad (\text{II.27})$$

En suivant la même démarche que le cas sans intégrateur, il vient alors :

$$U_{\text{eq}} = -\frac{1}{k^T b} k^T (Ax + b_v v + b_w w) + \frac{1}{k^T b} k_w \dot{w} \quad (\text{II.28})$$

$$\dot{x} = A^* x + b_v^* v + b_w^* w + b_{\dot{w}}^* \dot{w} \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$$\begin{cases} A^* = \left( I - \frac{1}{k^T b} b k^T \right) A \\ b_v^* = \left( I - \frac{1}{k^T b} b k^T \right) b_v \\ b_w^* = \left( I - \frac{1}{k^T b} b k^T \right) b_w \\ b_{\dot{w}}^* = \frac{k_w}{k^T b} b \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

### II-11 Détermination des coefficients de la contre réaction d'état par imposition des pôles

La méthode de placement des pôles est simple dans son principe et se prête bien pour la commande des systèmes linéaires, son extension pour le cas des systèmes commandé par les

modes de glissement, permet une grande simplicité dans la synthèse de la surface de glissement, donc dans le choix de la dynamique du système en mode glissant [13].

Le problème consiste en la détermination du vecteur de la contre réaction d'état, afin que la matrice d'état en mode glissant (système bouclé), prenne les valeurs propres qui sont égales aux pôles imposés.

Dans ce cas, le système à régler (y compris un régulateur intégrateur) doit être commandable pour pouvoir appliquer la contre réaction d'état en fonctionnement en mode glissant

### II-11.1 Détermination du vecteur de la contre réaction d'état

Le mode glissant est invariant à une transformation linéaire, cette propriété permet la détermination du vecteur de la contre réaction d'état selon deux manières [13]:

- A l'aide de la forme canonique de réglage.
- Sans forme canonique de réglage.

Dans le cas général,  $k^T$  se présente par l'expression suivante :

$$k^T = [k_1 \ k_2 \ \dots \ k_n] \quad (\text{II.31})$$

L'équation caractéristique du système en mode de glissement est :

$$p(s) = \det(sI - A^*) = s^n + \alpha_{n-1}s^{n-1} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0 = 0 \quad (\text{II.32})$$

Les coefficients  $\alpha_i$  du polynôme caractéristique  $p(s)$  sont en relation avec les pôles imposés selon :

$$P(s) = (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n) \quad (\text{II.33})$$

Si le système est présenté sous la forme canonique de réglage, on obtient:

$$\begin{cases} \alpha_0 = 0 \\ k_i = k_n \alpha_i \ ; \ i = 1, 2, \dots, n-1 \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Le coefficient  $\alpha_0$  du polynôme caractéristique est en relation avec le produit des pôles imposés, à savoir :

$$\alpha_0 = (-1)^n p_1 p_2 \dots p_n \quad (\text{II.35})$$

La condition  $\alpha_0 = 0$  implique qu'il faut imposer un pôle à l'origine.

En effet, les éléments du vecteur  $k^T$  ne dépendent que des coefficients  $\alpha_i$  de l'équation caractéristique de fonctionnement en mode glissant.

- Le vecteur  $k^T$  peut être déterminé sans transformer le système original sous la forme de commande, ainsi il est donné par [3] :

$$k^T = k_n [\alpha^T \ 1] T \quad (\text{II.36})$$

Où :

$T$  : est la matrice de transformation linéaire.

$$T = \begin{bmatrix} t^T \\ t^T A \\ \vdots \\ t^T A^{n-1} \end{bmatrix}, \quad t^T = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1] Q_c^{-1}, \quad Q_c = [b \ Ab \ \dots \ A^{n-1}b], \quad (\text{II.37})$$

$$\text{et } \alpha^T = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_{n-1}]$$

$Q_c$  : Matrice de commandabilité.

### II-11.2 Détermination du coefficient $k_w$

Le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne  $k_w$  présente une influence sur la droite de glissement par rapport à l'origine, par conséquent, le domaine du mode glissement varie aussi en fonction de  $k_w$ . est donc choisi de telle sorte que le domaine du mode de glissement contient la région de fonctionnement désirée.

Pour le cas sans intégrateur, en régime stationnaire, on décompose  $k_s^T$  et  $c_s^T$ ,  $k_w$  est déterminée par l'équation suivante [13].

$$k_w \frac{k_n}{c_a^T [d_a^T \ 0] F^{-1} \delta} \quad (\text{II.38})$$

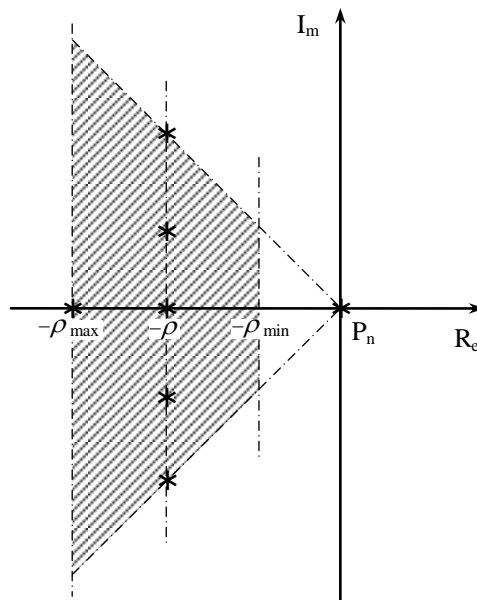
$$k_s^T = [k_a^T \ k_n], \quad c_s^T = [c_a^T \ c_n]$$

avec :

$$\begin{cases} \mathbf{d}_a^T = \mathbf{C}_a^T - \frac{\mathbf{C}_n}{k_n} \mathbf{k}_a^T \\ \mathbf{F} = \left[ \mathbf{A}_s \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{n-1} \\ -\frac{1}{k_n} \mathbf{k}_a^T \end{bmatrix} ; \mathbf{b}_s \right] \\ \delta = \mathbf{A}_s \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{n-1} \\ 1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

## II-12 Choix des pôles en boucle fermée

Le domaine des pôles imposé est représenté à la figure II-7



**Figure II-7 :** Domaine des pôles imposés dans le plan complexe.

Ce domaine est situé dans le demi-plan gauche du plan  $s$ , il est délimité par deux droites verticales correspondant respectivement à des valeurs réelles  $-\rho_{min}$  et  $-\rho_{max}$  et par deux droites inclinées à  $\pm 45^\circ$ , correspondant à des pôles complexes conjugués avec la partie réelle égale à la partie imaginaire, le choix de ces pôles correspond à un amortissement relatif optimal. De plus, il faut garantir un amortissement absolu minimal en délimitant la partie réelle des pôles par une droite limite à  $-\rho_{min}$  [20].

### **II-13** Domaine d'application du réglage par mode glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables : complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz.

Les entraînements électriques pour des machines outils ou des robots, entraînements qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas, le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant.

Il faut mentionner que dans certains domaines tels que les processus chimiques et métallurgies, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages cités précédemment.

### **II-14** Les avantages de la commande par mode glissant

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge, et perturbations ;
- Il suffit de connaître une borne pour  $v$ , ce qui simplifie le réglage ;
- Le choix de la surface de commutation est assez libre ;
- La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de  $v$ .

#### **II -15-1 Phénomène de chattering**

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Evidemment, pour une utilisation pratique, seule une commutation à une fréquence finie est possible. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement ou « chattering ». Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement [21].

La principale raison à l'origine de ce phénomène, c'est le caractère discontinu de la commande qui correspond à la composante discontinue de la forme «  $k \cdot \text{sign}(S)$  » qui permet au point de fonctionnement d'osciller autour de la surface de glissement avec une fréquence élevée [8][10][14][18].

C'est pour ça qu'on peut dire que lorsque la surface de commutation est atteinte, on peut écrire :  $u = u_{eq}$ ,  $\dot{u} = 0$ .

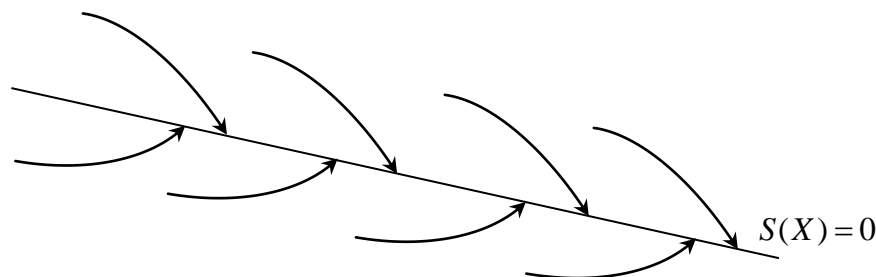
- On a un glissement moins satisfaisant si on a un chattering plus important.
- Le phénomène de chattering apparaît clairement dans la courbe de couple électromagnétique, Cependant le phénomène de chattering sera réduit par des techniques qui sont cités dans le paragraphe suivant

### II-15-2 Elimination du phénomène de chattering [11]

Du point de vue de la synthèse de commande, on procède généralement au choix de la surface de commutation  $S(x)=0$  en fixant le plus souvent la dynamique de glissement, puis on en déduit une commande discontinue  $u(x,t)=0$  du type, équation (II.7) qui rend cette surface attractive et assure ainsi l'apparition du mode de glissement.

Un mode de glissement idéal correspond à une commande qui commute à une fréquence infinie or il n'existe aucun organe de commande pouvant réaliser cette opération. Malgré les différents avantages de la commande par modes de glissement, son utilisation a été entravée par un inconvénient majeur lié au phénomène de broutement (phénomène de Chattering). Ce phénomène est une conséquence naturelle du comportement dynamique réel de l'ensemble actionneur système à commander [20][21].

Le broutement peut provoquer une détérioration anticipée de l'organe de commande ou exciter des dynamiques hautes fréquences non considérées dans la modélisation du système. Ainsi, nous allons chercher par différentes méthodes à limiter ce phénomène.



**Figure. II-8:** Trajectoires d'état vis-à-vis de la surface de

**II-16-Conclusion**

Nous avons vu dans ce chapitre que la commande par mode de glissement est un mode de fonctionnement à structure variable, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande.

La commutation de la commande s'effectue en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une surface dite de glissement, dont le but, est de forcer la dynamique du système de correspondre avec celle définie par l'équation de la surface. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système est dit en régime glissant.

Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations de paramètres du processus, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations.

---

# Chapitre III : Application de la commande à un hacheur Buck

---

## III.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 [5]. La commande de 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.



### III.2 Modélisation générale des convertisseurs DC-DC

Les convertisseurs de commutation DC-DC sont des systèmes dynamiques hybrides caractérisés à la fois par le comportement continu et le comportement dynamique discret. Dans ce qui suit, nous présentons une approche générale de modélisation des convertisseurs DC-DC par application de l'espace d'état des convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost pour le cas d'un mode de conduction continue. Prenons un convertisseur de commutation qui a deux topologies de travail pendant une période  $T$ . Lorsque les contacts sont fermés, le modèle de convertisseur est linéaire. Les équations espace d'état du circuit peut être rédigé et noté comme suit [22] :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1x + B_1U \\ Y = C_1x + E_1U \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Lorsque les commutateurs sont ouverts, le convertisseur peut être modélisé par un autre espace d'état linéaire la déclaration est écrite et a noté comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2x + B_2U \\ Y = C_2x + E_2U \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

De l'équation (III.1) et (III.2) nous pouvons déterminer le modèle moyenne donnée par l'équation (III.3) pour un cycle de commutation entier  $T$ .

$$\begin{cases} \dot{\bar{X}} = A(d)x + B(d)U \\ \bar{Y} = C(d)x + E(d)U \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Où :

Les matrices  $A(d), B(d), C(d), E(d)$  sont définies comme suit :

$$A(d) = dA_1 + (1 - d)A_2 \quad (\text{III.4})$$

$$\begin{cases} B(d) = dB_1 + (1 - d)B_2 \\ C(d) = C_1 + (1 - d)C_2 \\ E(d) = dE_1 + (1 - d)E_2 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Et  $\bar{X}$ ,  $\bar{Y}$ , et  $\bar{U}$  sont respectivement la moyenne de  $x$ ,  $y$  et  $u$  au cours de la période de commutation  $T$ .

Prenons les convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost présentés respectivement par les figures III. 1, III. 2 et III.3 suivantes :

La représentation de l'espace d'état peut être exprimée pour ces convertisseurs comme suit:

$$\dot{\bar{X}} = A(d)\bar{x}, + B(d)\bar{U} \quad (\text{III.6})$$

$$\tilde{v}_0 = C(d)\tilde{x} \tag{III.7}$$

Où :

$$\tilde{x} = \begin{pmatrix} i_L \\ v_0 \end{pmatrix}, C(d) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \end{pmatrix}, \tilde{u} = V_{in}$$

$d = 1$  (interrupteur fermé)

$d = 0$  (interrupteur ouvert)

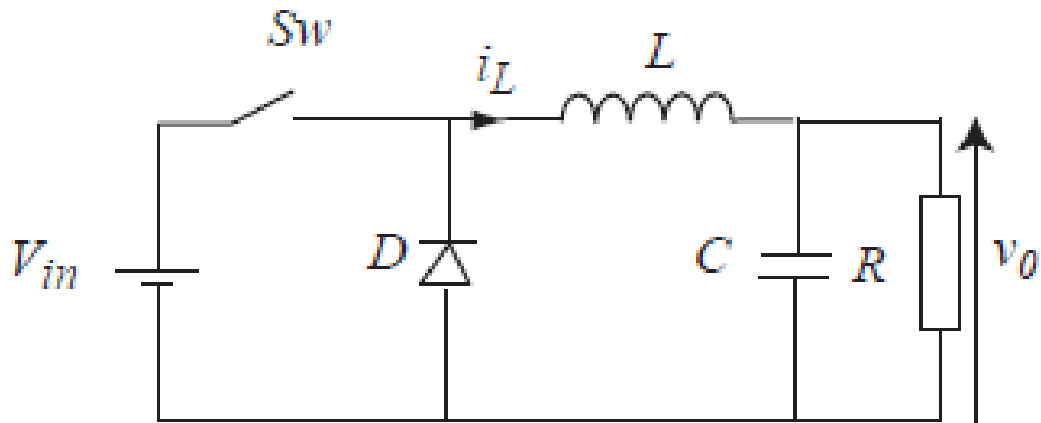


Figure III.1: Structure d'un convertisseur Buck

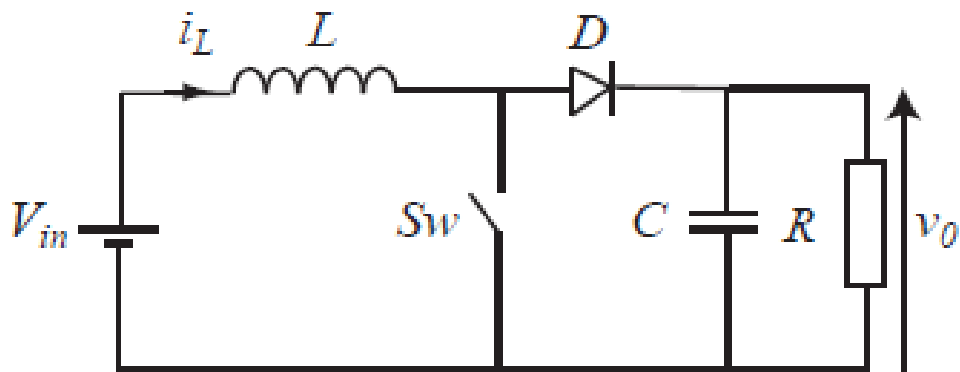


Figure III.2 : Structure d'un convertisseur Boost.

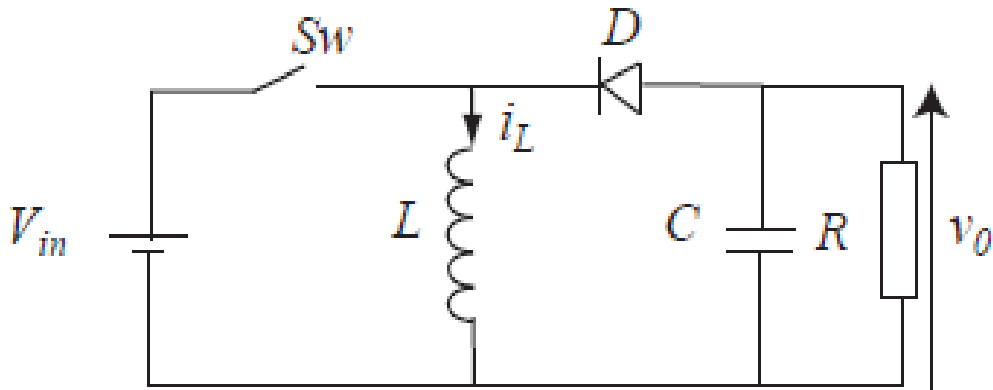


Figure III.3: Structure d'un convertisseur Buck-Boost.

Cependant la matrice A (d) et B (d) dépend du type de convertisseur. Le tableau 1 donne l'expression de ces matrices pour les convertisseurs considérés

Convertisseur buck	Convertisseur boost	Convertisseur buck boost
$A(d) = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}$	$A(d) = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}$	$A(d) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1-d}{L} \\ -\frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}$
$B(d) = \begin{pmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{pmatrix}$	$B(d) = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}$	$B(d) = \begin{pmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{pmatrix}$

Tableau III.1 Matrice A (d) et B (d) expriment les convertisseurs Buck, Boost et Buck Boost

L'approche de modélisation moyenne pour le convertisseur de mode de commutation conduit à un modèle approché non linéaire. La linéarisation de ce type de modèles autour du point de fonctionnement permet à l'application de la méthode de régulation classique, tel que le contrôle PID et la commande adaptative. Toutefois, commande par mode de glissement est considérée comme la plus appropriée et la solution de contrôle car elle est conforme avec le comportement non linéaire de la commutation des convertisseurs DC-DC et elle est robuste contre toutes les incertitudes de modélisation paramétrique.

### III.3 Commande par mode glissant d'un convertisseur Buck

#### III.3.1 Calcul de la surface de glissement

Pour notre cas, nous avons opté pour un convertisseur buck. Pour cela, nous avons considéré la surface de glissement S suivante:

$$S = ke + \dot{e} \quad (\text{III.8})$$

Où :

$k$  est le coefficient de glissement et ' $e$ ' est l'erreur de tension de sortie définie comme suit:

$$e = V_{ref} - V_0 \quad (\text{III.9})$$

En prenant en compte le modèle mathématique du convertisseur Buck , la surface peut être exprimée comme suit:

$$S = k(V_{ref} - V_0) - (\dot{V}_0) \quad (\text{III.10})$$

$$S = k(V_{ref} - V_0) - \left(\frac{1}{C} i_L - \frac{1}{RC} V_0\right) \quad (\text{III.11})$$

$$S = -\frac{1}{C} i_L + \left(\frac{1}{RC} - k\right) V_0 + k V_{ref} \quad (\text{III.12})$$

Et sa dérivée est donné par:

$$\dot{S} = \left(\frac{1-kRC}{RC^2}\right) i_L - \left(\frac{L-kRLC-R^2C}{R^2C^2L}\right) V_0 - \left(\frac{V_{in}}{LC}\right) U \quad (\text{III.13})$$

### III.3.2 Calcul de la loi de commande

L'étape suivante consiste à concevoir l'entrée de commande de sorte que les trajectoires de l'état soient entraînées et attirés vers la surface de glissement, puis rester glissante sur elle pour tout moment ultérieur.

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, le signal  $u$  de la commande par mode glissant se compose de deux éléments d'une composante non-linéaire  $u_n$  et une composante équivalente  $u_{eq}$ .

L'organe de commande constitue l'équivalent d'une entrée de commande qui, lorsqu'on excite le système, produit le mouvement de ce dernier sur la surface de glissement lorsque celui-ci est allumé et chaque fois qu'il est en marche. L'existence du mode de glissement implique que :

$$\dot{S} = 0 \quad (\text{III.14})$$

Ainsi, le contrôle équivalent éventuellement calculé à partir de (III.13) et (III.14) donne:

$$u_{eq} = \alpha_1 i_L - \alpha_2 V_0 \quad (III.15)$$

Tel que:

$$\alpha_1 = \frac{L - kLRC}{RCV_{in}} \quad (III.16)$$

Et

$$\alpha_2 = \frac{L - kRLC - R^2C}{R^2CV_{in}} \quad (III.17)$$

Prenons la fonction de Lyapunov  $V$  positif définie comme suite:

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (III.18)$$

La dérivée de  $V$  par rapport au temps  $\dot{V}$  doit être définie négative  $\dot{V} < 0$  pour assurer la stabilité du système et pour rendre la surface  $S$  attractive. Cette condition conduit à l'inégalité suivante:

$$SS = \dot{S} \left( -\frac{V_{in}}{LC} u_n \right) < 0 \quad (III.19)$$

Pour satisfaire cette condition, la composante de commande non linéaire peut être définie comme suit:

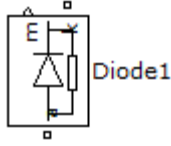
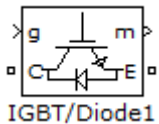
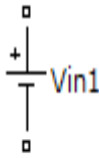
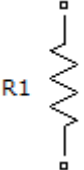
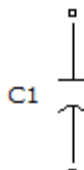
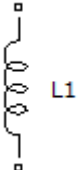
$$u_n = \text{sign}(s) \quad (III.20)$$

### III.3.3 Simulation

Les simulations sont effectuées sous Matlab/Simulink. L'objectif de ces simulations est de montrer la poursuite de la tension et le courant de charge vers leurs valeurs de références.

#### III.3.3.1 Choix des bibliothèques dans Matlab/Simulink

Pour la simulation nous utilisons les composants des bibliothèques SimPower System et Simulink [9].

		
Diode	Transistor	Alimentation CC
		
Résistance	Capacité	Inductance

**Tableau III. 2:** Composants utilisés pour simuler le Buck

**III.3.3.2 Simulation du convertisseur Buck**

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

Paramètres	Valeurs
$V_{in}$	15V
$C$	22 $\mu$ F
$L$	3 mH
$R$	10 $\Omega$
Fréquence de commutation	10 kHz
Vref	5,10 et 7 v

**Tableau III.3 :** Tableau représentant les paramètres de simulation

Le schéma bloc de la commande par mode glissant appliquée au convertisseur buck est présenté par la figure suivante :

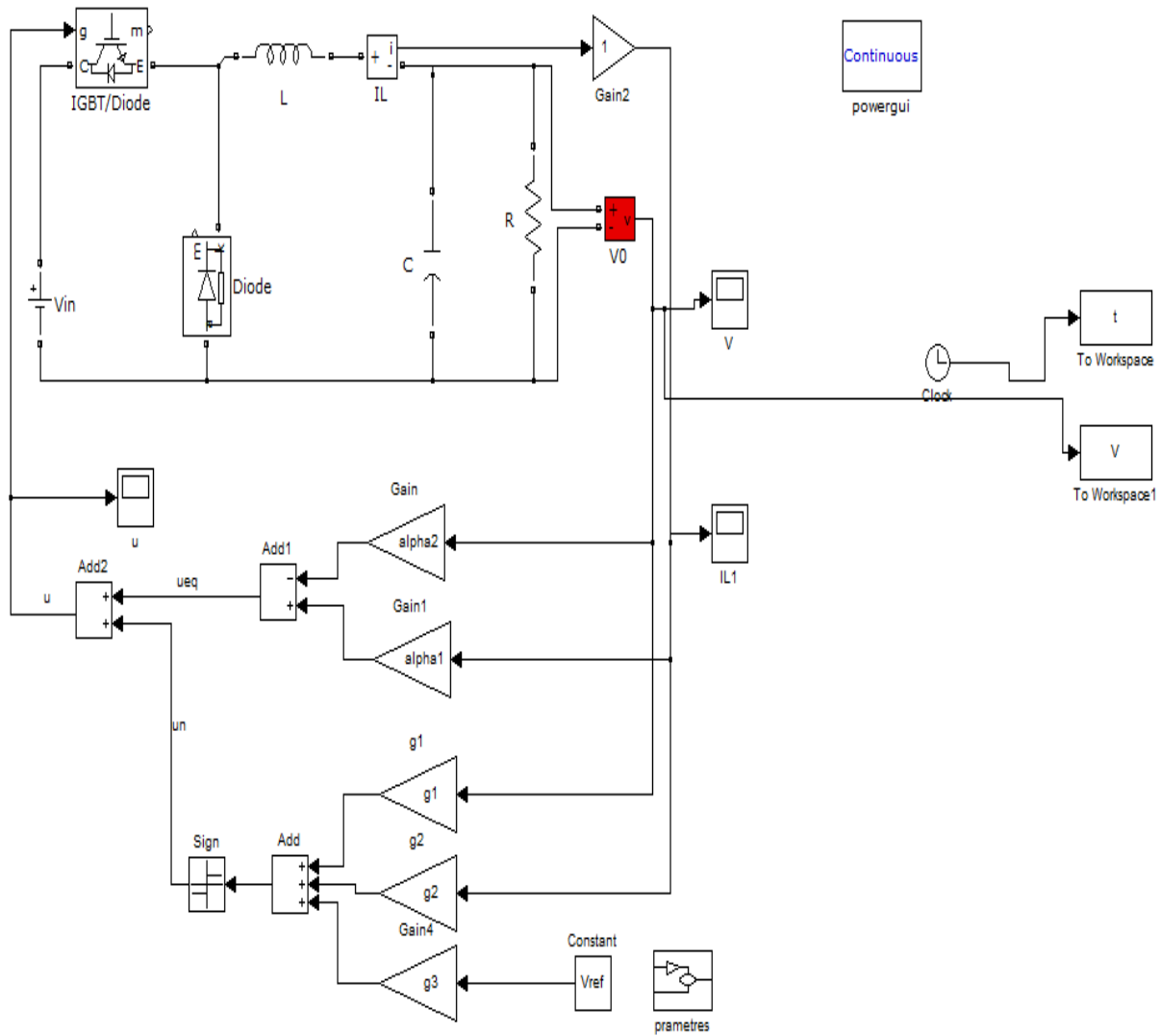


Figure III. 4: commande par mode de glissement d'un convertisseur buck

### III .3.3. 3 Présentation des résultats de la simulation

Les figures suivantes montrent l'évolution de la tension, du courant de charge et la commande appliquée au convertisseur

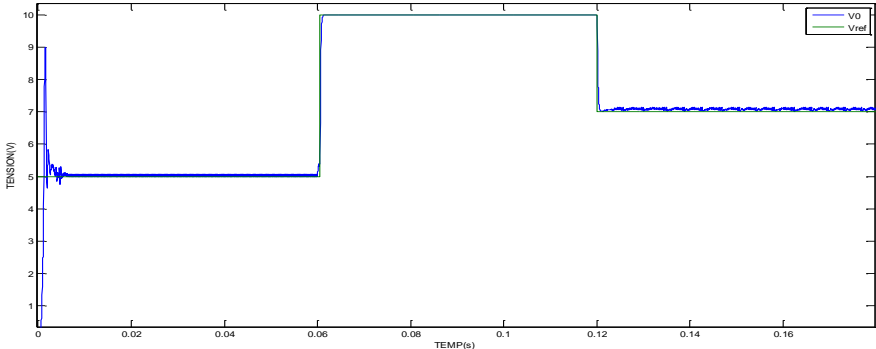


Figure III. 5 : Performance de la poursuite de la tension de référence

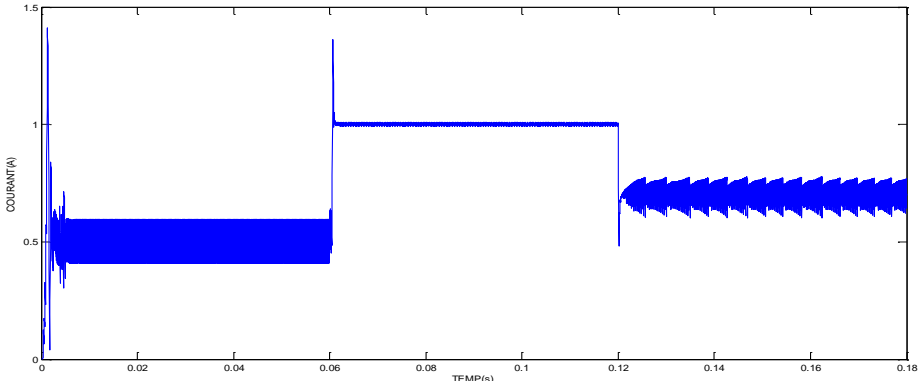


Figure III. 6: Performance de poursuite du Courant de charge

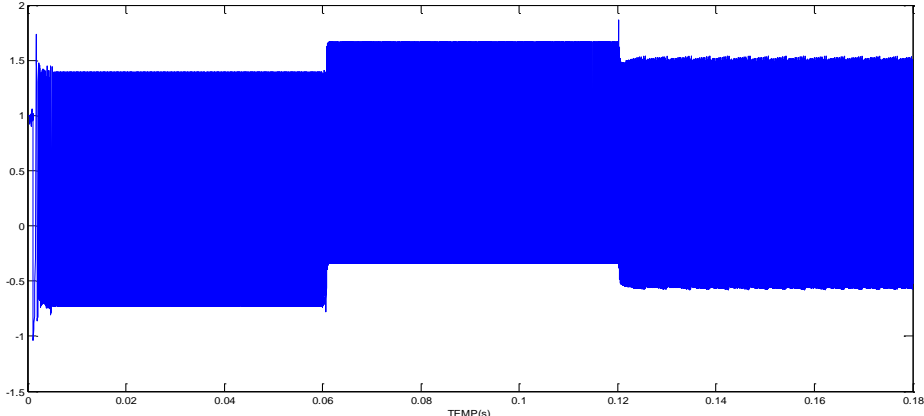


Figure III. 7 : La commande U



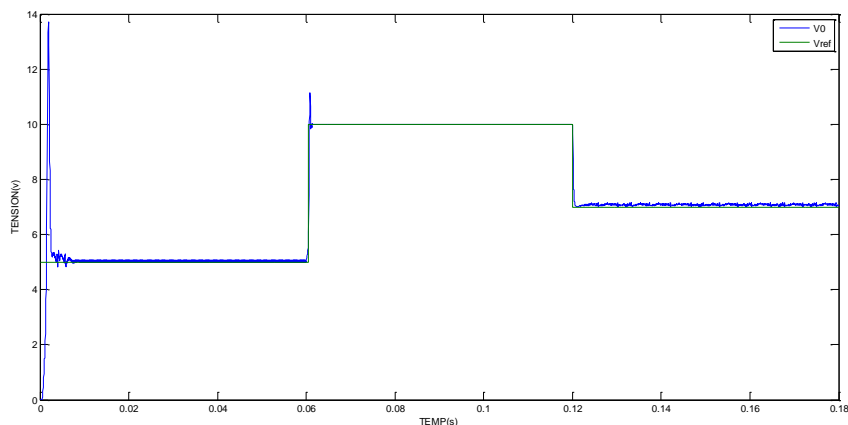
### III.3.3.4 Interprétation des résultats de simulation

La Figure III. 5 et Figure III. 6 présentent la tension de sortie et le courant simulé par l'application d'un signal de commande représenté dans la Figure III. 7 . Nous remarquons que la tension et le courant tendent vers leurs valeurs de référence ( $V_{ref}$  varie entre 5,10 et 7 volts) avec un temps de réponse très rapide malgré la présence d'un léger dépassement.

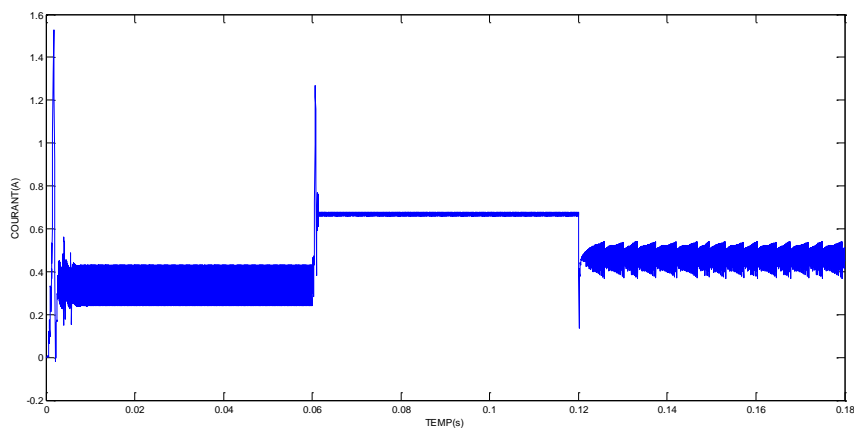
### III.3 .4 Robustesse de la commande par mode de glissant

L'objectif de cette section est de tester la robustesse de la commande par mode de glissement face à des variations paramétriques.

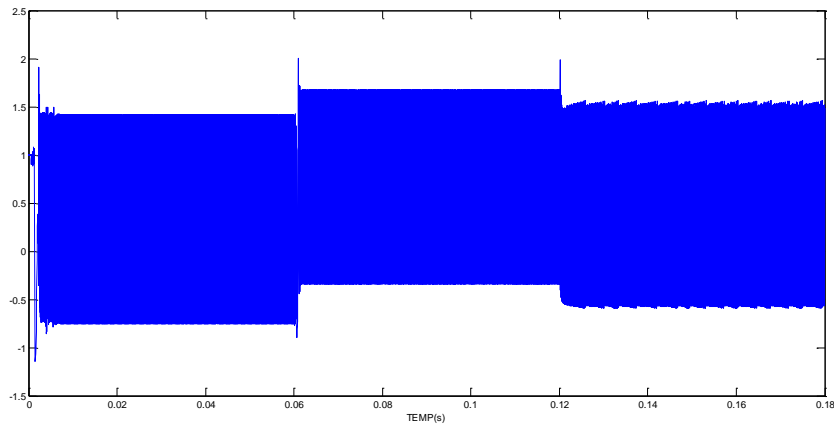
La commande est fortement influencée par la résistance  $R$ , pour cela nous avons fait des testes pour  $R= 15$  Ohm et  $R=5$  Ohm .



**Figure III. 8 :** Performance de la poursuite de la tension de référence pour  $R = 15$  ohm

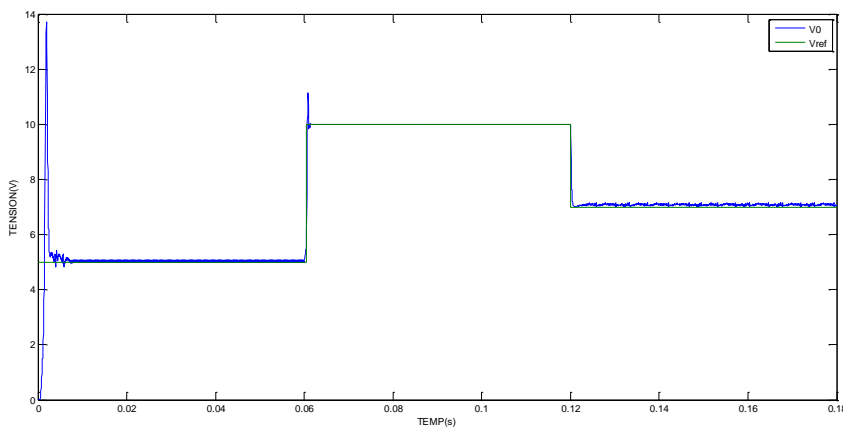


**Figure III. 9:** Performance de la poursuite du courant pour référence  $R = 15$  ohm

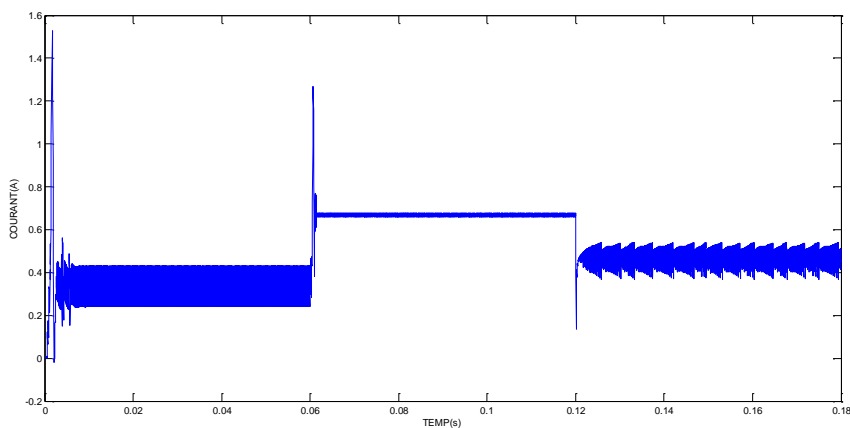


**Figure III. 10:** la commande  $U$  pour  $R=15$  Ohm

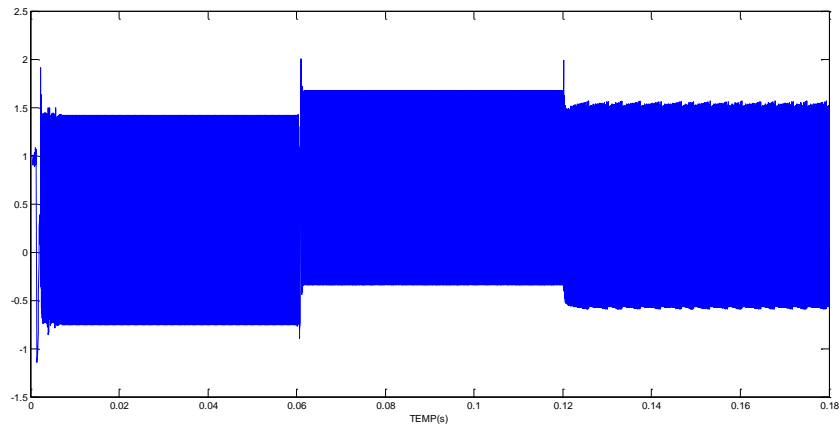
Les figures suivantes illustres les résultats de simulation pour  $R=5$  Ohm



**Figure III. 11 :** Performance de la poursuite de la tension de référence pour  $R=5$  ohm



**Figure III. 12 :** Performance de la poursuite du courant de référence pour  $R=5$  ohm



**Figure III. 13 :** La commande U pour R=5ohm

### III .4 Interprétation des résultats

Dans ces deux simulations, nous avons gardé les mêmes paramètres du convertisseur mais nous avons apporté une variation de  $\pm 50\Omega$  sur la résistance R. Nous remarquons facilement que la tension de sortie Figure III. 8 (pour R=150 $\Omega$ ) , Figure III. 11(pour R = 50 $\Omega$ ) et du courant Figure III. 9 (pour R=150 $\Omega$ )et Figure III. 12 (pour R=50 $\Omega$ ) tendent rapidement vers leurs références.

Tous ces résultats montrent la robustesse de la commande par mode de glissement face aux variations paramétriques.

### III .5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté en premier lieu une méthode générale de modélisation des convertisseurs buck, boost et le back boost. Ensuite, et afin de conserver un fonctionnement correct du convertisseur buck au cours du temps, nous lui avons appliqué la commande par mode de glissement pour assurer la poursuite de la tension de référence.

Les résultats de simulation et les tests de robustesse nous donnent une idée des performances de cette loi de commande appliquée au buck.

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif de présenter et d'appliquer une commande à structure variable qui est la commande par mode de glissement sur un convertisseur DC/DC.

Afin d'aborder cette étude, nous avons établi en premier lieu une étude sur les différents convertisseurs statique continu et leurs mode de fonctionnement, pour cela on a fait une modélisation des hacheurs sous forme d'équation.

Dans le 2eme chapitre, après avoir donné une brève description des systèmes à structure variable, on a présenté des rappels théoriques de base sur la différente configuration de la commande par mode de glissement, et ses conditions existence et la méthode théorique pour le calcul de la loi de commande.

Dans le 3eme, on a appliqué la commande par mode de glissement sur un hacheur de type « Buck », et la simulation consisté à faire des testes de robustesse sur le système, les résultats de la simulation en démontré la robustesse de la commande à structure variable devant les perturbations extérieur qu'a subie le système.

Finalement, vu les résultats satisfaisants obtenus on peut dire que la commande par mode glissement est la mieux adaptés et la plus robuste pour la commande des système a structure variable tel que le hacheur Buck .

- [1] V.I.Utkin ; « Vss with sliding mode » ;IEEE Trans.automat,control,Vol.AC-22 ;n°2 ;1977.
- [2] F.Harashima ;H.Hachimoto and S.Kond ; « Mosfet converter .Fed position system with sliding mode contro » ;IEEE Trans.Ind.Appl.Vol.IE-32 ;n°3 ;1985.
- [3] H. Buhler ; Réglage par mode de glissement ; Presse polytechnique romandes ; traité d'électricité 1986.
- [4] M. Lavabre, Electronique de puissance conversion d'énergie ; édition Casteila, 1988.
- [5] M.Girard; Electronique industrielle ; La bayeusaine graphique ; 1992.
- [6] W.Gao; and J.C Hing ; « Variable structure control of non linear système ; a new approach » ;IEEE Trans.Ind.Elec..Vol.40 ;n°1 ;1993.
- [7] B.R.Bachir ; « Synthèse commande equivalente par mode glissant par orientation du champ » ;Alger ;1994.
- [8] V.I.Utkin ,G.Bartolini ;A.Ferrara ;Adaptative S.M.C in discrete time systems ;Automatica ;Science direct ;1995.
- [9] H. Le-Huy ; Introduction à Matlab et Simulink ; Professeur Département de génie électrique et de génie informatique Université Laval ; Canada ;1998.
- [10] M.Kasmi et M.Laouodi Djamel, “Approche discrète de la commande par mode glissement de la machine asynchrone“, Mémoire d'ingénieur d'état en Génie Electrique, EMP.2000.
- [11] K.Benchaiba ; « Commande de la M.A.S par mode de glissement, apport de la logique pour la réduction du phénomène de Chattering ;Thèse de magister en electrotechnique ;Batna ;2003.
- [12] F.Laieb,H.Gerrouche ; « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone » ;Msila ;2004.
- [13] Belkhir A, Makouf A ; « Commande floue d'un convertisseur statique DC-DC » ; ingénieur d'état en Electrotechnique ; Béjaia ; 2005.
- [14] M.Abid ; « Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI ;Thèse doctorat ;Sidi-belabbes ;2006.

- [15] M.Pinard ; **Convertisseurs et électronique de puissance, Dunod; 2007.**
- [16] H.Amimeur «**Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement**» **mémoire de magister ; batna 2008.**
- [17] H. Maker, « **Optimisation et gestion d'énergie pour un système hybride : association pile à combustible et super condensateurs** » ; **Thèse de doctorat, université Belfort Montbeliard, 2008.**
- [18] K.Benmansour ;**Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires ;Thèse de doctorat ;France ;2009.**
- [19] G.Séguier, R. Bausière et F. Labrique ; **Electronique de puissance ; Dunod ; 2009**
- [20] M.Sosse Alaoui ; « **Commande et observateur par mode glissant d'un système de pompage et d'un bras manipulateur ;Thèse de doctorat ;Maroc ;2009.**
- [21] A.Attou ; «**Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents** » ;**Master en electrotechnique ;Sidi bel-abbes ;2011**
- [22] K. Ben Saad, A. Sahbani and M.Benrejeb; **Sliding Mode Control and Fuzzy Sliding Mode Control for DC-DC Converters ; Research unit LARA ;Tunisia ;2011.**