

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE SUPERIEURE EN SCIENCES APPLIQUEES
--T L E M C E N--



المدرسة العليا في العلوم التطبيقية
École Supérieure en
Sciences Appliquées

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

المدرسة العليا في العلوم التطبيقية
-تلمسان-

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : électrotechnique
Spécialité : énergie et environnement

Présenté par : CHEKKAF Ikram
BOUZIANE Mohammed Amine

Thème

**La commande par mode glissant des
hacheurs boost à deux niveaux**

Soutenu publiquement, le 07 / 07 / 2019, devant le jury composé de :

M KARBOUA Abdelfettah	Maître de conférences classe B	ESSA. Tlemcen	Président
M BOUKLI HACENE Fouad	Maître de conférences classe A	ESSA. Tlemcen	Directeur de mémoire
M TAHOUR Ahmed	Professeur	ESSA. Tlemcen	Co- Directeur de mémoire
M BELAROUSSI Salim	Maître de conférences classe B	ESSA. Tlemcen	Examineur 1
M CHEMIDI Abdelkarim	Maître-assistant classe B	ESSA. Tlemcen	Examineur 2

Année universitaire : 2018 /2019

REMERCIEMENTS

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce travail.

Nous voudrions présenter nos remerciements à nos encadrants M. TAHOUR Ahmed et M. BOUKLI HACENE Fouad.

Nous voudrions également leur témoigner notre gratitude pour leur patience et leur soutien qui nous a été précieux afin de mener notre travail à bon port.

Nous remercions vivement M. KARBOUA Abdelfettaf, M. BELAROUCI Salim et M. CHEMIDI Abdelkarim d'avoir accepté de faire partie de ce jury en tant qu'examinateur.

Nos vifs remerciements nos très chers parents qui ont toujours été là pour nous, « Vous avez tout sacrifié pour vos enfants n'épargnant ni santé ni efforts », et à nos frères et sœurs.

Enfin, nous ne saurons terminer ces remerciements sans y associer toute personne qui, de près ou de loin, nous a apporté son aide ou sa sympathie, et nos chères amies de promotion 2018/2019.

Dédicace

*Merci Allah (mon dieu) de m'avoir donné
la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y
croire, et la patience.*

*Je dédie ce modeste travail à ceux qui m'ont
donné la vie, le symbole de tendresse, qui ont
sacrifié pour mon bonheur et ma réussite,*

*A mes parents, Que dieu les gardes et les
protège.*

A mes adorables sœurs et frères,

A mes amies.

A ma famille en générale.

A tous ceux qui me sont chères.

A tous ceux qui m'aiment.

A tous ceux que j'aime.

A la mémoire de mes grands pères

Je dédie ce travail.

Dédicace

*Merci Allah (mon dieu) de m'avoir donné
la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y croire, et la
patience.*

*Je dédie ce modeste travail à ceux qui m'ont donné la
vie, le symbole de tendresse, qui ont sacrifié pour mon
bonheur et ma réussite, à mes parents*

Que dieu les gardes et les protège.

A mes adorables sœurs et frères,

A mes amies.

A tous ceux qui me sont chères.

A tous ceux qui m'aiment.

A tous ceux que j'aime.

Je dédie ce travail.

Sommaire

Sommaire

Sommaire.....	1
Listes des figures.....	4
Notation.....	7
Introduction général.....	9

Chapitre I : généralités sur les hacheurs

I.1 Introduction.....	10
I.2 Les convertisseurs DC/DC (Hacheurs).....	10
I.3 Les différents types des hacheurs.....	11
I.3.1 Convertisseur boost	11
I.3.2 Convertisseur Buck	14
I.3.3 Convertisseur Buck-Boost	17
I.3.4 Convertisseur Cuk	20
I.3.5 Convertisseur sepic	22
I.3.6 Les convertisseurs boost multi-niveaux	25
I.3.6.1 Principe de fonctionnement	25
I.4 Conclusion	28
Bibliographie.....	28

Chapitre II : généralités sur la commande par mode glissant

II.1 Introduction.....	29
II.2 Système à structure variable.....	29
II.3 principe de la commande à structure variable par régime glissant.....	29
II.3.1 Fonction de commutation	30
II.3.2 Régime glissant.....	30

II.3.3 Surface de glissement.....	30
II.4 Types de commutation des systèmes à structure variable.....	31
II.4.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	31
II.4.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	32
II.4.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec commande équivalente.....	33
II.5 théorie de la commande par mode de glissement.....	33
II.5.1 Régime glissant idéal.....	34
II.5.2 Régime glissant réel	34
II.6 conception de l'algorithme de commande par mode de glissement.....	35
II.6.1 choix des surfaces de glissement.....	35
II.6.2 conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	36
II.6.2.1 Approche directe	36
II.6.2.2 Approche de lyapunov	36
II.6.3 Détermination de la loi de commande	37
II.6.4 élimination du phénomène du broutement (chattering)	40
II.7 Domaine d'application du réglage par mode glissant.....	40
II.8 Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement.....	41
II.9 Conclusion.....	42
Bibliographie.....	42

Chapitre III: la commande par mode glissant du hacheur boost de deux niveaux

III.1 Introduction.....	43
III.2 Modélisation du hacheur boost de deux niveaux.....	43
III.2.1 Définition	43
III.2.2 Model moyenne des convertisseurs DC-DC.....	43

III.2.3 Modélisation du l’hacheur	44
III.2.3.1 La structure.....	44
III.2.3.2 Obtention du modèle d’état instantané.....	47
III.3 Modélisation de la commande par mode glissant du hacheur boost de deux niveaux....	47
III.3.1 La commande par mode glissant	48
III.3.1.1 La condition d’ existence et de stabilité.....	50
III.4 application de la commande.....	50
III.5 tests de robustesse de la commande.....	52
III.6 Conclusion.....	55
Bibliographie.....	55
Conclusion générale.....	56

***Listes des
figures***

Liste des figures

Chapitre I : généralités sur les hacheurs

Figure I.1 : Principe de base d'un hacheur.....	10
Figure I.2 : Schéma de base d'un convertisseur boost.....	11
Figure I.3 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Boost.....	12
Figure I.4 : Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est fermé.....	12
Figure I.5 : Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert.....	13
Figure I.6 : Schéma de base d'un convertisseur buck.....	14
Figure I.7 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck.....	15
Figure I.8 : Circuit équivalent du buck quand l'interrupteur est fermé.....	15
Figure I.9 : Circuit équivalent du buck quand l'interrupteur est ouvert.....	16
Figure I.10 : Schéma de base d'un convertisseur buck-boost.....	17
Figure I.11 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck-boost.....	18
Figure I.12 : Circuit équivalent du buck-Boost quand l'interrupteur est fermé.....	18
Figure I.13 : Circuit équivalent du buck-Boost quand l'interrupteur est ouvert.....	19
Figure I.14 : Schéma de base d'un convertisseur cuk.....	20
Figure I.15 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur cuk.....	21
Figure I.16 : Circuit équivalent du cuk quand l'interrupteur est fermé.....	21
Figure I.17 : Circuit équivalent du cuk quand l'interrupteur est ouvert.....	21
Figure I.18 : Schéma de base d'un convertisseur sepic.....	23
Figure I.19 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur sepic.....	23
Figure I.20 : Circuit équivalent du sepic quand l'interrupteur est fermé.....	23
Figure I.21 : Circuit équivalent du sepic quand l'interrupteur est fermé.....	24

Figure I.22 : schéma de base d'un convertisseur boost de N+1 niveaux.....25

Figure I.23 : schéma de base d'un convertisseur boost de N+1 niveaux.....26

Chapitre II: généralités sur la commande par mode glissant

Figure II.1 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande...32

Figure II.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état...32

Figure II.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....33

Figure II.4. : Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état.....34

Figure II.5: Glissement idéal.....34

Figure II.6 : Glissement réel.....35

Figure II.7: Fonction sign (non linéarité tout ou rien.....39

Figure II.8 : Le phénomène de broutement.....40

Chapitre III: la commande par mode glissant du hacheur boost de deux niveaux

Figure III.1 : Schéma du hacheur boost (niveau 2).....44

Figure III.2: Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé.....45

Figure III.3 : Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert.....45

Figure III.4: Schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé.....46

Figure III.5 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert.....46

Figure III.6 : schéma fonctionnel de commande discontinue par mode glissant.....49

Figure III.7 : schéma bloc de simulation de commande par mode glissant pour l'hacheur boost de deux niveaux.....51

Figure III.8 : allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour le hacheur boost (3 niveaux).....51

Figure III.9 : allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour une variation de la tension de référence.....52

Figure III.10 : allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour une variation de la tension d'entrée.....53

Figure III.11 : allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour une variation de la résistance.....53

Notation

Notation

DC / DC : conversion continue / continue

K : Interrupteur

MLI : signal à modulation de largeur d'impulsion

T_d : période de découpage

α : rapport cyclique

D : Diode

L : Inductance

i_L : Le courant dans l'inductance

V_e : Tension d'entrée

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

t : temps

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

V_s : Tension de sortie

Δi_L : Ondulation du courant dans l'inductance

I_s : Courant de sortie

N : nombre de niveaux de convertisseur dc/dc

C : condensateur

V_C : la tension de condensateur

E : la tension d'entrée de l'hacheur boost multi-niveaux

U_i : Les composantes du vecteur de commande

S(x) : fonction de commutation

t : temps

x: vecteur d'état

S : surface de glissement

SMC :sliding mode control

\mathbf{x}^n : Équation différentielle

$f(\mathbf{x}, t)$, $g(\mathbf{x}, t)$: Fonctions non linéaires.

\mathbf{x}_d :la consigne désirée

e : erreur

$V(\mathbf{x})$: fonction de Lyapunov

U_{eq} : commande équivalente

u : vecteur de commande.

A : matrice d'état.

B : matrice d'entrée.

y : le vecteur de sortie.

C : matrice de sortie.

R : résistance

V_{ref} : tension de référence

i_{Lref} : courant de référence

X_{ref} : vecteur de référence

K_i, K_v : coefficients de glissement.

Introduction
générale

Introduction générale

Dans les systèmes d'énergie propre tels que, les systèmes photovoltaïques, les systèmes éoliens, les véhicules hybrides, les systèmes portables, appareils et alimentation, le convertisseur de puissance est indispensable dans leur conception. En particulier le convertisseur multi-niveau, qui est bien utile dans les applications à moyenne et forte puissance.

Un convertisseur Boost multi-niveau est parmi les convertisseurs de puissance les plus utilisés dans l'industrie, cette utilité revient aux différents avantages qui sont représentés en raison de ses nombreux avantages, tels que leur faible distorsion harmonique, leur faible tension sur les commutateurs de puissance, leur gain de tension de sortie élevé et leur rendement élevé [1].

La commande par modes glissants, depuis qu'elle a été introduite par Utkin, ne cesse d'accumuler des succès grâce à sa robustesse et sa simplicité d'implémentation. Son concept de base consiste à définir une surface de glissement attractive en fonction des variables d'états du système. La commande va être une somme de deux composantes : la première qui est discontinue permet l'approche et le maintien sur la surface, la seconde permet de glisser le long de celle-ci pour rejoindre l'origine de phase.

Le mémoire présenté est organisé en trois parties présentées comme suit :

En premier lieu, on introduit des généralités sur les différents types des hacheurs. En second lieu on présente la théorie de la commande par mode glissant qui est un mode de fonctionnement particulier pour les systèmes à structure variable.

En dernier lieu, on présente les résultats de la simulation du convertisseur statistique BOOST à deux niveaux, contrôlé par la commande par mode glissant.

Enfin, nous terminons notre travail par une conclusion générale qui résume les différents résultats obtenus.

Chapitre I :
généralités sur les
hacheurs

I.1 Introduction:

Le hacheur, ou convertisseur continu - continu, est un dispositif de l'électronique de puissance qui permet de modifier la valeur de la tension (moyenne) d'une source de tension continue, mettant en œuvre plusieurs interrupteurs électroniques commandés avec un rendement élevé.

Durant ces dernières années, la technologie des convertisseurs de puissance a connu un progrès fabuleux grâce au développement de la technologie des semi-conducteurs. Cet avancement technique est assuré sur le volet architecture que sur la capacité de conversion. A nos jours, on vit la naissance de nouveaux convertisseurs de puissance dit « multi-niveaux » qui sont utilisés principalement pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de forte puissance. Le développement dans le domaine énergétique a poussé l'intégration des convertisseurs dans les réseaux de transport d'énergie

Nous présentons dans ce chapitre en premier lieu des généralités sur les hacheurs multi-niveaux, qui sont souvent utilisés dans le domaine de systèmes photovoltaïques pour charger les batteries ainsi que pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu [1, 2].

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

Le hacheur continue/continue est un convertisseur permettant de convertir une énergie continue d'un niveau donné de tension (ou du courant) pour un autre niveau d'énergie continue de la tension (ou du courant). Il est utilisé pour stocker l'énergie photovoltaïque dans des batteries, ainsi que pour alimenter une charge continue [3]. Il se compose de condensateurs, d'inductance et de commutateurs. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ont un bon rendement, ils ne consomment aucune puissance active, [3].

Les hacheurs sont des convertisseurs continu qui procèdent par découpage d'une grandeur d'entrée continue, tension ou courant et dont la grandeur de sortie est également continue ou à faible ondulation [3].

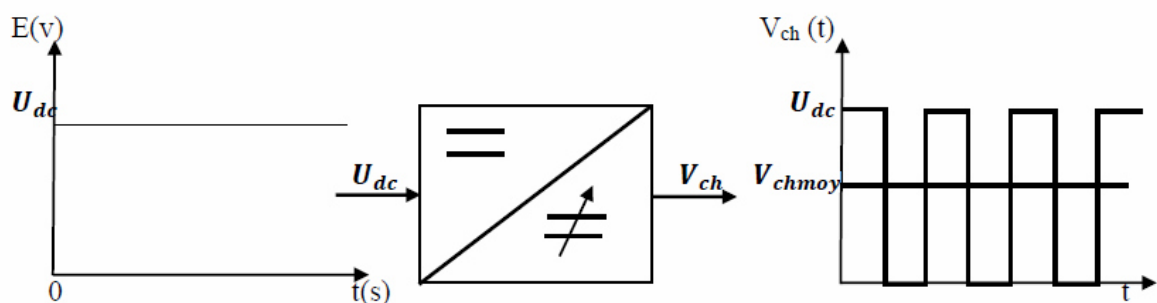


Figure I.1 : Principe de base d'un hacheur [4]

I.3 Les différents types des hacheurs:

Il existe différents types des convertisseurs DC-DC

I.3.1 Convertisseur boost :

Un convertisseur Boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur élevée [2]. Il est composé essentiellement d'un interrupteur K (exemple : transistor) et d'une diode D . L'interrupteur K est commandé par un signal de modulation de largeur d'impulsion (MLI), de période de découpage fixe T_d et de rapport cyclique variable α . Durant chaque période, K est fermé de l'instant 0 à αT_d et ouvert de αT_d à T_d .

On distingue deux modes de fonctionnement :

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

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

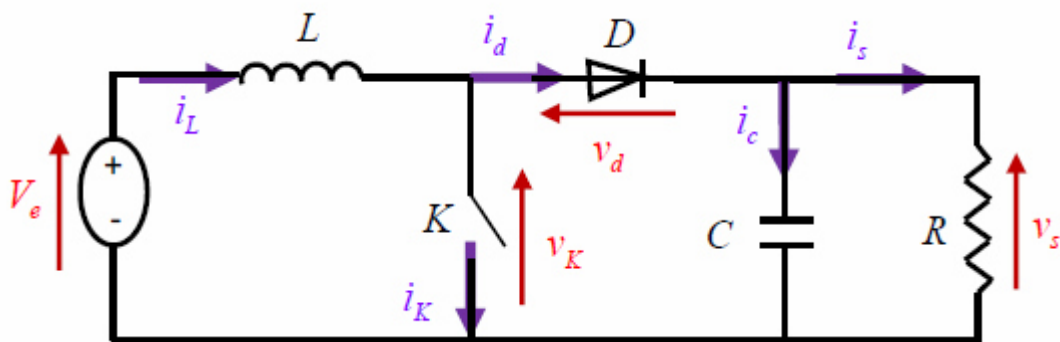


Figure I.2 : Schéma de base d'un convertisseur boost[5]

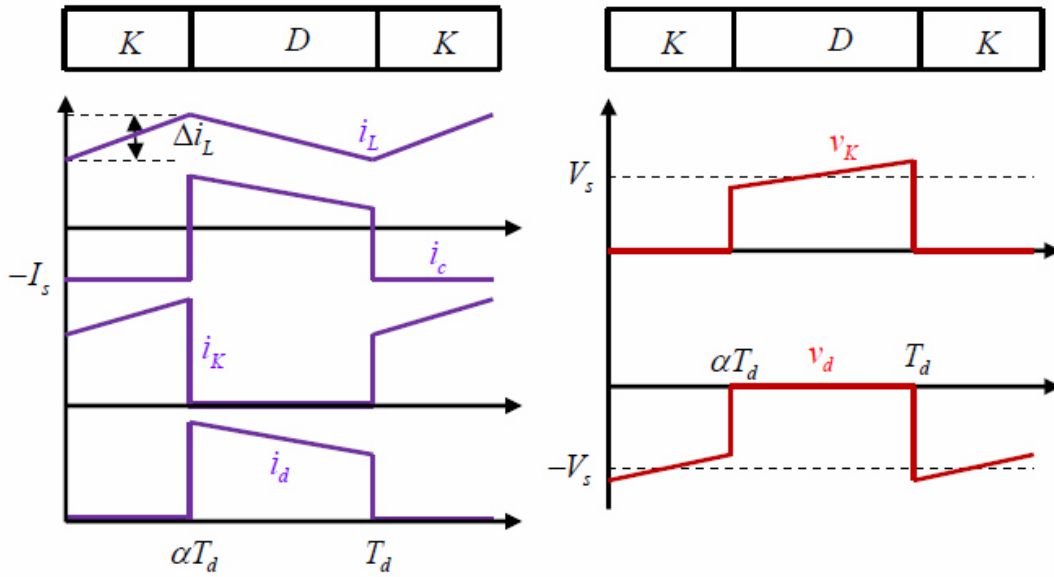


Figure I.3 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Boost[5]

Lorsque K est fermée et D est ouvert durant l'intervalle $[0 \alpha T_d]$, le circuit électrique du convertisseur est présenté dans la figure (I.4) :

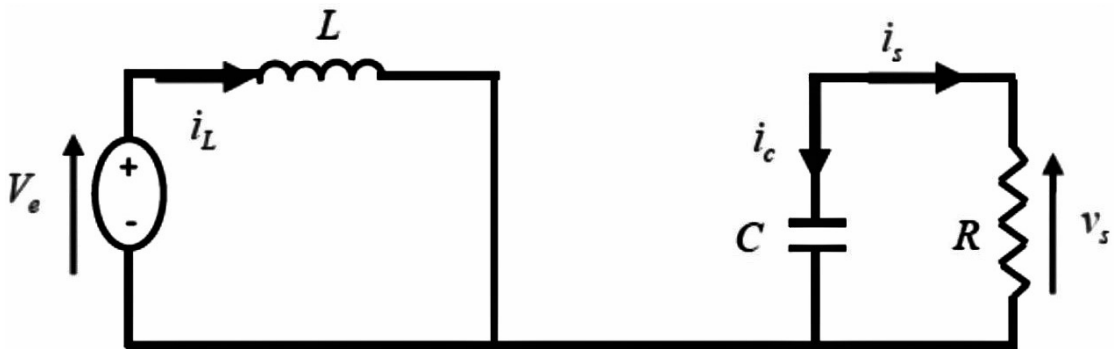


Figure I.4 : Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est fermé[5]

On a les équations suivantes :

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

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

Avec : I_{\min} représente la valeur minimale de courant dans l'inductance

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

la formule I.3 :

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

Ainsi, dans le cas où K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle $[\alpha T_d, T_d]$, le circuit électrique devient alors, représenté par la figure I.5 :

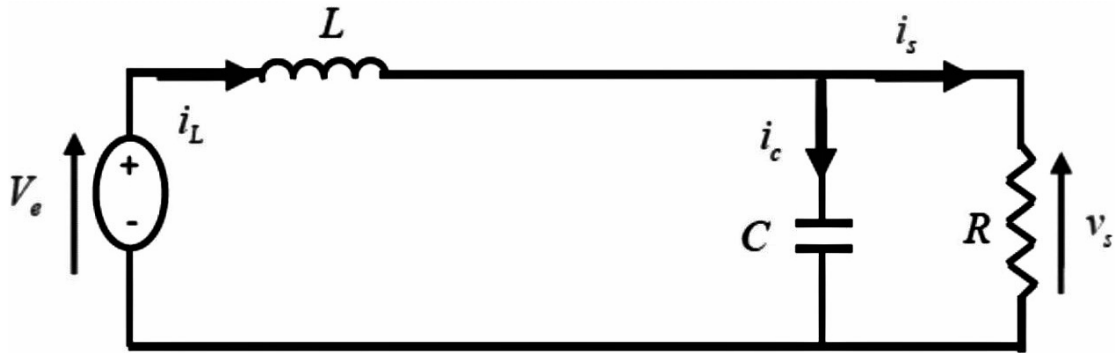


Figure I.5 : Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert[5]

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

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

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

À l'instant $t = T_d$, le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale I_{\min} comme suit :

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

Avec

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

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

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

D'après l'équation (I.7) on peut contrôler la valeur moyenne de la tension de sortie du

Chapitre I: généralités sur les hacheurs

convertisseur en faisant varier sa tension d'entrée ou son rapport cyclique. Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, alors le montage fonctionne en élévateur de tension.

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

$$I_L = \frac{1}{1-\alpha} I_s \quad (I.8)$$

On exprime l'ondulation du courant dans l'inductance d'après l'équation (I.3) :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L} T_d = \frac{\alpha V_e}{Lf} \quad (I.9)$$

Avec f la fréquence de découpage

Pendant l'intervalle $[0, \alpha T_d]$, seul le condensateur donne de l'énergie à la charge, ce qui donne l'équation :

$$C \frac{dV_s}{dt} = -i_s \quad (I.10)$$

$$\Delta V_s = \frac{\alpha I_s}{Cf} = \frac{\alpha V_e}{(1-\alpha)RCf} \quad (I.11)$$

I.3.2 Convertisseur Buck :

Un convertisseur Buck, ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur plus faible [2].

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

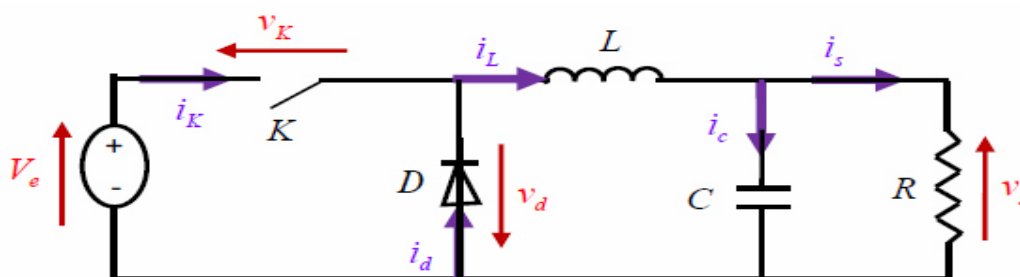


Figure I.6 : Schéma de base d'un convertisseur buck[5]

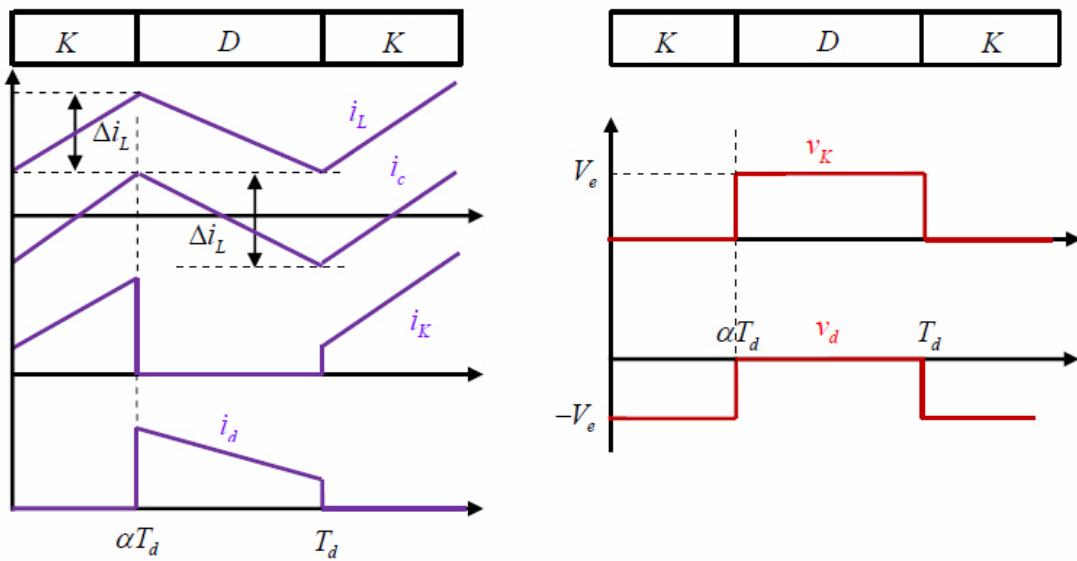


Figure I.7 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck[5]

Lorsque K est fermée et D est ouvert durant l'intervalle $[0 \alpha T_d]$, le circuit électrique du convertisseur sera comme montré dans la figure (I.8) :

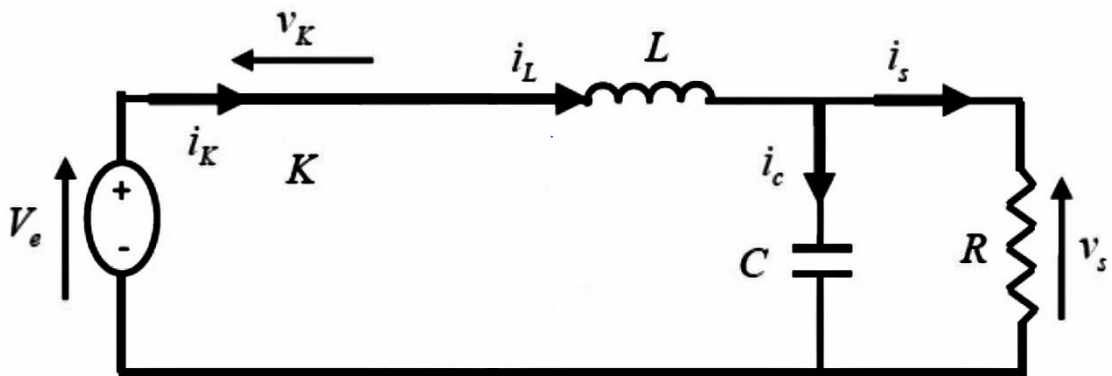


Figure I.8 : Circuit équivalent du buck quand l'interrupteur est fermé [5]

On présente les équations I.12 et I.13 comme suit :

$$V_e = L \frac{di_L}{dt} + V_s \quad (I.12)$$

$$i_L = I_{\min} + \frac{V_e - V_s}{L} t \quad (I.13)$$

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

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T_d \quad (\text{I.14})$$

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

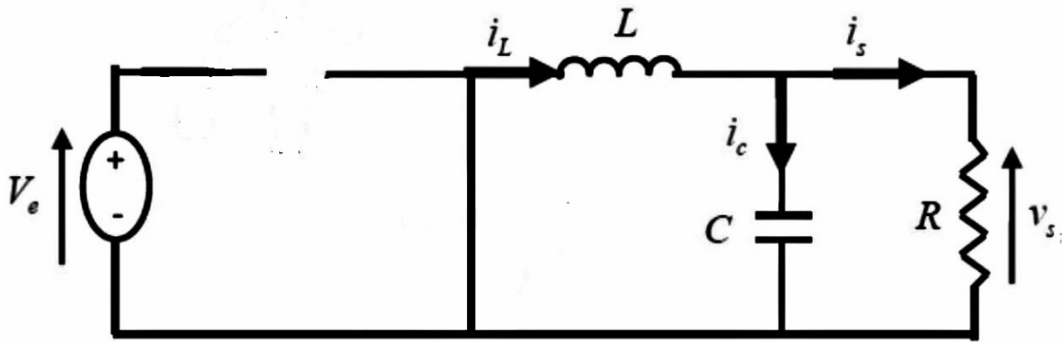


Figure I.9 : Circuit équivalent du buck quand l'interrupteur est ouvert [5]

On a les équations :

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_s \quad (\text{I.15})$$

$$i_L = I_{\max} - \frac{V_s}{L} (1 - \alpha T_d) \quad (\text{I.16})$$

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

$$I_{\min} = I_{\max} - \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T_d \quad (\text{I.17})$$

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

L'égalité des deux équations de l'ondulation de courant (I.14) et (I.17), on obtient la valeur moyenne de la tension de sortie V_s :

$$V_s = \alpha V_e \quad (\text{I.18})$$

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

$$I_L = I_s \quad (I.19)$$

On conclue que le convertisseur est abaisseur en tension.

Ainsi, on définit l'ondulation du courant dans l'inductance comme suit :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{Lf} \quad (I.20)$$

Et l'ondulation de la tension de sortie par la formule :

$$\Delta V_s = \frac{\Delta i_L}{8Cf} = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{8CLf^2} \quad (I.21)$$

I.3.3 Convertisseur Buck-Boost :

Un convertisseur Buck-Boost contient une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur différente, de polarité inverse [2].

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

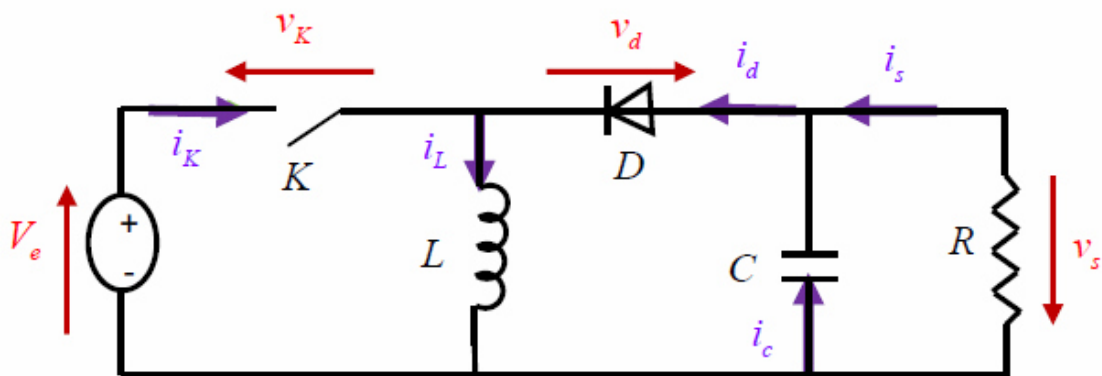


Figure I.10 : Schéma de base d'un convertisseur buck-boost[5]

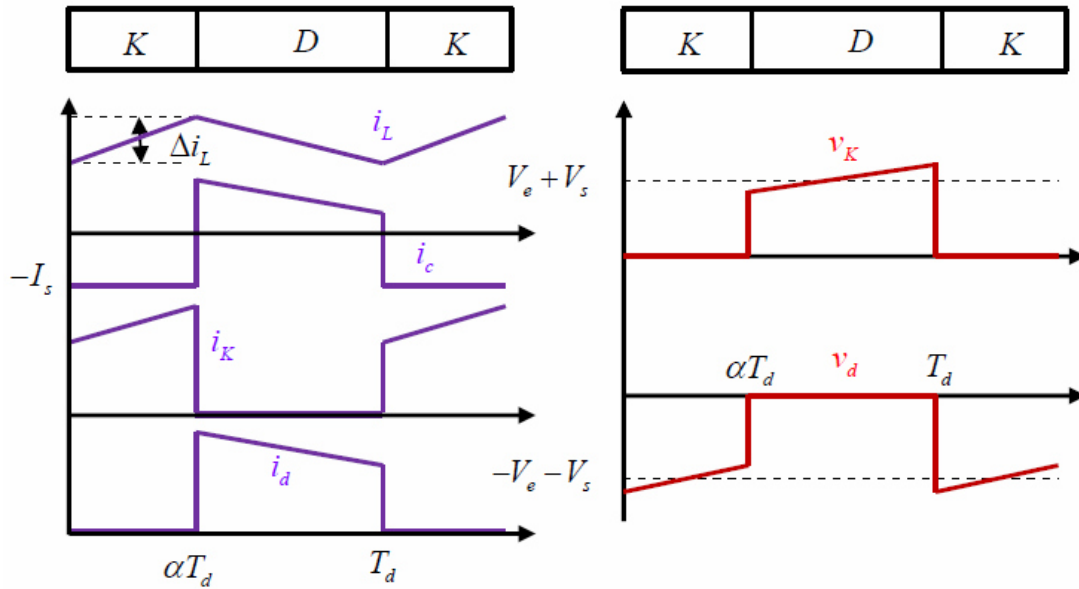


Figure I.11 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck-boost[5]

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

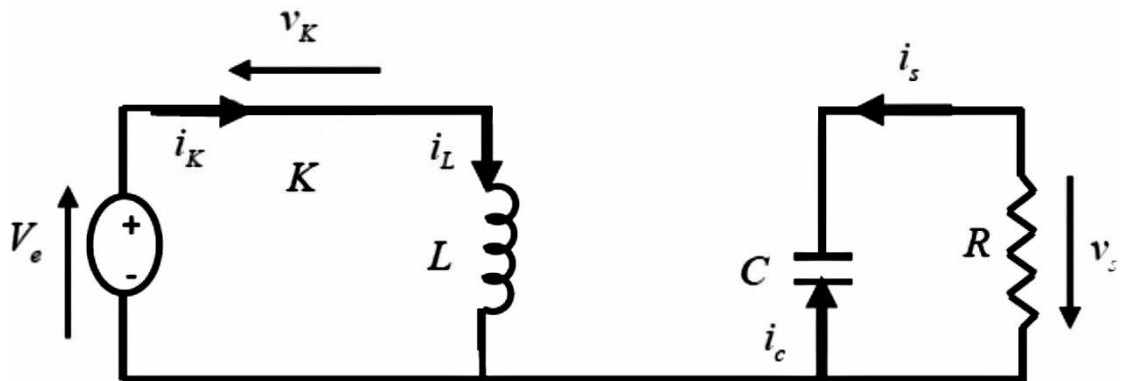


Figure I.12 : Circuit équivalent du buck-Boost quand l'interrupteur est fermé [5]

On a les équations qui régissent le système comme suit :

$$V_e = L \frac{di_L}{dt} \quad (I.22)$$

$$i_L = I_{\min} + \frac{V_e}{L} t \quad (I.23)$$

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

D'où :

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{V_e}{L} \alpha T_d \quad (I.24)$$

Enfin, la figure I.13 illustre le circuit électrique devient lorsque K est ouvert et D est fermé durant l'intervalle $[\alpha T_d, T_d]$.

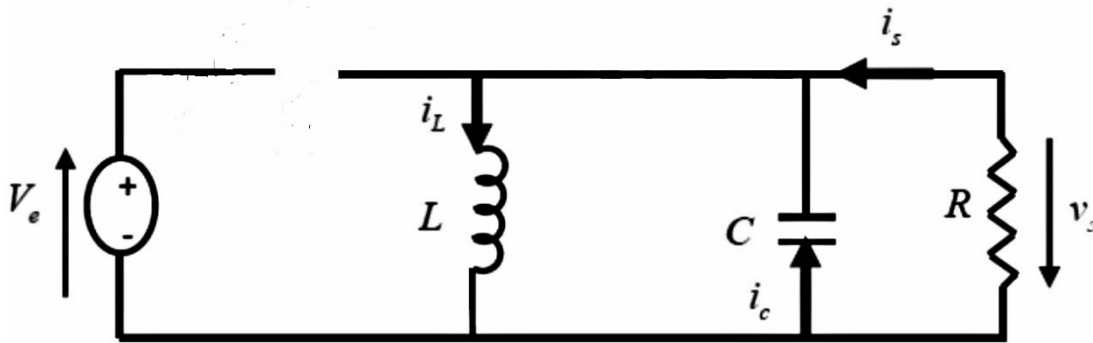


Figure I.13 : Circuit équivalent du buck-Boost quand l'interrupteur est ouvert [5]

On prend maintenant les nouvelles équations :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_s \quad (I.25)$$

$$i_L = I_{\max} + \frac{V_s}{L} (t - \alpha T_d) \quad (I.26)$$

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

$$I_{\min} = I_{\max} + \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T_d \quad (I.27)$$

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

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

L'égalité des deux équations de l'ondulation de courant (I.24) et (I.27) donne la valeur moyenne de la tension de sortie V_s :

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{(1 - \alpha)} \quad (I.28)$$

En appliquant le principe de conservation de puissance entre l'entrée et la sortie du

convertisseur, on peut établir la valeur moyenne du courant dans l'inductance comme suit :

$$I_L = \frac{I_s}{1-\alpha} \quad (I.29)$$

La tension de sortie du convertisseur Buck-Boost est négative par rapport à la tension d'entrée. Son amplitude peut être supérieure ou inférieure à celle de la tension d'entrée selon la valeur du rapport cyclique. C'est un abaisseur-élevateur-inverseur en tension [5].

L'ondulation de courant dans l'inductance est donnée par :

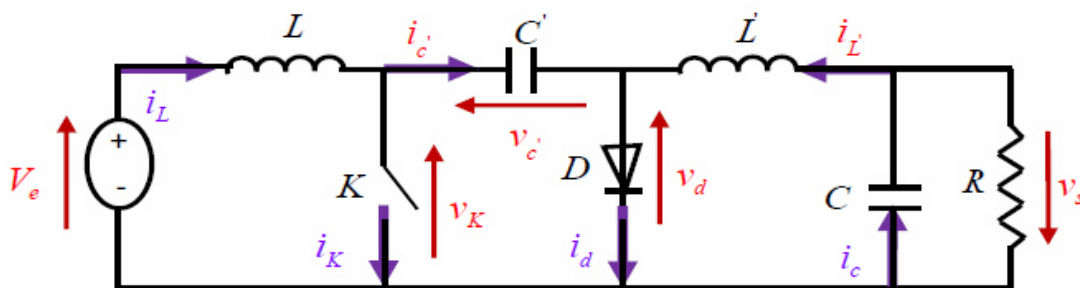
$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L f} \quad (I.30)$$

Et l'ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta V_s = \frac{\alpha I_s}{C f} = \frac{\alpha^2 V_e}{(1-\alpha) R C f} \quad (I.31)$$

I.3.4 Convertisseur Cuk :

Le convertisseur Cuk est nommé par le nom de son inventeur il peut délivrer une tension de sortie supérieure ou inférieure que celle de l'entrée, ce convertisseur utilise un condensateur pour le stockage il a une tension de sortie inversé par rapport a celle de l'entrée. La figure (I.14) présente le schéma de fonctionnement du convertisseur Cuk, et la figure (I.15) donne les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes des courants (à gauche) et des tensions (à droite).



Figure

I.14 : Schéma de base d'un convertisseur cuk[5]

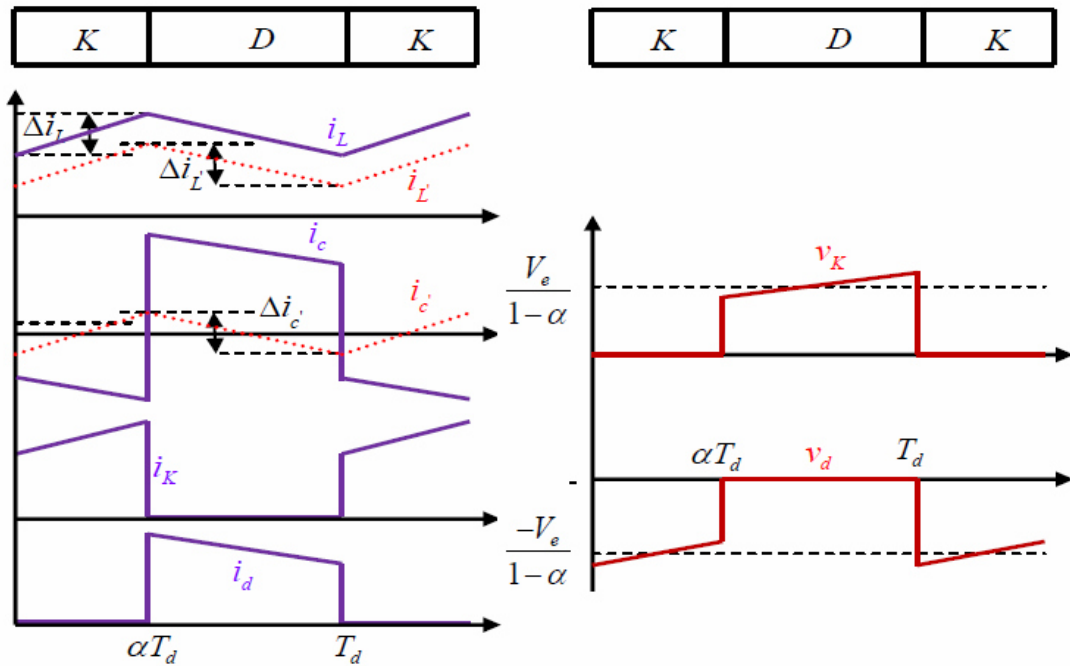
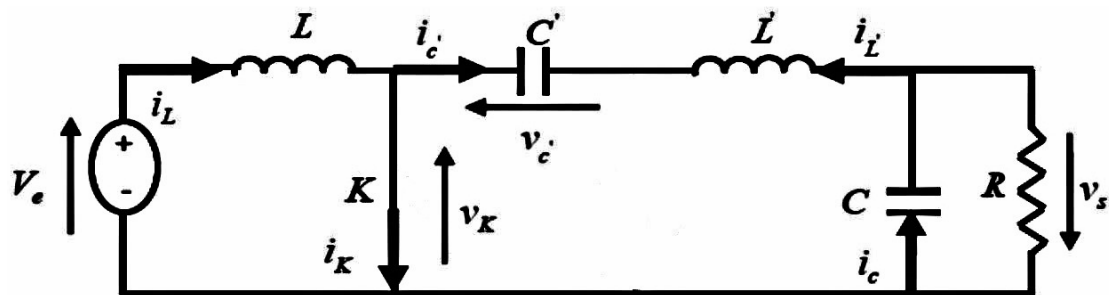


Figure I.15 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur cuk[5]

le circuit électrique du convertisseur est illustré dans la figure (I.16) dans le cas où K est fermée et D est ouvert durant l'intervalle $[0 \alpha T_d]$;



Figure

I.16 : Circuit équivalent du cuk quand l'interrupteur est fermé [5]

Dans le cas où K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle $[\alpha T_d T_d]$, le circuit électrique devient figure (I.17) :

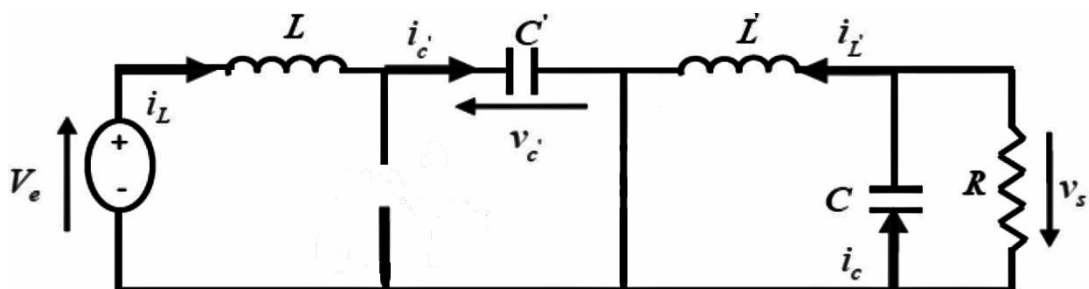


Figure I.17 : Circuit équivalent du cuk quand l'interrupteur est ouvert [5]

Chapitre I: généralités sur les hacheurs

La tension de sortie en valeur moyenne est donnée par :

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{(1-\alpha)} \quad (I.32)$$

On remarque que le rapport de transformation est similaire à celui du Buck-Boost. De même, on peut dire que c'est un montage abaisseur-élevateur-inverseur en tension. La relation entre les valeurs moyennes des courants est donnée par :

$$I_L = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} I_{L'} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} I_s \quad (I.33)$$

Les ondulations de courant dans les deux inductances sont données par :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L_f} \quad (I.34)$$

$$\Delta i_{L'} = \frac{\alpha V_e}{L'f} \quad (I.35)$$

L'ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta V_s = \frac{\Delta i_{L'}}{8Cf} = \frac{\alpha V_e}{8L' Cf^2} \quad (I.36)$$

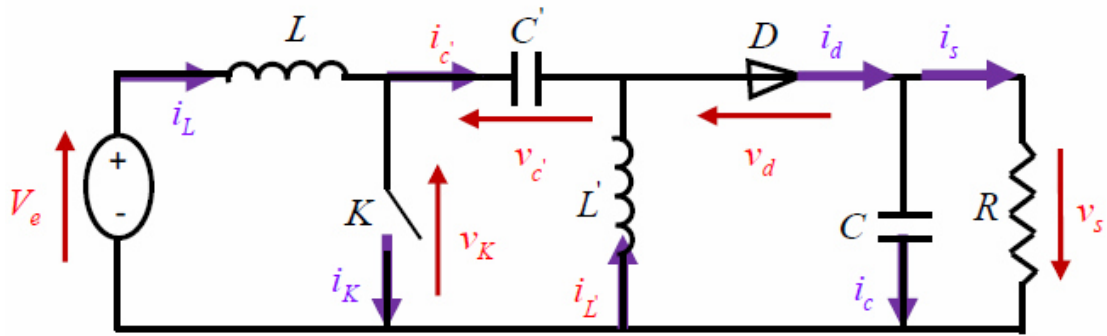
L'ondulation de la tension aux bornes de c' :

$$\Delta V_{c'} = \frac{(1-\alpha)I_L}{C'f} = \frac{\alpha^2 V_e}{(1-\alpha)RC'f} \quad (I.37)$$

I.3.5 Convertisseur sepic :

Sepic est un dérivé du convertisseur Cuk, il peut aussi augmenter ou abaisser la tension. Les caractéristiques des deux topologies sont presque identiques, Les deux utilisent un condensateur pour le stockage, cependant l'entrée et la sortie du convertisseur sepic a une même tension de polarité (n'est pas inverseur en tension).

La figure (I.18) présente le schéma du fonctionnement du convertisseur Sepic. La figure (I.19) illustre les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes des courants (à gauche) et des tensions (à droite).



Figure

I.18 : Schéma de base d'un convertisseur sepic[5]

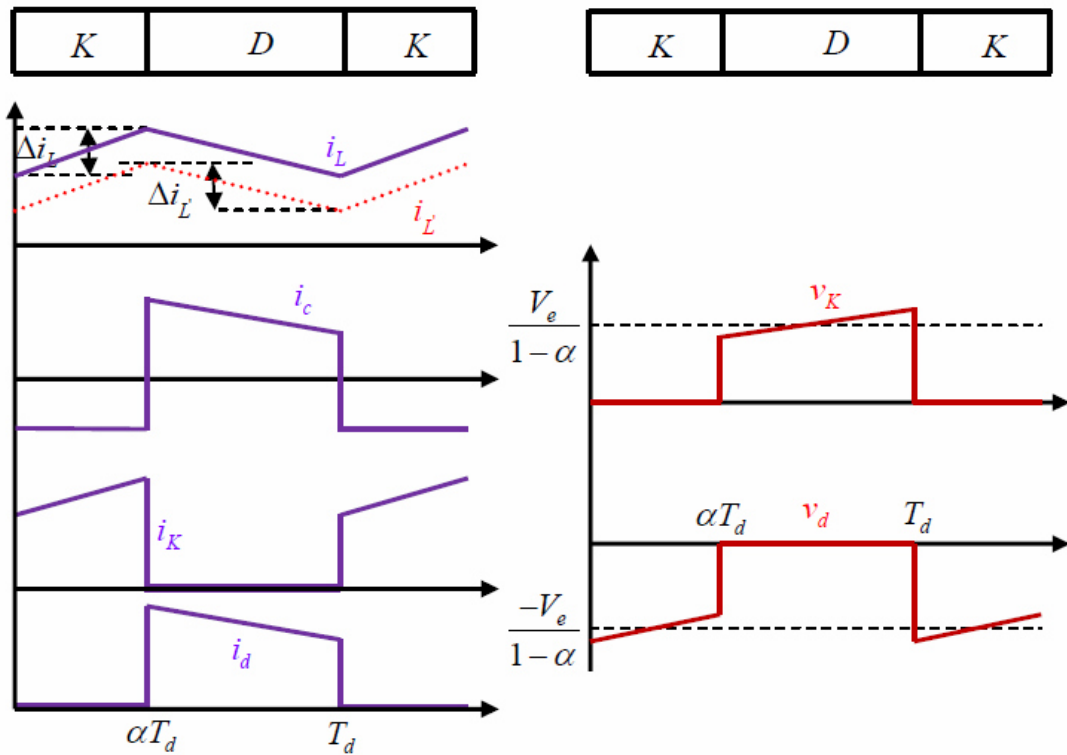


Figure I.19 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur sepic[5]

Lorsque \$K\$ est fermée et \$D\$ est ouvert durant l'intervalle \$[0 \alpha T_d]\$, le circuit électrique du convertisseur sera comme montré dans la figure (I.20) :

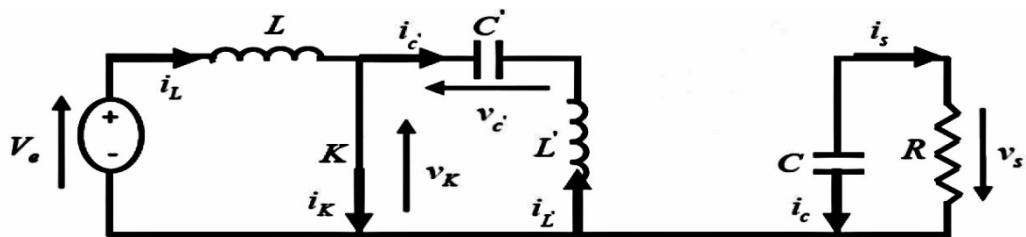


Figure I.20 : Circuit équivalent du sepic quand l'interrupteur est fermé [5]

Lorsque K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle $[\alpha T_d, T_d]$, le circuit électrique devient figure (I.21) :

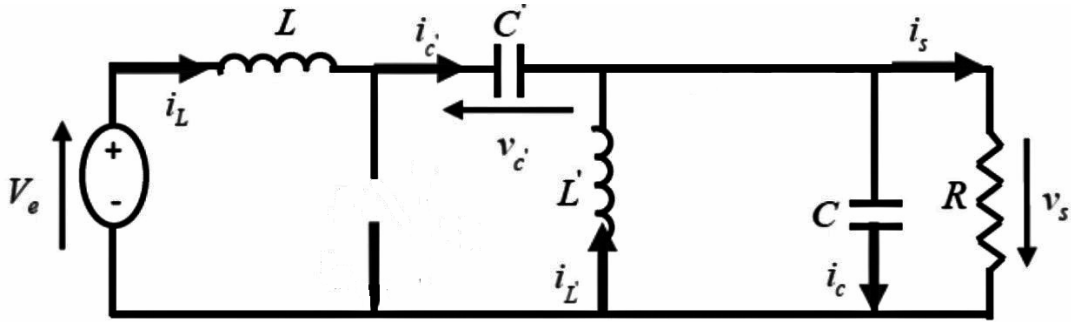


Figure I.21 : Circuit équivalent du sepic quand l'interrupteur est fermé [5]

La tension de sortie moyenne est donnée par:

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{(1-\alpha)} \quad (I.38)$$

La relation entre les valeurs moyennes des courants est donnée par :

$$I_L = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} I_{L'} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} I_s \quad (I.39)$$

Les ondulations de courant dans les deux inductances sont données par :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L f} \quad (I.40)$$

$$\Delta i_{L'} = \frac{\alpha V_e}{L' f} \quad (I.41)$$

L'ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta V_s = \frac{\alpha I_s}{C f} = \frac{\alpha^2 V_e}{(1-\alpha) R C f} \quad (I.42)$$

L'ondulation de la tension aux bornes de C' est donnée par :

$$\Delta V_{C'} = \frac{(1-\alpha) I_L}{C' f} = \frac{\alpha^2 V_e}{(1-\alpha) R C' f} \quad (I.43)$$

I.3.6 Les convertisseurs boost multi-niveaux :

Chapitre I: généralités sur les hacheurs

Un convertisseur multi-niveaux permet de générer une tension multi niveaux à la sortie du convertisseur. Plus le nombre de niveaux est important, plus le signal de sortie est grand [6].

I.3.6.1 Principe de fonctionnement :

On distingue deux topologies qui représentent les hacheurs boost multi-niveaux .Les figures (I.22) et (I.23) représentent le schéma de base de ce type de convertisseur.

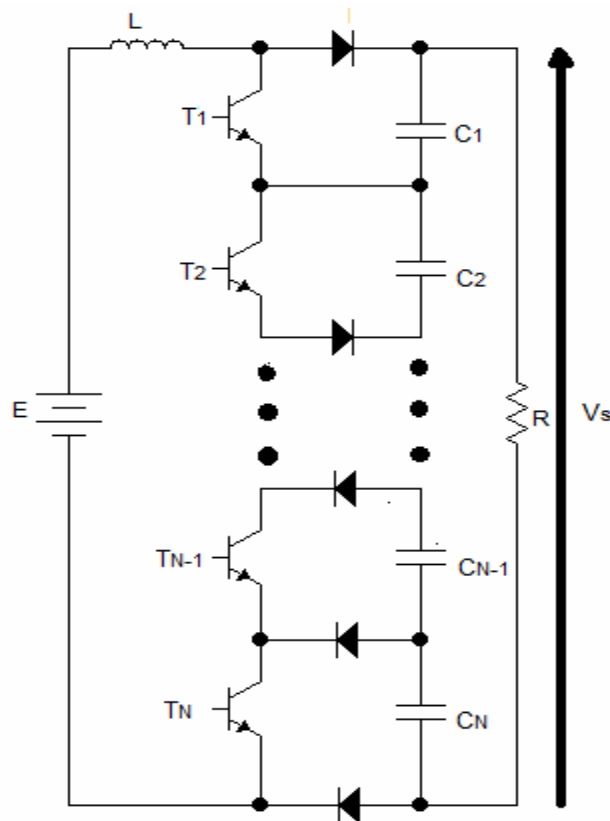


Figure I.22 : schéma de base d'un convertisseur boost de N+1 niveaux

La figure (I.22) représente un convertisseur boost de N+1 niveaux (en tenant compte du niveau zéro) basé sur N interrupteurs commandé, N diodes et N condensateurs

La tension de sortie de chaque condensateur V_C est donnée par :

$$V_C = \frac{E}{(1-\alpha)} \quad (I.44)$$

Ainsi, La valeur moyenne de la tension de sortie V_s de convertisseur N+1 niveaux est donnée par :

$$V_s = NV_C \quad (I.45)$$

Donc, on trouve :

$$V_s = \frac{EN}{(1-\alpha)} \quad (I.46)$$

La deuxième structure est représentée par la figure (I.23) comme suit :

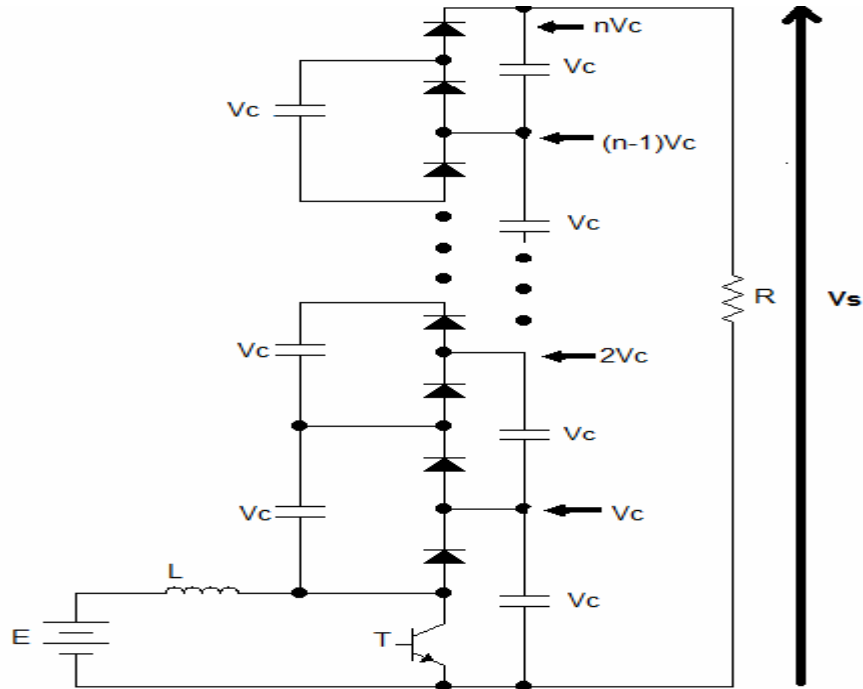


Figure I.23 : schéma de base d'un convertisseur boost de N+1 niveaux

C'est un convertisseur de N+1 niveaux basé sur un interrupteur commandé T, 2N-1 diodes et 2N-1 condensateurs. Un avantage de cette topologie est que le nombre de niveaux peut être étendu en ajoutant seulement des condensateurs et diodes. En conséquence le circuit principal n'a pas besoin d'être modifié. Ainsi, le gain de la tension est maintenu par les équations bien connues du convertisseur élévateur. D'après la figure (I.23), le premier niveau représente le convertisseur boost habituel ou les équations et le comportement sont bien connus.

A cet effet, la valeur moyenne de la tension de sortie V_s de convertisseur N+1 niveaux est donnée par la relation I.47:

$$V_s = \frac{EN}{1-\alpha} \quad (I.47)$$

Pour la valeur moyenne du courant dans l'inductance, on a la relation I.48:

$$I_L = \frac{V_c N^2 V_c}{E R} = \frac{N^2 V_c}{(1-\alpha)R} \quad (I.48)$$

I.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu général sur les différentes topologies et modes de fonctionnement des convertisseurs statiques (les hacheurs).

Cependant, l'objet de notre travail étant de commander l'hacheur a deux niveaux à l'aide de la commande par mode de glissement qui sera présenté dans le prochain chapitre.

Bibliographie:

- [1] NAFFOUTI Seif Eddine, Dimensionnement et commande d'un hacheur parallèle alimenté par une source photovoltaïque, mémoire de projet de fin d'études: Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir, 2011/2012.
- [2] ACHOUR Abderraouf, Analyse et commande d'un hacheur Buck-boost, mémoire de master: Université Mohamed Khider de Biskra, 2018.
- [3] HANANOU Fatiha ; ROUABAH Aicha, Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque, Mémoire de master académique: Université KASDI Merbah Ouargla, 2014.
- [4] Mr. KHALEM Sofiane Mr. GHERBI Azzedine, Technique MLI aléatoire en vue de la réduction des perturbations conduites dans les convertisseurs continus-continus et continus-alternatifs, mémoire de master: Université M'HAMED BOUGARA Boumerd, 2016.
- [5] Mr : BELKAID Abdelhakimr, Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaîne de conversion photovoltaïque autonome, Doctorat en sciences: Université FERHAT Abbas - Sétif, 2015.
- [6] HANAFI Salah, Contribution à l'étude et à la commande des structures de conversion d'énergie électrique de type convertisseur multicellulaire, Doctorat 3ème cycle, université DJILLALI Liabes de Sidi BelAbbes, 2016.

Chapitre II :
généralités sur la
commande par
mode glissant

II.1 Introduction :

Dans la formulation de n'importe quel problème de commande, il y a typiquement des anomalies entre le système réel et le modèle mathématique développé pour la conception de contrôle. Cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'approximation du comportement complexe de système par un modèle. Ceci a mené à un intérêt intense pour l'élaboration des méthodes de contrôle robustes qui cherchent à résoudre ce problème [1]. Les algorithmes de commande classiques par exemple à action proportionnelle intégrale dérivée, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de fortes non linéarités et à des variations temporelles [1], ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Nous pouvons citer à titre d'exemple la commande floue, la commande adaptative, la commande par mode de glissement...etc. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [2].

Le mode de glissement est un mode de fonctionnements particulier des systèmes à structure variable. La commande par mode de glissement est une méthode de réglage dans laquelle la structure est commutée de manière à ce que le vecteur d'état "x" suit une trajectoire $s(x) = 0$ dans l'espace d'état. Cette technique de commande s'adapte aux variations des paramètres du procédé à commander [2].

II.2 Système à structure variable :

La commande à structure variable par régime glissant, apparue depuis le début des années 60, grâce aux résultats théoriques du mathématicien A.F. Philipov, est une commande non linéaire basée sur l'utilisation d'un terme discontinu. Après les travaux développés par l'équipe du professeur Emelyanov en union Soviétique et à cause des problèmes de broutements et de réalisation, la commande à structure variable a attendu la fin des années soixante dix pour connaître sa réapparition et son épopée avec l'avancée de l'électronique et l'informatique. En effet, cette commande est basée sur une commutation à haute fréquence pour un meilleur régime glissant [3].

II.3 Principe de la commande à structure variable par régime 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 [3].

La forme d'une commande à structure variable peut être donnée par [3] :

$$\begin{cases} U_i = U_{max} & \text{si } s(x) > 0 \\ U_i = U_{min} & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec : $i = 1, \dots, m$.

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

Parmi les propriétés des modes glissants :

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure par rapport à la surface de l'espace d'état, donc nous avons un ordre minimal des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement.
- La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue.
- La détermination de la dynamique du système en mode de glissement est faite que par le choix des coefficients de la surface de glissement.

II.3.1 fonction de commutation [3] :

La structure de commande est caractérisée par le signe d'une fonction vectorielle $S(x)$ appelée fonction de commutation. Dans le cas linéaires, La fonction de commutation est considérée comme une fonction linéaire de l'état:

$$s(x) = [s_1(x), s_2(x), \dots, s_m(x)] = c(x) \text{ ou } c = [c_1, c_2, \dots, c_m].$$

Chaque fonction scalaire de commutation $s_j(x)$ décrit une surface linéaire

$$S_j(x) = 0.$$

II.3.2 régime glissant [3] :

Si pour tout vecteur d'état initial $x(t_0) \in s$ la trajectoire d'état reste dans l'hyper surface s_j , $x(t) \in s, \forall t > t_0$ alors $x(t)$ est un mode glissant pour le système.

II.3.3 Surface de glissement [3] :

Si tout point de S est tel qu'il existe des trajectoires d'état hors de S le contenant alors la surface de commutation S est appelé surface de glissement. Le but d'un système de commande à structure variable est d'amener asymptotiquement l'état du système à partir d'une condition initiale quelconque $\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0$ vers l'origine de l'espace d'état quand $t \rightarrow \infty$ [3]. La trajectoire dans le plan de phase se compose de trois parties distinctes :

Le mode de convergence (MC) [3] :

C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $\mathbf{s}(\mathbf{x}) = \mathbf{0}$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence [3].

Le mode de glissement (MG) [3] :

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

Le mode du régime permanent (MRP) [3] :

Ce mode est pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase) à cause de sa qualité et ses performances de la commande.

II.4 Types de commutation des systèmes à structure variable :

Dans la littérature on trouve trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation est au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état, la dernière est une structure de régulation avec ajout de la commande équivalente [4].

II.4.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande :

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (II.1). Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée [4]. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'applications aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas [3].

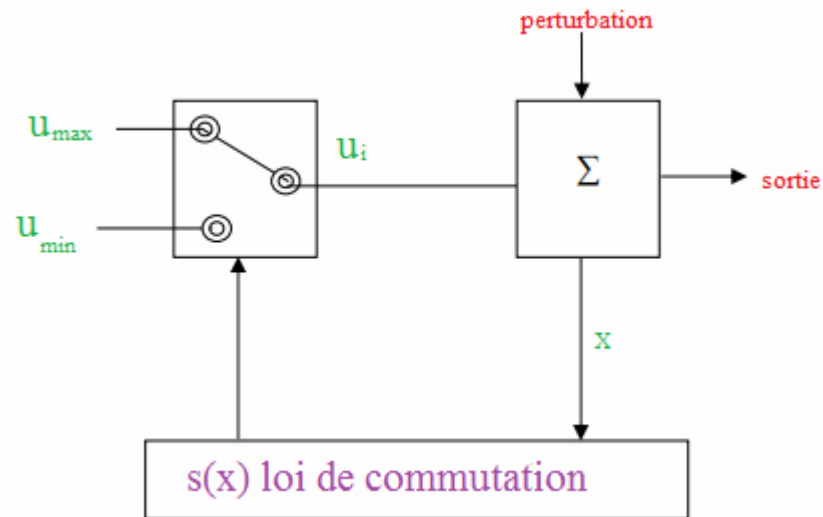


Figure II.1 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande [4].

II.4.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état :

Le schéma d'une telle structure est représenté sur la figure (II.2), c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système [3].

Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction [4].

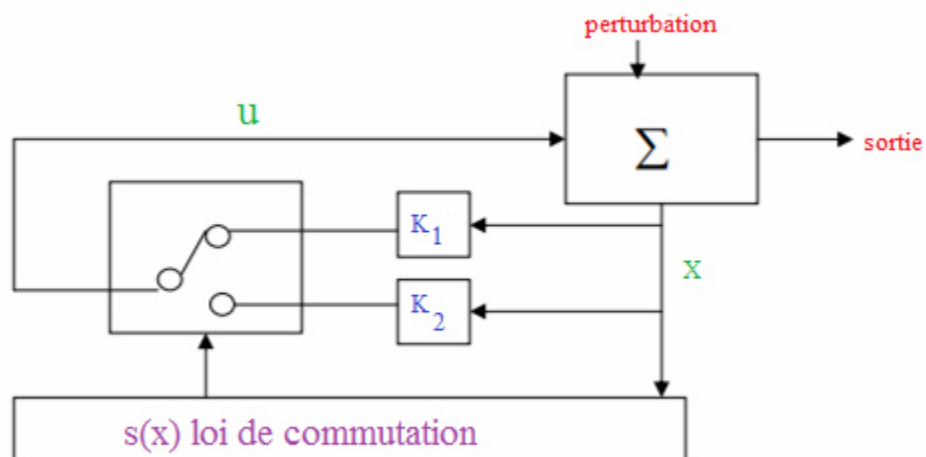


Figure II.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état [4].

II.4.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec commande équivalente :

Une telle structure dont le principe est montrée sur la figure (II.3). Présente un avantage réel. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente [4].

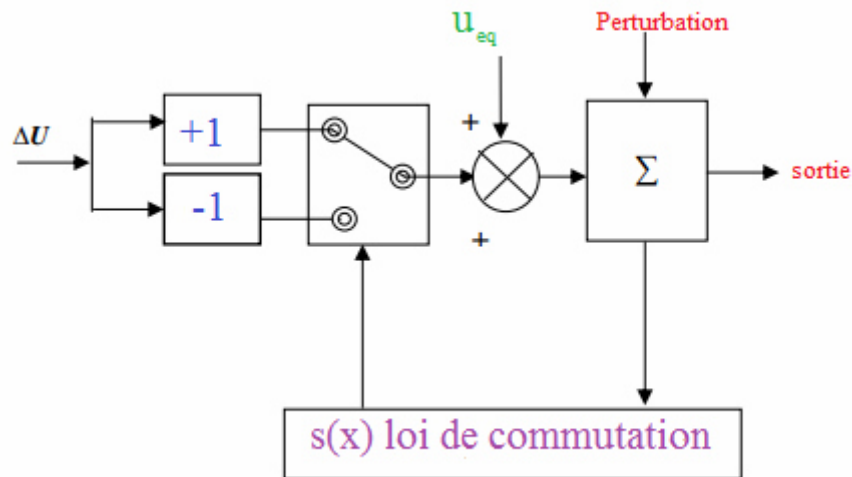


Figure II.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente [4].

II.5 théorie de la commande par mode de glissement [3] :

La commande par mode glissant (Sliding Mode Control, SMC) est une commande à structure variable pouvant changer de structure et commutant entre deux valeurs suivant une logique de commutation bien spécifique $s(x)$.

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre le système à atteindre une surface donnée appelée surface de glissement et d'y demeurer jusqu'à l'équilibre. Cette commande se fait en deux étapes : la convergence vers la surface et ensuite le glissement le long de celle-ci (Figure II.4) [5].

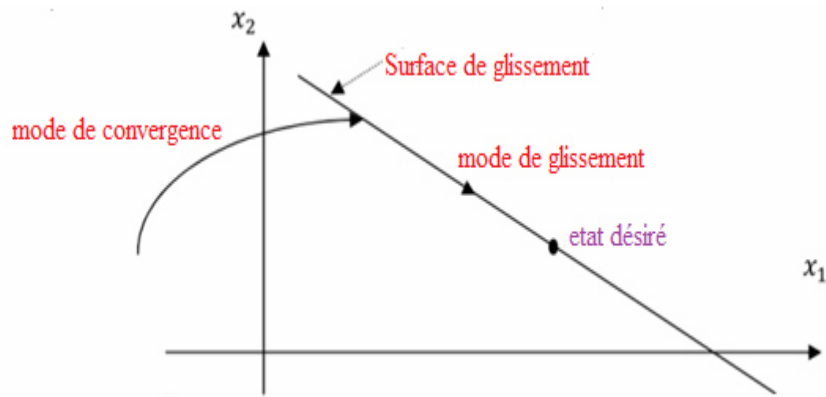


Figure II.4. : Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état [5].

II.5.1 Régime glissant idéal :

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits. Et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $s(x) = 0$. Le régime glissant idéal à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation S [4].

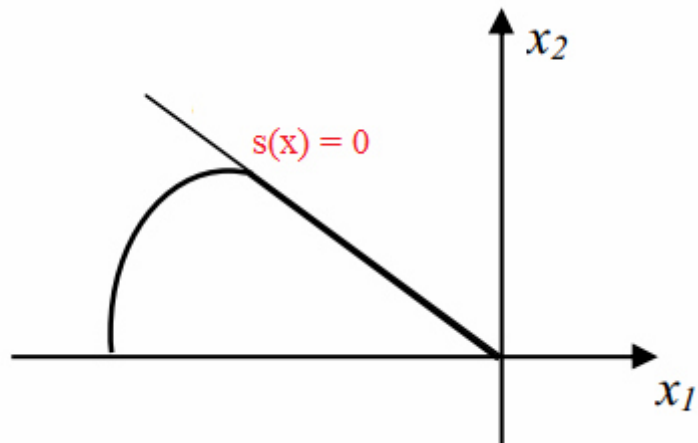


Figure II.5: Glissement idéal [4].

II.5.2 Régime glissant réel :

Dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité [4]. D'où la figure (II.6).

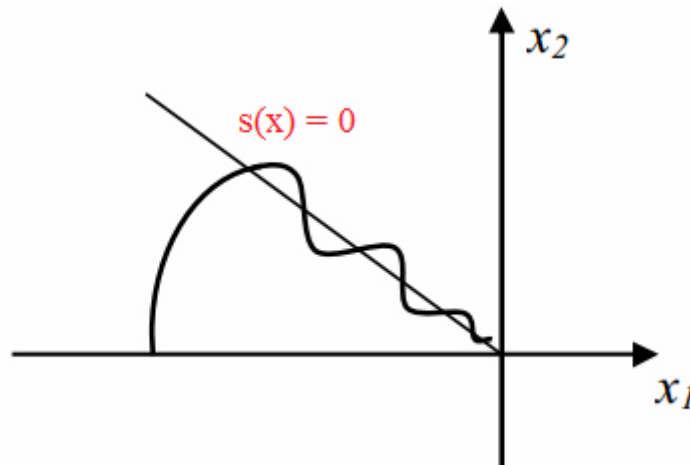


Figure II.6 : Glissement réel [4].

Premièrement, pour atteindre cet objectif, il faut assurer l'attractivité de la surface de glissement. En d'autre terme il faut que l'état du système dans n'importe quelle position de l'espace d'état se dirige vers la surface de glissement.

Deuxièmement, une fois la surface atteinte, il faut assurer le glissement le long de cette surface et la stabilité du système, pour rejoindre la référence. Pour cela, il faut trouver la condition sous laquelle la dynamique du système glisse sur la surface vers l'état de référence désiré.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- Le mode de convergence (MC)
- Le mode de glissement (MG)
- Le mode de régime permanent (MRP)

II.6 conception de l'algorithme de commande par mode de glissement : [5]

La synthèse de la commande par modes glissants se fait en trois étapes :

- choix de la surface de glissement
- Etablir la condition de convergence
- déterminer la loi de commande qui permet d'atteindre la surface et d'y demeurer.

II.6.1 choix des surfaces de glissement: [5]

Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x}^n = f(x, t) + g(x, t)u \quad (\text{II.2})$$

Où $f(x, t)$ et $g(x, t)$ sont des fonctions non linéaires, est supposée inversible.

x : état d'entrée du système. Soit x_d la consigne désirée et e l'erreur de poursuite définie par :

$$e = x - x_d \quad (\text{II.3})$$

La formule générale de la surface de glissement est définie en fonction de l'ordre du système, comme suit [4]:

$$s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right)^{r-1} . e(x) \quad (\text{II.4})$$

Où r : le degré relatif du système par rapport à la sortie $y(t)$. Il représente le nombre minimum de fois qu'il faut dériver à la sortie $y(t)$ par rapport au temps, pour y voir apparaître l'entrée. [5]

II.6.2 conditions d'existence et de convergence du régime glissant : [4]

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. On présente deux types de conditions qui sont :

II.6.2.1 Approche directe :

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin [4].

Elle est donnée sous la forme:

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

II.6.2.2 Approche de Lyapunov :

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. [4]. En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

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

En dérivant cette dernière, on obtient :

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

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$\dot{s}(x)s(x) < 0 \quad (\text{II.8})$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [4].

II.6.3 Détermination de la loi de commande : [4]

Lorsque le régime glissant atteint la dynamique du système qui est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et en suite vers son point d'équilibre tout en garantissant les conditions d'existence du mode de glissement. La structure de la commande comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte U_{eq} et une deuxième stabilisante ΔU , cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$U(t) = \Delta U + U_{eq} \quad (\text{II.9})$$

U_{eq} : C'est la commande équivalente elle est proposée par Philipov et Utkin, considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est utilisée lorsque l'état du système entre dans la surface de glissement $S(x)$, cette dernière est déduite lorsque la surface de glissement est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

ΔU : Elle est utilisée pour vérifier la convergence.

Pour déterminer l'expression de la commande U , On considère le modèle d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{X} = A x + B U \\ Y = C x \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec : $x, U \in \mathbb{R}^n$.

La dériver de la surface $S(x)$ est comme suit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \times \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{II.11})$$

Par développement en trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} (A(x) + B U) \quad (\text{II.12})$$

Et :

$$U = U_{eq} + \Delta U \quad (\text{II.13})$$

Donc l'équation (II.3) devient :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} (A(x) + B (U_{eq} + \Delta U)) \quad (\text{II.14})$$

On trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} A(x) + \frac{\partial S}{\partial x} B U_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x} B \Delta U \quad (\text{II.15})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$, et par conséquent sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) = 0 \\ U_n = 0 \end{cases}$$

Dans ce cas la solution de l'équation (II.15) qui est la commande équivalente est donne par :

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} A(x) \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$$\frac{\partial S}{\partial x} B(x) \neq 0 \quad (\text{II.17})$$

Une fois U_{eq} définie en a :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} A(x) + \frac{\partial S}{\partial x} B \left(- \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} A(x) \right) + \frac{\partial S}{\partial x} B \Delta U \quad (\text{II.18})$$

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} A(x) + \left(\frac{\frac{\partial S}{\partial x} B x}{-\frac{\partial S}{\partial x} B x} \frac{\partial S}{\partial x} A(x) \right) + \frac{\partial S}{\partial x} B \Delta U \quad (\text{II.19})$$

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} A(x) + \left(- \frac{\partial S}{\partial x} A(x) \right) + \frac{\partial S}{\partial x} B \Delta U \quad (\text{II.20})$$

Et on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} B \Delta U \quad (\text{II.21})$$

La condition d'attractivité $\dot{V}(x) < 0$ devient :

$$s(x) \frac{\partial S}{\partial x} B \Delta U < 0 \quad (\text{II.22})$$

Pour obtenir cette condition il faut que le signe de u_n soit opposé a celui de $s(x) \frac{\partial S}{\partial x} B$. La

forme la plus simple de la commande discret est celle d'un relais représente par :

$$\Delta U = k \text{sign } S(x) \quad (\text{II.23})$$

Avec :

$$\text{sign } S(x) \begin{cases} -1 & \text{si } S(x) < 0 \\ 1 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

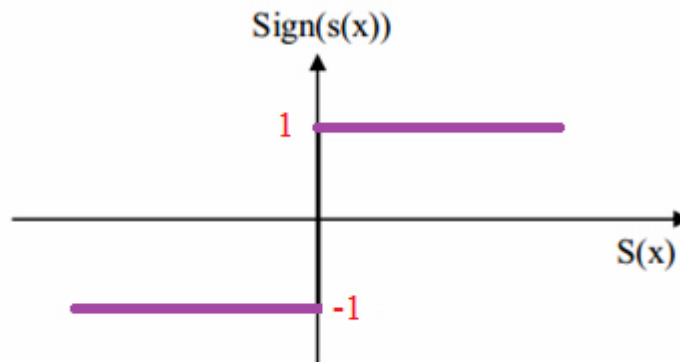


Figure II.7: Fonction sign (non linéarité tout ou rien). [4]

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (chattering) qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes hautes fréquences.

II.6.4 Phénomène du broutement (chattering) :

L'un des principaux inconvénients du réglage par mode de glissement est le phénomène du chattering. Car il peut endommager les actionneurs ou les retards de commutation au niveau de la commande. Ces commutations détériorent la précision de la commande et peuvent s'avérer néfastes pour l'organe de commande en provoquant une détérioration prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable) [4,5]. Le Chattering se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement (figure II.8) [5].

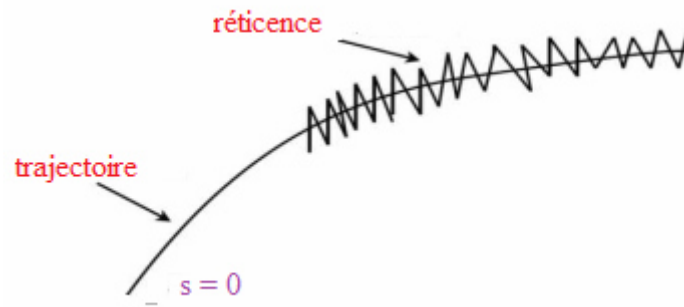


Figure II.8 : Le phénomène de broutement

II.7 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 ouverts ou complètement fermés. Ces valves admettent des fréquences de commutation de 10KHz [1].

Les entraînements électriques pour les machines électriques, ou 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) [2]. Ce sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant [4].

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 [4].

II.8 Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement :

Il est reconnu que la robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle présente le point fort d'une commande par mode de glissement. Contrairement à une loi de commande classique, les performances dynamiques sont maintenues quelles que soient les variations des paramètres et quelle que soit l'amplitude des perturbations appliquées au système [2]. De plus, la réduction de l'ordre du système constitue un autre point fort de ce type de commande, il permet de simplifier la complexité du système [2]. Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients [2] :

- Un phénomène de chattering où broutement provoquer par la partie discontinue de cette commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs.

- Le système est soumis à chaque instant à une commande à fréquence élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable.

II.9 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la commande par modes glissants, composé d'une surface de glissement sur laquelle le système évolue, et une loi de commande qui force ce système à atteindre cette surface de glissement et y demeurer jusqu'à l'équilibre, tout en respectant la loi de synthèse.

Après la phase de convergence, le système jouit de sa dynamique déterminée par la surface de glissement, et il devient insensible aux perturbations extérieures ou aux variations des paramètres du modèle [1].

Le prochain chapitre sera consacré à la modélisation et commande de l'hacheur boost de deux niveaux.

Bibliographie :

- [1] Zouaoui Yamina, commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone, mémoire de magister, université ferhat abbas de sétif 2010.
- [2] Sahraoui Mebarek, H.Benderradji, commandes non linéaires de la machine asynchrone, mémoire de master, université de m'sila 2013.
- [3] Amieur, Toufik Commande des Systèmes Non Linéaires par Mode Glissant Flou, mémoire de master, Université Mohamed Khider - Biskra 2009.
- [4] Titraoui Radhwane, Zeghlache Samir, commande par mode glissant d'un appareil à vol et atterrissage vertical, mémoire de master, université mohamed boudiaf m'sila faculté de technologie 2016.
- [5] Deghboudj Imen, commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur, mémoire de magister, université Constantine 2013.

Chapitre III :
La commande par
mode glissant du
hacheur boost de
deux niveaux

III.1 Introduction :

Le convertisseur de puissance est devenu un composant essentiel dans la conception du système d'énergie propre comme l'énergie solaire. Le convertisseur multi-niveau est un convertisseur bien adopté pour les applications des moyennes et des fortes puissances.

Nous présentons les différents résultats obtenus par simulation concernant :

- La modélisation de l'hacheur boost.
- La commande par mode glissant du hacheur boost.

III.2 Modélisation du hacheur boost de deux niveaux :

III.2.1 Définition :

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

La tension de sortie de chaque condensateur V_C est donnée par :

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

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

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

III.2.2 Model moyenne des convertisseurs DC-DC:

Le modèle moyen est obtenu en considérant la moyenne des deux ou trois équations d'état selon le mode de fonctionnement du convertisseur (mode de conduction continue ou bien discontinue) sur une période de découpage. Chaque configuration du circuit d'un convertisseur est représentée par un modèle linéaire à temps continu.

Les expressions mathématiques des dynamiques continues sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff qui décrivent le comportement du convertisseur dans chacune des configurations. Le vecteur d'état des différents modèles est composé par :

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

Ainsi, l'entrée des modèles est donnée par :

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

Dans de tels systèmes, l'ordre d'équations d'états est égal au nombre des variables d'état.

Dans le cas où le système considéré est linéaire, la représentation d'état se met sous la forme:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} = \mathbf{Cx} \end{cases}$$

Où :

- \mathbf{x} : vecteur d'état
- \mathbf{u} : vecteur de commande.
- \mathbf{A} : matrice d'état.
- \mathbf{B} : matrice d'entrée.
- \mathbf{y} : le vecteur de sortie.
- \mathbf{C} : matrice de sortie.

III.2.3 Modélisation du l'hacheur :

III.2.3.1 La structure:

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

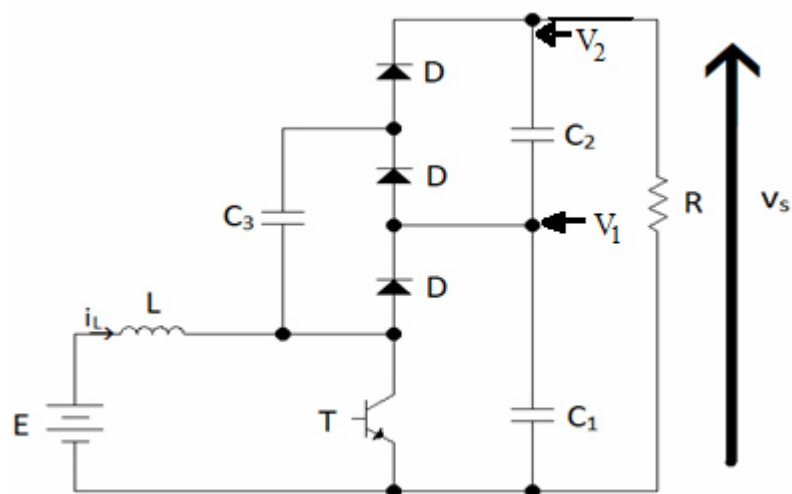


Figure III.1 : Schéma du hacheur boost (niveau 2)

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

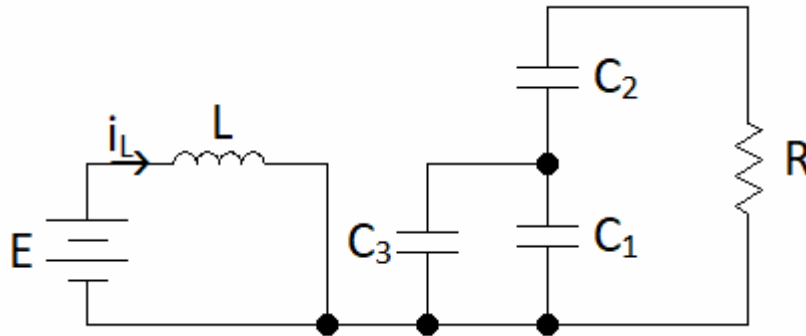


Figure III.2: Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé

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

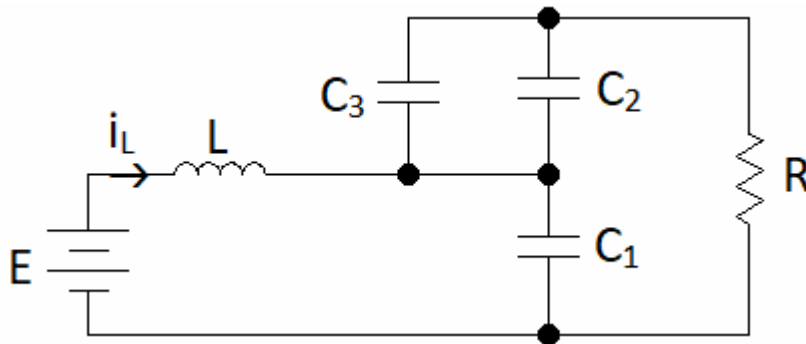


Figure III.3 : Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert

Dans le but de réduire l'ordre de système on considère les deux circuits équivalent quand l'interrupteur est fermé (III.4) et ouvert (III.5). A cet effet, on considère les deux topologies suivantes comme suit :

$$C_1 = C_2 = C_3 = C \quad (III.3)$$

$$C_{eq1} = (C_1 // C_3) = 2C \quad (III.4)$$

$$C_{eq2} = C_1 = C \quad (III.5)$$

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

$$V_1 = V_2 = \frac{V_S}{2} \quad (III.6)$$

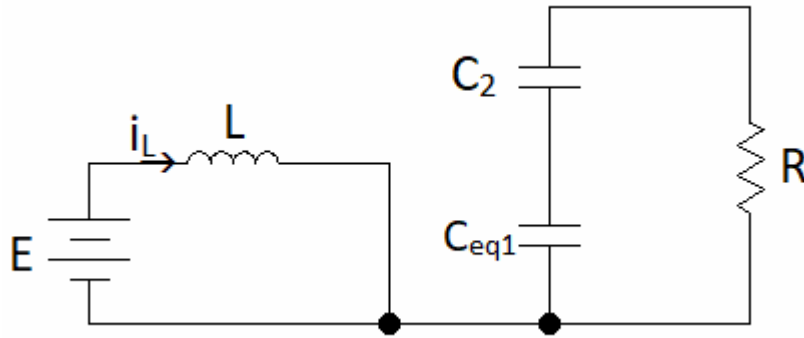


Figure III.4: Schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé

On pose le vecteur d'état $x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_s \end{bmatrix}$

On obtient alors les relations suivantes :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} \quad (\text{III.7})$$

$$\frac{dv_s}{dt} = -\frac{2v_s}{RC_{eq1}} \quad (\text{III.8})$$

On peut réécrire ce système d'équations sous la forme d'une équation d'état :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2}{RC_{eq1}} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E \dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = A_1 x + B_1 E \quad (\text{III.9})$$

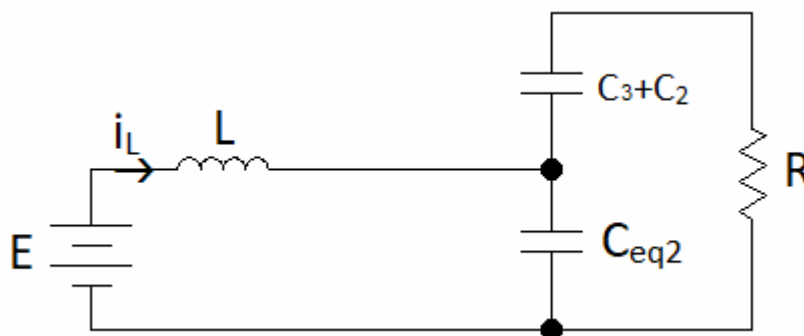


Figure III.5 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert

On a alors les relations suivantes :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{v_s}{2L} \quad (\text{III.10})$$

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{i_L}{C_{eq2}} - \frac{2v_s}{RC_{eq2}} \quad (III.11)$$

On obtient l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2L} \\ \frac{1}{C_{eq2}} & -\frac{2}{RC_{eq2}} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{2}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = A_2 x + B_2 \quad (III.12)$$

III.2.3.2 Obtention du modèle d'état instantané: le modèle d'état instantané, est donné par la combinaison des équations (III.9) et (III.12) :

$$(III.9) \times \alpha + (III.12) \times (1 - \alpha)$$

$$\Rightarrow \dot{x} = (A_1 \alpha + A_2(1 - \alpha))x + (B_1 \alpha + B_2(1 - \alpha))E \quad (III.13)$$

Après le calcul on obtient le modèle suivant :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha)}{2L} \\ \frac{(1-\alpha)}{C} & -\frac{(2-\alpha)}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = Ax + BE \quad (III.14)$$

III.3 Synthèse de la commande par mode glissant du hacheur boost de deux niveaux :

La commande par mode glissant a été largement utilisée et appliqué avec succès dans les convertisseurs DC-DC.

Les principaux avantages de cette commande sur le contrôle conventionnel sont :

- La robustesse,
- Une bonne réponse dynamique,
- Faible coût de mise en œuvre.

La modélisation du hacheur boost à deux niveaux donne les résultats suivants :

$$\begin{cases} L \frac{di_1}{dt} = -\frac{(1-\alpha)}{2} v_s + E \\ C_{eq} \frac{dv_s}{dt} = (1 - \alpha) i_1 - \frac{2v_s}{R} \end{cases} \quad (III.15)$$

Tel que :

$$C_{eq} = 2C\alpha + C(1 - \alpha) \quad (III.16)$$

A l'état d'équilibre les valeurs de tension et de courant sont donné par :

$$\begin{cases} i_{le} = \frac{2V_s}{R(1-\alpha_e)} = \frac{v_s^2}{ER} \\ v_{se} = \frac{2E}{(1-\alpha_e)} \end{cases} \quad (III.17)$$

Où : α_e représente la valeur de α a l'état d'équilibre.

L'objectif de la commande est d'obliger les tensions V_s à suivre une tension de référence constante donnée V_{ref} (Equation (III.18)).

$$\begin{cases} v_s = v_{ref} \\ \alpha_e = 1 - \frac{2E}{v_{ref}} \\ i_l = i_{lref} = \frac{v_{ref}^2}{ER} \end{cases} \quad (III.18)$$

III.3.1 La commande par mode glissant :

La forme d'état d'un système d'équation (III .15) peut être écrite comme suit :

$$\dot{x} = Ax + B\alpha + D \quad (III.19)$$

Avec :

$$x = [i_L, V_s]^t$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{2L} \\ \frac{1}{C_{eq}} & -\frac{2}{RC_{eq}} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} \frac{V_s}{2L} \\ -\frac{i_L}{C_{eq}} \end{pmatrix}, \quad D = \begin{pmatrix} E \\ L \\ 0 \end{pmatrix}$$

La conception de la loi de commande par mode glissant se fait en deux étapes:

- **Etape 1** : On choisit une surface de glissement qui fournit asymptotiquement la dynamique souhaitée en régime glissant.

La loi de commande adopte une fonction de commutation telle que

$$\alpha = \begin{cases} 1 & \text{si } s > 0 \\ 0 & \text{si } s < 0 \end{cases}$$

s Représente la surface de glissement qui donné par :

$$s = K(X_{ref} - x)$$

Ou :

$$X_{ref} = [I_{ref}, V_{ref}]^T \text{ Le vecteur de référence}$$

$K = [K_i, K_v]$ Avec K_i et K_v sont les paramètres de la commande appelés les coefficients de glissement.

- **Etape 1** : On choisit maintenant la loi de commande conçu pour la réalisation de cette surface.

Durant le mode de glissement et on régime permanent on a:

$$\frac{dS}{dt} = 0$$

On aura donc:

$$K(\dot{X}_{ref} - \dot{x}) = K(\dot{X}_{ref} - Ax + B\alpha + D) = 0$$

Ce qui donne :

$$\alpha_{eq} = 1 - \frac{\frac{K_i E}{L} - \frac{2K_v V_s}{RC_{eq}}}{\frac{K_i V_s}{2L} - \frac{K_v I_L}{C_{eq}}} \quad (\text{III.20})$$

Le diagramme de cette commande discontinue est illustré par la figure (III.6)

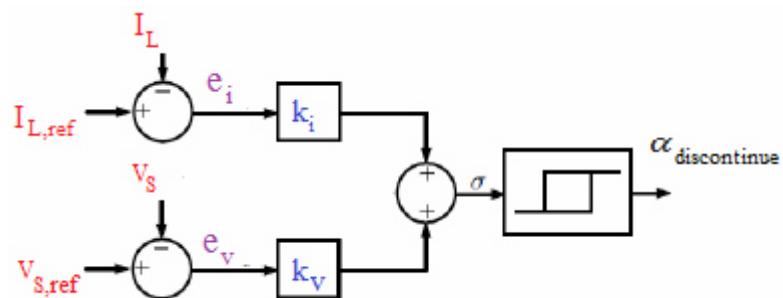


Figure III.6 : schéma fonctionnel de commande discontinue par mode glissant

III.3.1.1 La condition d'existence et de stabilité :

Pour assurer l'existence de mode glissant, une loi de commande de commutation doit être choisi pour que la position de la trajectoire du système par rapport à la surface de glissement et ses dérivés ont des signes opposés de sorte que :

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \dot{s} < 0 \quad (\text{III.21})$$

Pour que le système atteigne la surface de glissement de manière finie dans le temps, la condition (équation (III.21)) doit être remplie et doit être limité par le voisinage de la largeur de bande de zéro.

La condition d'existence du régime glissant peut exprimer comme suit :

$$\dot{s} = \begin{cases} -K\dot{x} = -K(Ax + B\alpha + D) < 0 & \text{si } s \rightarrow 0^+ \\ -K\dot{x} = -K(Ax + B\alpha + D) > 0 & \text{si } s \rightarrow 0^- \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

On distingue deux cas :

✓ **Cas 1 : lorsque $s \rightarrow 0^+$, $\dot{s} < 0$**

Selon l'équation (III.21): $\alpha = 1$ et $C_{\alpha q} = 2C$

Ainsi, la solution de la première inégalité de l'équation (III.22) est donné par :

$$\frac{K_i}{K_v} > \frac{LV_S}{RCE} \quad (\text{III.23})$$

✓ **Cas 2 : lorsque $s \rightarrow 0^+$, $\dot{s} > 0$**

Selon l'équation (III.21): $\alpha = 0$ et $C_{\alpha q} = C$

Ainsi la solution de la deuxième inégalité de l'équation (III.22) est donné par :

$$\frac{K_i}{K_v} > \frac{L(i_L - \frac{2V_S}{R})}{C(\frac{V_S}{2} - E)} \quad (\text{III.24})$$

Les inégalités (III.23) et (III.24) définissent la région on la plane phase ou le régime de glissement est maintenu.

III.4 application de la commande :

Les simulations ont été effectuées avec les valeurs suivantes :

$$L = 100\mu\text{H}, C = 10\mu\text{F} [3]$$

Le courant de référence I_{Lref} est calculé à partir de l'équation (III.18).

Les valeurs des coefficients $K_i = 5.25$ et $K_v = 0.01$ ont été trouvé par essai entrée sortie.

La figure (III.7) ci-dessous représente le schéma bloc de cette simulation sous MATLAB-SIMULINK.

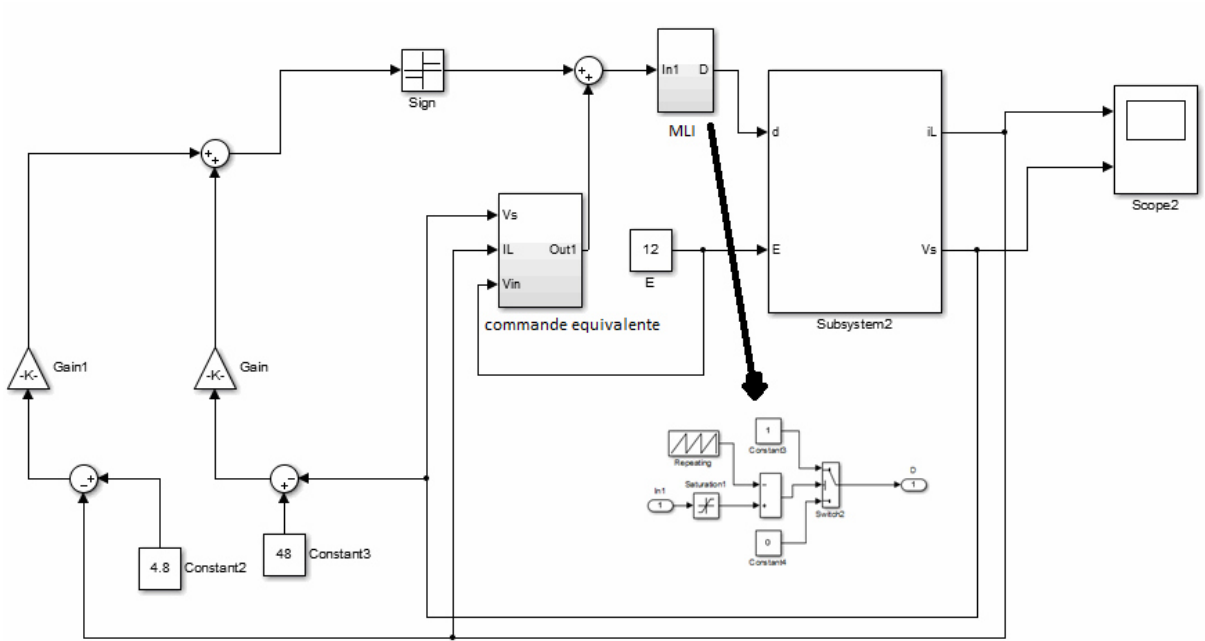


Figure III.7 : schéma bloc de simulation de commande par mode glissant pour l'hacheur boost de deux niveaux

La figure (III.8) représente les résultats de simulation :

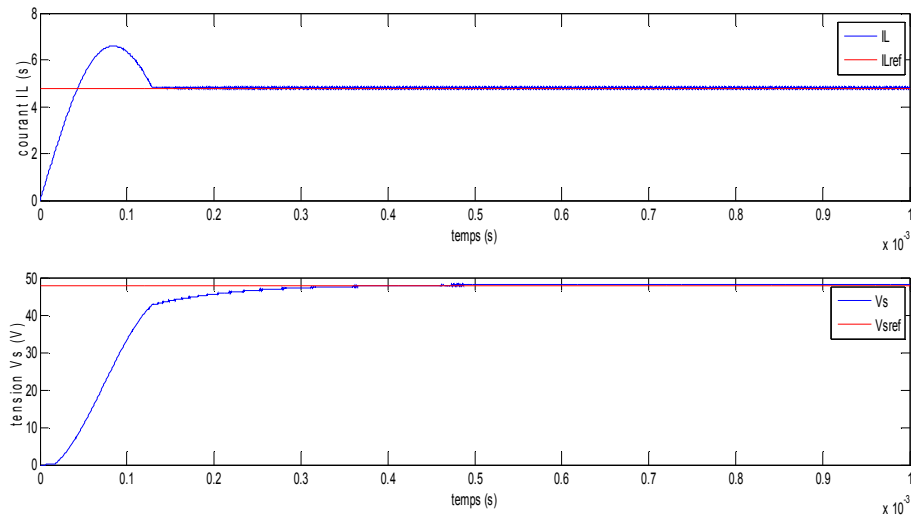


Figure III.8 : allure de courant d'entrée, de la tension de sortie pour le hacheur boost (3 niveaux)

La figure (III.8) montre que pour une valeur de la tension de référence égale à 48V, nous avons trouvé une valeur moyenne de la tension de sortie qui est égale à 48.14V.

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

La figure (III.9) illustre les résultats de la simulation quant la tension de référence varie de 48V a 60V a $t=0.05s$ puis de 60V a 48 V a $t=0.1s$

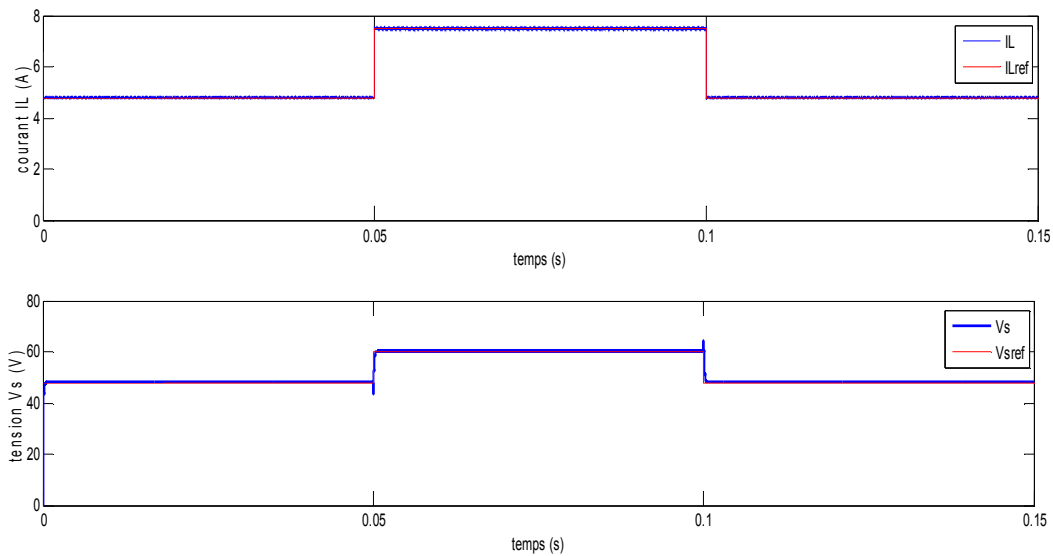


Figure III.9 : allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour une variation de la tension de référence

Il faut noter que, la modification de la tension de sortie engendre un changement du courant d'inducteur de 4.8A à 7.5A puis a 4.8A qui est calculé a partir de l'équation (III.18).

Nous pouvons voir d'après la figure (III.9) que le courant d'inductance et la tension de sortie converge rapidement vers leurs références.

III.5 tests de robustesse de la commande :

Pour tester la robustesse de notre commande vis-à-vis la variation des perturbations ou la variation paramétrique, on doit vérifier la réponse du processus via à une variation d'entrée de 12V a 9 V a $t=0.05s$ puis de 9V a 12 V a $t=0.1s$.

La figure (III.10) représente les résultats de simulation.

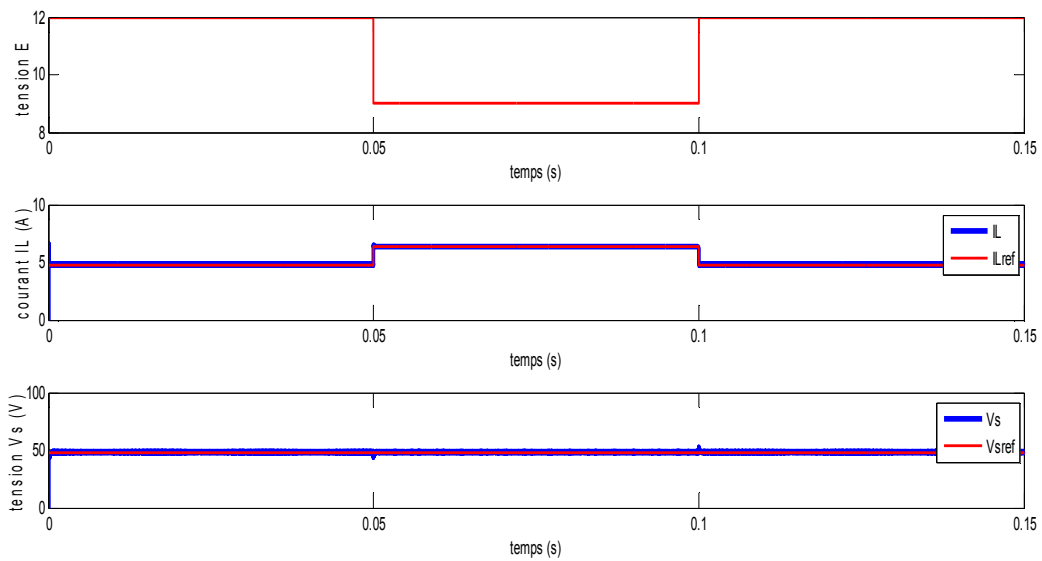


Figure III.10 : allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour une variation de la tension de d'entrée

La modification de la tension d'entrée engendre un changement de courant d'inducteur de 4.8A à 6.4A puis a 4.8A en éliminant la perturbation et qui sont calculés a partir de l'équation (III.18)

La figure (III.10) montre que le courant inducteur converge rapidement vers sa référence.

On vérifie la réponse du processus via à une variation de la résistance R lorsqu'elle est soumise à une variation de 50% de sa valeur nominale.

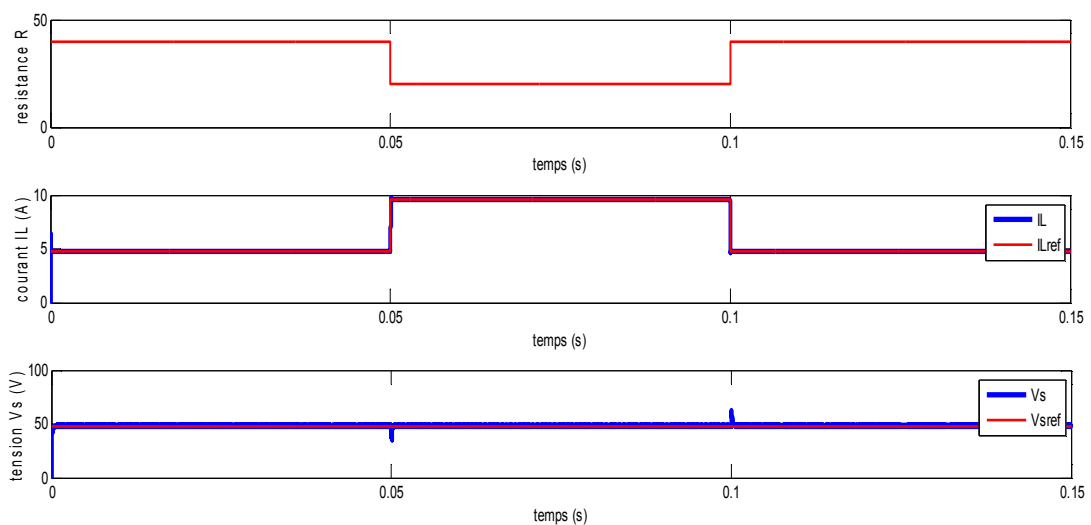


Figure III.11 : allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour une variation de la résistance

La modification de la résistance engendre un changement de courant d'inducteur de 4.8A à 9.6A puis a 4.8A en éliminant la variation et qui sont calculés a partir de l'équation (III.18) La figure (III.11) montre que le courant inducteur et la tension de sortie converge rapidement vers leurs références.

A travers les résultats de simulation effectuée sur le modèle du système, nous pouvons constater que le régulateur par mode glissant a permis de stabiliser le système aussi bien en régulation qu'en poursuite de trajectoire. A cet effet, malgré les différentes perturbations appliquées sur le système, par le changement des conditions initiales ainsi que par variations paramétriques, la stabilisation reste toujours robuste.

III.5 Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre l'application de la technique de la commande par mode glissant pour la régulation de la tension et du courant du convertisseur. La première partie a été consacrée à la modélisation du hacheur boost. La seconde partie a été consacrée à l'application des différentes situations à la commande du hacheur boost.

La commande par mode glissant montre son efficacité même dans le cas où les paramètres du hacheur subissent des variations. La commande ainsi développée nous permet d'assurer une très bonne poursuite de la tension et du courant dans un temps très réduit. Les différentes simulations faites montrent que le système de régulation donne de bonnes performances..

Bibliographie :

- [1] M. BERROUBI Abdennoure, Commande par mode de glissement des convertisseurs Buck et Boost intégrés dans un système photovoltaïque, DIPLÔME DE MASTER: UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA, 2016.
- [2] ACHOUR Abderraouf, Analyse et commande d ' un hacheur Buck- boost, mémoire de master:Université Mohamed Khider de Biskra, 2018.
- [3] Mohamed B. Debbat, Rochdi Bachir-Bouiadjra, Hafid A. Bouziane, Sliding mode control of two-level Boost DC-DC converter, 4th International Conference on Electrical Engineering IGEE, Boumerdes, December 13th -15th, 2015.

***Conclusion
générale***

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la commande d'un système non linéaire (hacheur boost à deux niveaux) en utilisant une technique avancée de l'automatique appelée la commande en mode glissant.

Nous avons rappelé les différents types des hacheurs boost multi-niveaux, afin de mieux comprendre le fonctionnement du hacheur. Par la suite, nous avons consacré à l'étude de la commande en mode glissant ainsi que les détails nécessaires pour la conception des algorithmes de celle-ci. Nous avons modélisé le système du hacheur boost à deux niveaux afin de synthétiser la loi de la commande. Cette étude a permis la stabilité la tension de la sortie et le courant de l'inducteur. Les résultats obtenus ainsi après les simulations montrent que la commande en mode glissant a bien stabilisé la tension de sortie et le courant du hacheur avec des paramètres variables. Nous pouvons conclure que la commande par mode glissant peut être avantageuse dans les systèmes convertisseurs DC-DC.

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

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

Résumé

Le travail réalisé dans ce mémoire porte essentiellement sur la modélisation, la simulation de la commande par mode glissant des convertisseurs DC-DC de type Boost multi-niveaux. Notre application porte sur le choix d'un hacheur Boost de deux niveaux ou le dispositif est composée d'un étage de commande et d'un étage de convertisseur. L'étude a été initiée par la présentation des différentes topologies des convertisseurs DC-DC. Ainsi, notre étude porte sur la commande par mode glissant. Une application de cette commande était effectuée sur un convertisseur de deux niveaux et les résultats de simulations mettent en évidence l'intérêt de la commande par mode glissant en raison de sa robustesse.

Abstract :

The work carried out in this thesis focuses on modeling, the simulation of the sliding mode control of DC-DC converters of the Boost multi-level type. Our application deals with the choice of a two-level Boost chopper or the device consists of a control stage and a converter stage. The study was initiated by the presentation of different topologies of DC-DC converters. Then, a chapter was devoted to the study of the command by sliding mode. An application of this command was carried out on a converter of two levels and the results of simulations highlight the interest of the command by sliding mode because of its robustness

ملخص :

ركز العمل المنجز في هذه الرسالة على النمذجة ومحاكاة التحكم في الوضع المنزلق لمحولات DC-DC من النوع Boost متعدد المستويات. يتعامل تطبيقنا مع اختيار المروحية Boost ثنائية المستوى أو أن الجهاز يتكون من مرحلة تحكم ومرحلة محول. بدأت الدراسة من خلال تقديم طوبولوجيا مختلفة من محولات DC-DC. بعد ذلك ، تم تخصيص فصل لدراسة الأمر من خلال وضع الانزلاق. تم تنفيذ تطبيق لهذا الأمر على محول من مستويين وتُبرز نتائج عمليات المحاكاة اهتمام الأمر من خلال وضع الانزلاق تم تنفيذ تطبيق لهذا الأمر على محول من مستويين وتُبرز نتائج عمليات المحاكاة اهتمام الأمر من خلال وضع الانزلاق بسبب متانته.