

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département Electromécanique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Par

➤ **BOUDRA TOUFIK**

Intitulé

Étude et Simulation de la Commande Avancée du Convertisseur Statique de Type DC/DC

Soutenu le : / /2022

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
M.BENNIA ABDERAZAK	MCA	Président	Univ-BBA
M.AISSA OUALID	MCA	Encadreur	Univ-BBA
M.BENHENICHE ABDELHAK	MCA	Examineur	Univ-BBA
M. ZAOUI FARES	MCB	Examineur	Univ-BBA

Année Universitaire 2021/2022

Dédicaces

De tout mon cœur,

je dédie ce travail :

A ma mère, A mon père ;

A mes frères et sœurs

A toute ma famille

A tous les enseignants qui ont contribué de près ou

de loin à la réalisation de ce modeste mémoire.

à mes amis et collègues de l'entreprise nationale de

Géophysique (ENAGEO) filiale du groupe Sonatrach.

Remerciements

Je remercie le bon Dieu qui m'a donné la volonté, l'aide, la patience et le courage pour accomplir ce modeste travail.

Ce dernier n'aurait pas vu le jour sans la contribution de plusieurs personnes, tant avec leurs conseils qu'avec leurs critiques. Je remercie en particulier :

Le Dr. AISSA OUALID mon encadreur pour ses orientations, ses conseils et surtout sa patience tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Tous les enseignants du département Electromécanique de l'université de BBA.

Liste des Tableaux :

Tableau.1.1. Paramètres de simulation en boucle ouverte du convertisseur buck.	P15
Tableau.3.1. Paramètres de simulation par mode glissant du convertisseur buck.	P32

Liste des Figures

Figure.1.1. Schéma d'un convertisseur Boost.	P4
Figure.1.2 .Schéma d'un convertisseur Buck.	P4
Figure.1.3. Schéma d'un convertisseur Boost-Buck.	P4
Figure.1.4. Schéma d'un convertisseur SEPIC.	P4
Figure.1.5. Schéma d'un convertisseur uk.	P5
Figure.1.6. Schéma d'un convertisseur pont en H.	P5
Figure.1.7. Schéma d'un convertisseur Flyback.	P6
Figure.1.8. Schéma d'un convertisseur Forward.	P6
Figure.1.9. Schéma d'un convertisseur LLC.	P6
Figure.1.10. Schéma de base d'un convertisseur Buck.	P7
Figure.1.11. Modes de fonctionnement d'un convertisseur Buck.	P7
Figure.1.12. Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en CCM.	P8
Figure.1.13. Formes d'onde de la tension aux bornes du condensateur et le courant i_c .	P9
Figure.1.14. Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en DCM.	P11
Figure.1.15. Sens des courants et tensions du Convertisseur buck.	P13
Figure.1.16. Signal de commande .	P15
Figure.1.17 .Schéma du convertisseur Buck en boucle ouverte, implémenté en Matlab/Simulink.	P16
Figure.1.18 .Réponse de la tension de sortie du convertisseur buck en boucle ouverte.	P16
Figure.2.1. Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.	P20
Figure.2.2. Configuration par changement de retour d'état.	P21
Figure.2.3. Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande.	P22
Figure.2.4. Démonstrations du mode de glissement.	P22
Figure.2.5. Linéarisation exacte de l'écart.	P24
Figure.2.6. Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.	P25
Figure.2.7. Commande appliquée au système à structure variable.	P26
Figure.2.8. La valeur u_{eq} prise par la commande lors de la commutation.	P27

Figure.2.9. Représentation de la fonction «Signe».	P28
Figure.2.10. Fonction «SAT».	P29
Figure.2.11. Fonction «SMOOTH».	P29
Figure.3.1. Schéma synoptique de la commande par mode glissant du convertisseur buck.	P32
Figure.3.2. Schéma de commande SMC du convertisseur Buck implémenté sous Matlab/Simulink.	P33
Figure.3.3. Allure de la tension de sortie v_0 du convertisseur Buck.	P34
Figure.3.4. Allure du courant traversant l'inductance L du convertisseur Buck.	P35
Figure.3.5. Allure de la tension de sortie avec une résistance de charge variable par SMC.	P35
Figure.3.6. Allure du courant de l'inductance avec une résistance de charge variable par SMC.	P36

Liste des Acronymes et Symboles

CCM: Mode de conduction continue

DCM: Mode de conduction discontinue

DC-DC: Convertisseur continu-continu

: Rapport cyclique de S.

S: Interrupteur de l'hacheur.

v_0 : Tension de sortie.

V_{ref} : Tension de référence.

$e(n)$: Erreur ($V_{ref} - V_0$).

$\Delta e(n)$: Variance de l'erreur.

V_i : Tension d'entrée.

L: Inductance.

R: Résistance.

I_e : Courant d'entrée.

C: Condensateur.

R_L : Résistance de la charge.

MG: Mode de glissement.

MRP: Mode de régime permanent.

S(x): Surface de glissement.

$e(x)$: Ecart de la variable à régler.

r : Degré relatif.

V(x): Fonction de LYAPUNOV.

$v_{eq}(t)$: Composante équivalente.

$v_N(t)$: Composante non linéaire.

:

-المستمر تطبيقه في السنوات الأخيرة في مختلف المجالات ، وهي: أنظمة الكمبيوتر ، المتجددة ، والاتصالات السلكية واللاسلكية و التحكم في الماكينات الكهربائية الدوارة. هناك عدة أنواع من ، وأكثرها شيوعًا المحول المستمر- . ي هذه المذكرة ، نحن مهتمون بالدراسة والمحاكاة مطالب سيميلد عن طريق وضع الانزلاق ، والذي يهدف إلى ضمان التحكم الجيد في المحول المخفض التي تكون نتائج المحاكاة فيها مقبولة .

الكلمات الرئيسية: -المستمر ، المحول المستمر المخفض، النموذج المنزلق ، برنامج مطالب سيميلد

Résumé :

Le convertisseur Continu-Continu (DC/DC) trouve son application ces dernières années dans différents domaines à savoir : les systèmes informatiques, les énergies renouvelables, les télécommunications et les entraînements électriques des machines tournantes. On distingue plusieurs types d'hacheurs dont les plus répandus sont le convertisseur (DC/DC) dévolteur ou bien abaisseur (Buck). Dans ce mémoire de fin d'études, on s'intéresse à l'étude et à la simulation par le logiciel MATLAB/ Simulink de la commande par mode glissant, destinée à assurer le bon contrôle du convertisseur (DC/DC) de type dévolteur dont les résultats de simulation obtenus sont acceptables.

Mots clés : Convertisseur Continu-Continu (DC/DC), Hacheur dévolteur, Mode glissant, MATLAB/Simulink.

Abstract:

The DC-DC converter has found its application in recent years in various fields, namely: computer systems, renewable energies, telecommunications and electrical drives for electrical machines. There are several types of choppers, the most common of which are the step-down or buck (DC/DC) converter. In this project, we will be interested in the study and the simulation by the MATLAB/Simulink software of the control by sliding mode, intended to ensure the good control of the DC/DC step-down converter where the obtained simulation results are acceptable.

Keywords: DC-DC converter, buck converter, sliding mode control, MATLAB/Simulink.

Sommaire

Introduction Générale	1
CHAPITRE I	2
Généralités sur les différents types de convertisseurs DC/DC	2
1.1 Introduction	3
1.2 Différents types des convertisseurs statiques continu-continu (DC/DC)	3
1.2.1.2 Convertisseur Buck.....	4
1.2.1.3 Convertisseur DC-DC boost-buck.....	4
1.2.1.4 Convertisseur SEPIC	4
1.2.1.5 Convertisseur uk	5
1.2.1.6 Convertisseurs DC/DC pont en H.....	5
1.2.2 Convertisseurs isolés	5
1.2.2.1 Convertisseur Flyback	5
1.2.2.3 Convertisseur LLC.....	6
1.3 Convertisseur DC/DC série ou hacheur dévolteur de tension (Buck)	7
1.3.1 Définition.....	7
1.3.2 Domaines d'application	7
1.3.3 Principe de fonctionnement	7
1.3.4 Mode de conduction continue(CCM)	8
1.3.4.1 Ondulation du courant i_L et choix de l'inductance L	9
1.3.4.2 Ondulation de la tension de sortie V_o et choix du condensateur C	9
1.3.5 Limite entre la conduction continue et discontinue	10
1.3.5 Mode de conduction discontinue (DCM)	11
1.4 Modèle mathématique du convertisseur DC/DC de type dévolteur	12
1.4.1 Modèle du convertisseur Buck	12
1.4.2 Le modèle moyen du convertisseur Buck.....	13
1.5 Conception du circuit Buck	14
1.5.1 Cahier des charges du convertisseur Buck	14
1.5.2 Détermination des valeurs de L et C	14
1.6 Simulation du convertisseur buck en boucle ouverte	15
1.7 Conclusion	16
CHAPITRE II	17
Concepts fondamentaux de la théorie de la commande par mode glissant.....	17
2.1 Introduction	18
2.2 Systèmes à structure variable.....	18
2.3 Principe du réglage par mode glissant	19
2.4 Configuration de base pour les systèmes à structure variable	20
2.5 Condition d'existence du mode glissant	21

2.6 Conception de la commande par mode de glissement.....	21
2.6.1 Choix de la surface de glissement	22
2.6.2 Conditions de convergence.....	23
2.6.2.1 Fonction directe de commutation	23
2.6.2.2 Fonction de Lyapunov	23
2.6.3 Calcul de la commande.....	24
2.6.3.1 Définition des grandeurs de commande.....	25
2.6.3.2 Expression analytique de la commande.....	26
2.7 Elimination du phénomène de chattering	27
2.7.1 Fonction SAT	27
2.7.2 Fonction SMOOTH	27
2.8 Conclusion	27
CHAPITRE III.....	28
Commande par mode glissant du convertisseur dévolteur (buck).....	28
3.1 Introduction	29
3.2 Commande par SMC du convertisseur buck	29
3.3 Implémentation du schéma de commande dans Matlab/Simulink	31
3.4 Résultats de simulation avec interprétations.....	32
3.5 Conclusion.....	34
Conclusion générale et perspectives.....	35
Liste des références bibliographiques.....	36

Introduction Générale

Un convertisseur continu-continu ou hacheur est un convertisseur d'énergie statique qui permet de transformer la valeur de la tension d'une source d'énergie continu en une tension de sortie continue dont la valeur est réglable. Les convertisseurs continu-continu sont devenus une composante essentielle des applications industrielles et militaires au cours des dernières décennies. Grâce à leurs rendements de plus en plus élevés, leurs faibles encombrements ainsi que leurs poids et coûts réduits, ils ont remplacé les alimentations classiques linéaires, même pour de faibles niveaux de puissance [1].

Un convertisseur de puissance peut être caractérisé comme un système périodique, non linéaire et variant au cours du temps en raison de son fonctionnement basé sur le découpage. La topologie des éléments dynamiques du système dépend de l'état instantané de chaque interrupteur commandé, ce qui rend la modélisation complexe [2].

Dans ce mémoire, on va étudier l'application d'une technique avancée qui est la commande par mode glissant pour le convertisseur de type Buck. Pour ce faire, notre travail est présenté en trois chapitres organisés comme suit :

- Dans le premier chapitre, nous allons aborder les différents types du convertisseur statique continu-continu (DC/DC) notamment le convertisseur dévolteur (buck). Par la suite, nous développerons un modèle mathématique pour ce convertisseur buck et nous clôturerons ce chapitre par la simulation du convertisseur buck en boucle ouverte sur MATLAB/Simulink.
- Dans le deuxième chapitre, nous allons introduire des concepts fondamentaux de la commande par mode de glissement.
- Dans le troisième et dernier chapitre, nous appliquerons la technique de commande par mode glissant pour le contrôle du convertisseur statique DC/DC buck ainsi que la présentation des performances obtenues.
- Enfin, nous terminerons ce mémoire de fin d'études par une conclusion générale et des perspectives.

CHAPITRE I

Généralités sur les différents types de convertisseurs DC/DC

CHAPITRE I

Généralités sur les différents types de convertisseurs DC/DC

1.1 Introduction

Les convertisseurs de type DC-DC convertissent un niveau de tension électrique à un autre niveau par action de commutation. Ils sont populaires en raison de leurs petites tailles et l'efficacité par rapport aux régulateurs linéaires. Les convertisseurs DC-DC ont un très grand domaine d'application. Ceux-ci sont largement utilisés dans les ordinateurs personnels, des périphériques informatiques et adaptateurs d'appareils électroniques pour fournir des tensions continues. La grande variété de topologie de circuit de convertisseurs varie entre une configuration à un transistor unique ; abaisseur (buck), élévateur (boost) et abaisseur élévateur (buck-boost) et des configurations complexes comportant deux ou quatre interrupteurs et qui emploient une commutation douce ou des techniques de résonance pour contrôler les pertes de commutation [1].

Dans ce chapitre, nous passerons en revue les différents types de convertisseurs DC/DC qui sont: buck, boost, buck-boost, boost-boost, Cuk. Par la suite nous analyserons le fonctionnement d'un convertisseur buck. Ce convertisseur est fréquemment utilisé dans les systèmes photovoltaïques pour générer les tensions et les courants réglables. Ce type de convertisseur possède un grand rendement énergétique puisque il est constitué à base d'éléments passifs (condensateur et inductance).

Nous développerons un modèle mathématique pour le convertisseur buck et ensuite nous en simulerons le fonctionnement en boucle ouverte et clôturerons ce chapitre avec une conclusion.

1.2 Différents types des convertisseurs statiques continu-continu (DC/DC)

Il existe deux grandes familles de convertisseurs: les convertisseurs DC/DC non-isolés et les convertisseurs isolés [3].

1.2.1 Convertisseurs DC-DC non isolés

1.2.1.1 Convertisseur boost

Un convertisseur boost ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur [3].

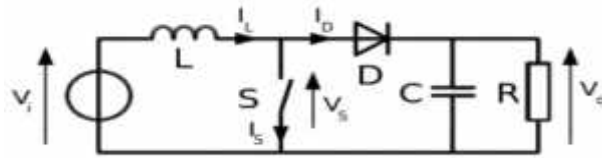


Figure.1.1.Schéma d'un convertisseur boost [3].

1.2.1.2 Convertisseur Buck

C'est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur. Un convertisseur Buck bien conçu possède un fort rendement (jusqu'à 95 %) et offre la possibilité de réguler la tension de sortie [3].

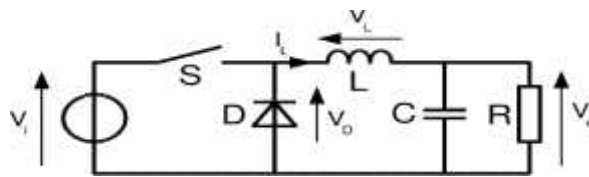


Figure.1.2.Schéma d'un convertisseur Buck [3].

1.2.1.3 Convertisseur DC-DC boost-buck

Un convertisseur boost-buck est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse.

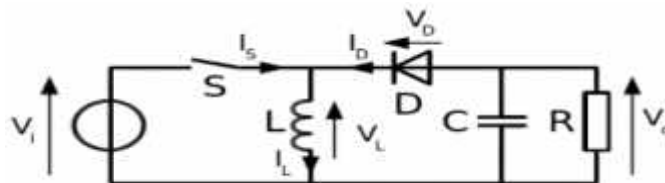


Figure.1.3.Schéma d'un convertisseur boost-buck[3].

1.2.1.4 Convertisseur SEPIC

Un convertisseur SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter) est une alimentation à découpage convertissant une tension continue en une autre tension continue, de valeur différente (plus faible ou plus grande). La valeur de la tension de sortie dépend du rapport cyclique de fermeture de l'interrupteur (transistor) [3].

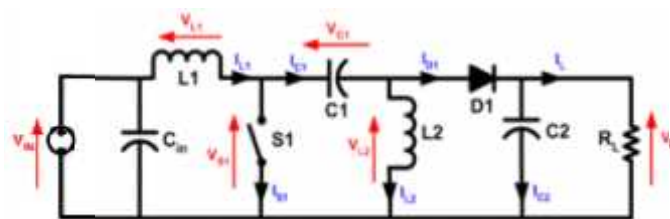


Figure.1.4.Schéma d'un convertisseur SEPIC [3].

1.2.1.5 Convertisseur buck

Un convertisseur buck est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse. Au contraire des autres types de convertisseurs utilisent une inductance, alors que le convertisseur buck utilise un condensateur pour stocker de l'énergie [3].

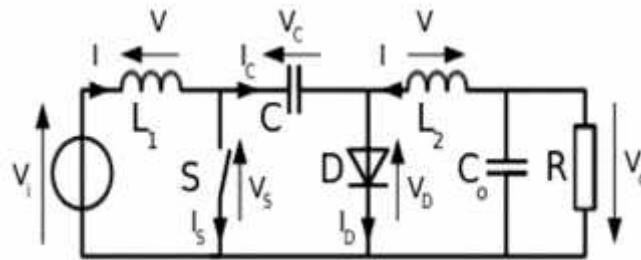


Figure.1.5.Schéma d'un convertisseur buck [3].

1.2.1.6 Convertisseurs DC/DC pont en H

Le pont en H est une structure électronique servant à contrôler la polarité aux bornes d'un dipôle. Il est composé de quatre éléments de commutation généralement disposés schématiquement en une forme de H d'où le nom. Les commutateurs peuvent être des relais, des transistors, ou autres éléments de commutation en fonction de l'application visée.

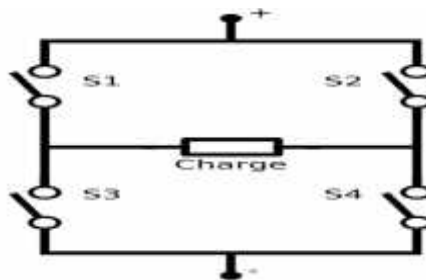


Figure.1.6.Schéma d'un convertisseur pont en H [3].

1.2.2 Convertisseurs isolés

Les convertisseurs isolés convertissent une source de courant continu en une tension continue différente et contiennent une barrière électrique entre l'entrée et la sortie pour améliorer la sécurité

1.2.2.1 Convertisseur Flyback

C'est un montage équivalent au buck-boost isolé, est très utilisé pour des puissances allant

jusqu'à quelques dizaines de Watt.

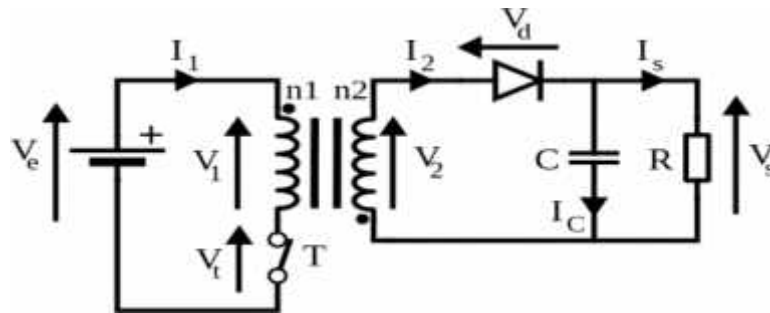


Figure.1.7.Schéma d'un convertisseur Flyback[4].

1.2.2.2 Convertisseur Forward

C'est montage isolé équivalent au convertisseur Buck, peut être utilisé jusqu'à quelques centaines de Watt. Le convertisseur forward permet de transférer des puissances plus importantes qu'un convertisseur Flyback. Ainsi l'architecture classique permet des transferts de puissance d'une centaine de Watt à environ 400W [3].

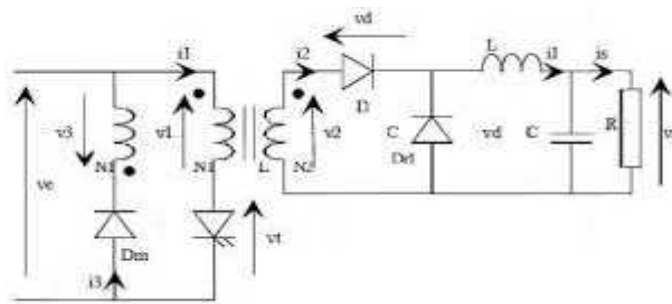


Figure.1.8.Schéma d'un convertisseur Forward [3].

1.2.2.3 Convertisseur LLC

C'est convertisseur résonnant associant un pont en H, un transformateur et un redresseur à diode.

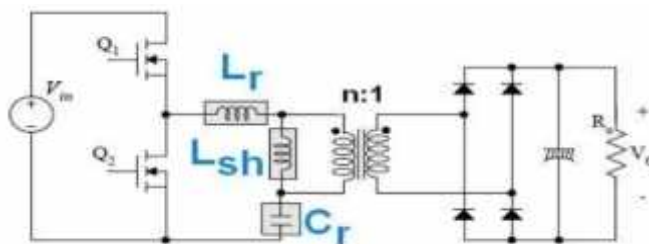


Figure.1.9.Schéma d'un convertisseur LLC [4].

1.3 Convertisseur DC/DC série ou hacheur dévolteur de tension (Buck)

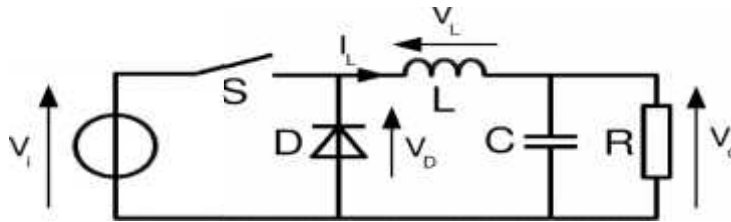


Fig.1.10.Schéma de base d'un convertisseur Buck [3].

1.3.1 Définition

Un convertisseur buck ou hacheur série est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur.

1.3.2 Domaines d'application

Ce type de convertisseur est utilisé pour différentes applications telles que: Les applications visant l'obtention d'une tension continue fixe (et parfois régulée) à partir d'un générateur de tension continue supérieure comme la conversion 12-24V fournie par une batterie d'ordinateur portable vers quelques volts nécessaires au processeur [3].

1.3.3 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur buck peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur S (Figure.1.11):

-) Dans l'état passant, l'interrupteur S est fermé (figure.1.11-a), la tension aux bornes de l'inductance vaut $v_L = v_i - v_o$. Le courant traversant l'inductance augmente linéairement. La tension aux bornes de la diode étant négative, aucun courant ne la traverse.
-) Dans l'état bloqué, l'interrupteur est ouvert (**figure1.11-b**). La diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance vaut $v_L = v_o$. Le courant traversant l'inductance décroît [2].

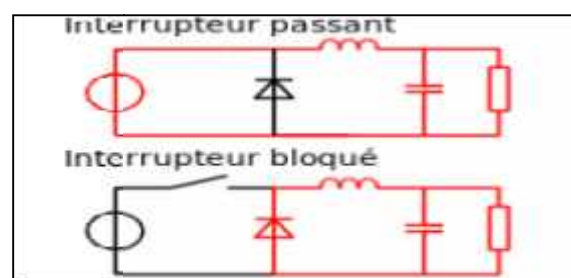


Figure 1.11-a

Figure 1.11-b

Figure.1.11.Modes de fonctionnement d'un convertisseur buck [3].

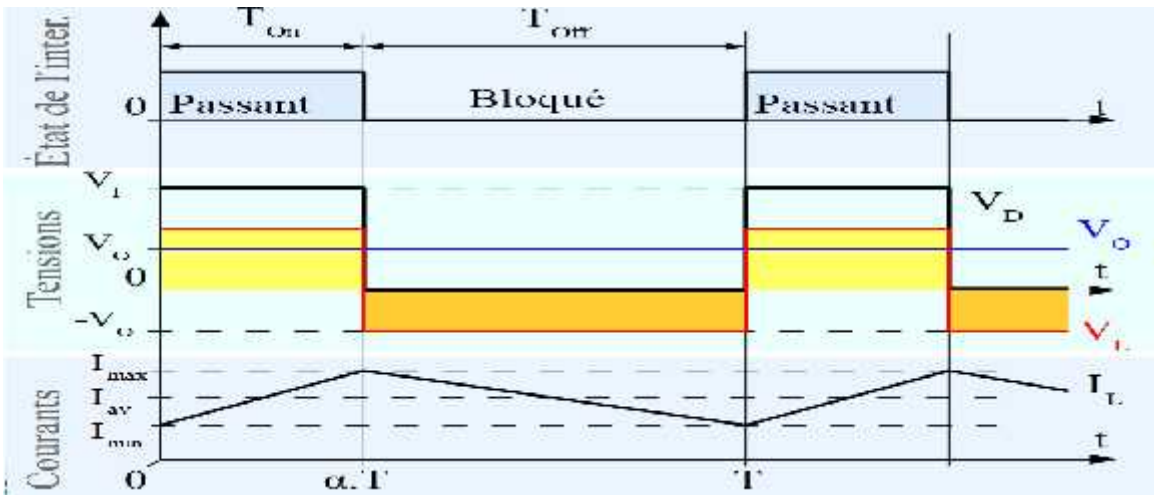


Figure.1.12. Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en CCM [3].

1.3.4 Mode de conduction continue (CCM)

Quand un convertisseur Buck travaille en mode de conduction continue, le courant i_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. La figure (1.12) montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur buck. Le taux d'accroissement de I_L est donné par :

$$v_L = v_L \frac{di_L}{dt} \quad (1.1)$$

Avec $v_L = (v_i - v_0)$ pendant l'état passant et $(-v_0)$ durant l'état bloqué. Par conséquent l'augmentation de i_L durant l'état passant est donnée par:

$$\Delta i_{L_{on}} = \int_0^{\alpha T} \frac{v_L}{L} dt = \frac{(v_i - v_0) \cdot \alpha T}{L} \quad (1.2)$$

De même, la baisse du courant dans l'inductance durant l'état bloqué est donnée par:

$$\Delta i_{L_{off}} = \int_{\alpha T}^T \frac{v_L}{L} dt = \frac{(-v_0) \cdot (T - \alpha T)}{L} \quad (1.3)$$

En conséquence, le courant i_L traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante:

$$\Delta i_{L_{on}} + \Delta i_{L_{off}} = 0 \quad (1.4)$$

En remplaçant $\Delta i_{L_{on}}$ et $\Delta i_{L_{off}}$ par leur expression, on obtient:

$$\frac{(v_i - v_0) \cdot \alpha T}{L} - \frac{v_0 \cdot (T - \alpha T)}{L} = 0 \quad (1.5)$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante:

$$v_0 = \alpha v_i \quad (1.6)$$

Grâce à cette équation, on peut voir que la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique. Le rapport cyclique étant compris entre **0** et **1**, la tension de sortie v_0 est toujours inférieure à celle d'entrée. C'est pour cela qu'on parle parfois de dévolteur.

1.3.4.1 Ondulation du courant i_L et choix de l'inductance L

Sur la figure 1.12 on voit que le courant traversant l'inductance L présente une ondulation (l'ondulation du courant est définie comme étant la différence entre la valeur maximale et la valeur minimale du courant) qui est donnée par :

$$\Delta i_{L_0} = \int_0^{\alpha T} \frac{v_L}{L} dt = \frac{(v_i - v_0) \cdot \alpha T}{L} = \frac{v_i (1 - \alpha) \alpha}{L} \quad (1.7)$$

Avec $f=1/T$ la fréquence de commutation.

Sachant que l'ondulation du courant est maximale pour $\alpha = 0.5$, on peut écrire pour un courant d'ondulation maximum désiré.

$$L \geq \frac{v_i}{4 i_L f} \quad (1.8)$$

1.3.4.2 Ondulation de la tension de sortie V_0 et choix du condensateur C

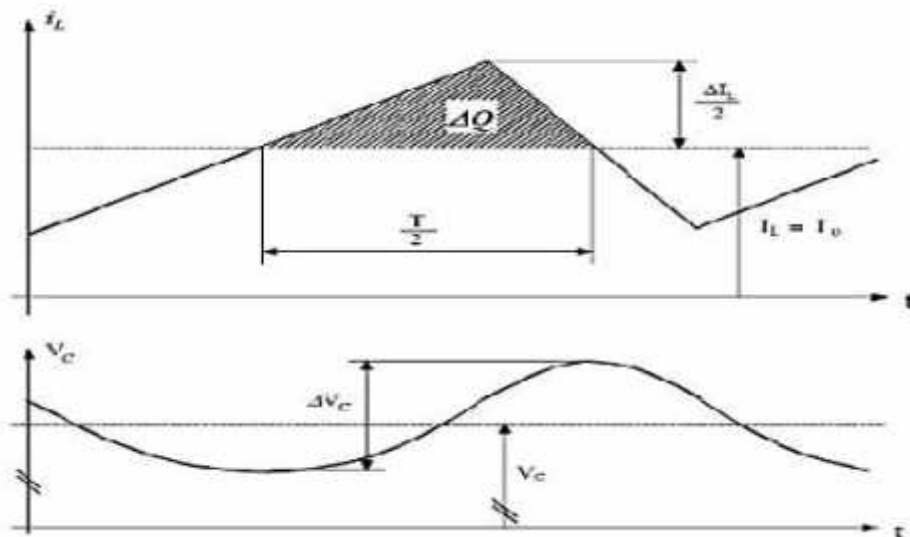


Figure.1.13.Formes d'onde de la tension aux bornes du condensateur et le courant i_c [1].

La tension de sortie V_0 et le courant I_0 se maintiennent à des valeurs constantes, même pendant l'ouverture de l'interrupteur.

L'ondulation de la tension de sortie peut être estimée en admettant que le courant traversant le condensateur soit égal à l'ondulation du courant dans l'inductance. Autrement dit, on fait l'hypothèse que l'ondulation du courant traversant la charge R est nulle.

Sur la figure (1.10) on peut voir que pour chaque demi-période de commutation, le condensateur emmagasine ou restitue une charge Q (aire du triangle hachuré) conduisant à une variation de la tension à ses bornes estimée à :

$$\Delta v = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta i_L T}{2} = \frac{\Delta i_L}{8C}$$

$$\Delta v = \frac{v_0}{8 f^2} (1-\alpha) = \frac{v_1}{8 f^2} (1-\alpha) \alpha \quad (1.9)$$

Ou en valeur relative

$$\frac{\Delta v}{v_0} = \frac{1}{8 f^2} (1-\alpha) \quad (1.10)$$

L'ondulation absolue maximale a lieu pour un rapport cyclique $\alpha = 0.5$

$$\Delta v_{cm} = \frac{v_1}{3 L f^2} \quad (1.11)$$

Par conséquent, la valeur du condensateur C permettant d'avoir une ondulation inférieure à Δ_m qui doit satisfaire :

$$C \geq \frac{v_1}{3 L v_m f^2} \quad (1.12)$$

1.3.5 Limite entre la conduction continue et discontinue

Lorsque le courant à travers l'inductance s'annule juste au moment de la commutation, le courant moyen dans la charge est égal à la moitié de l'ondulation i_L . On se trouve alors à la limite entre la conduction continue et la conduction discontinue.

$$i_{Lm} = i_0 - \frac{\Delta i_L}{2} = 0 \text{ Donc } i_0 = \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{v_1(1-\alpha)\alpha}{2L} \quad (1.13)$$

Sachant que $i_0 = \frac{v_0}{R}$

$$L_m = \frac{(1-\alpha)R}{2f} \quad (1.14)$$

1.3.5 Mode de conduction discontinue (DCM)

Dans certains cas, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas, le courant traversant l'inducteur s'annule pendant une partie de la période. La seule différence avec le principe de fonctionnement décrit précédemment est que l'inductance est complètement déchargée en début de cycle (les formes d'ondes sur la figure I.10). Bien que faible, la différence entre conduction continue et discontinue a un fort impact sur la formule de la tension de sortie. La tension de sortie peut être calculée de la façon suivante: On considère toujours que le convertisseur a atteint le régime permanent. L'énergie stockée dans les composants est donc la même en début et en fin de cycle (elle est nulle dans le cas de la conduction discontinue). Cela engendre aussi que la tension moyenne aux bornes de l'inductance (v_L) est nulle. Ceci se traduit sur la figure I.14, par une égalité de l'aire des rectangles jaune et orange :

$$(v_L - v_0) \cdot T - v_0 \cdot T = 0 \quad (1.15)$$

On peut en déduire la valeur de :

$$= \frac{(v_L - v_0)}{v_0} \quad (1.16)$$

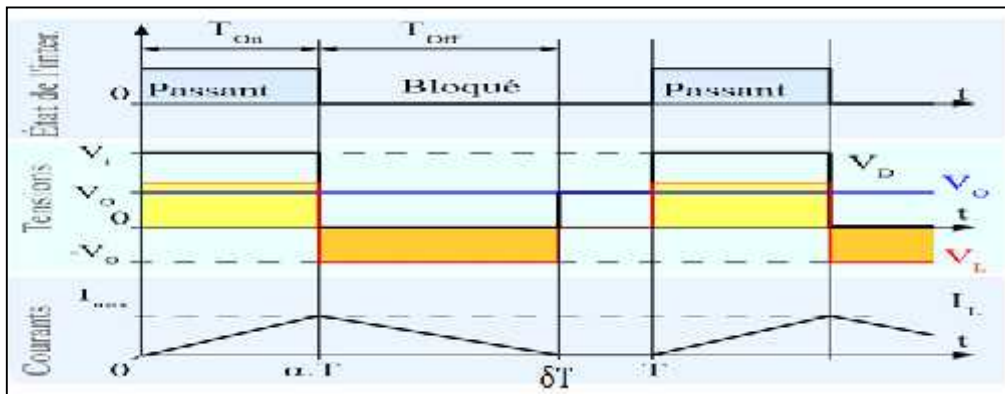


Figure.1.14.Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en DCM [3].

En supposant que le condensateur de sortie est suffisamment important pour maintenir la tension de sortie constante pendant un cycle de commutation, le courant de sortie délivré à la charge (i_0) est constant. Cela implique que le courant traversant le condensateur est de valeur moyenne nulle. Par conséquent, nous avons: $i_L = i_0$.

Avec i_{Lmoy} est le courant moyen traversant l'inductance.

Comme on peut le voir sur la figure 1.14, le courant i_L traversant l'inductance est de forme triangulaire. Par conséquent, la valeur moyenne de i_L peut donc être calculée géométriquement de la façon suivante:

$$i_L = \left(\frac{1}{2} i_L \quad \alpha T + \frac{1}{2} i_L \quad T \right) \frac{1}{T} = \frac{(\alpha + 1)}{2} i_L = i_0 \quad (1.17)$$

Le courant dans l'inductance est nul en début de cycle puis augmente pendant αT jusqu'à atteindre i_{Lmax} . Cela veut dire que i_{Lmax} est égale à :

$$i_L = \frac{(v_i - v_c) T}{L} \quad (1.18)$$

En remplaçant i_{Lmax} dans les relations précédentes par son expression, on obtient:

$$i_0 = \frac{(v_i - v_c) \alpha T (\alpha + 1)}{2L} \quad (1.19)$$

On remplace v_c par son expression :

$$i_0 = \frac{(v_i - v_c) \alpha T (\alpha + \frac{v_i - v_c}{v_0} \alpha)}{2L} \quad (1.20)$$

Qui peut se mettre sous la forme:

$$v_0 = v_i \frac{1}{\frac{2Li_0}{\alpha^2 v T} + 1} \quad (1.21)$$

On peut remarquer que l'expression de la tension de sortie est bien plus compliquée que celle obtenue pour le cas de conduction continue. En effet, la tension de sortie dépend non seulement de la tension d'entrée (v_i) et du rapport cyclique α mais aussi de la valeur de l'inductance (L), de la période de commutation (T) et du courant de sortie (i_0).

1.4 Modèle mathématique du convertisseur DC/DC de type dévolteur

Le circuit du convertisseur Buck est montré sur la Figure.1.15. Le convertisseur Buck appartient à la classe des chopper ou atténuateurs. A la sortie, il multiplie la tension d'entrée v_i par un facteur inférieur à l'unité.

1.4.1 Modèle du convertisseur Buck

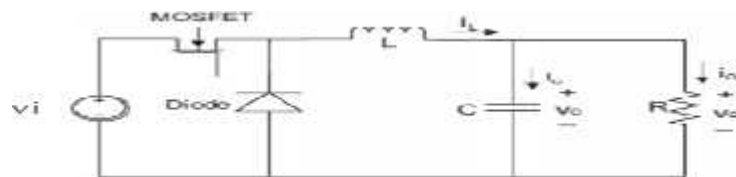


Figure.1.15. Sens des courants et tensions du Convertisseur Buck [2]

Les équations du convertisseur sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff à chacune des topologies possibles qui résultent d'une position donnée de l'interrupteur Figure.I.15.a et Figure.I.15.b.

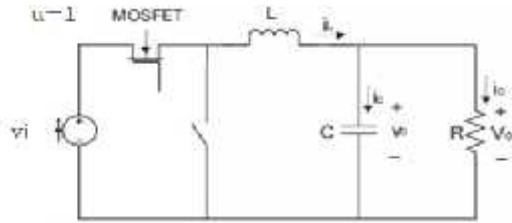


Figure I.15.a u=1

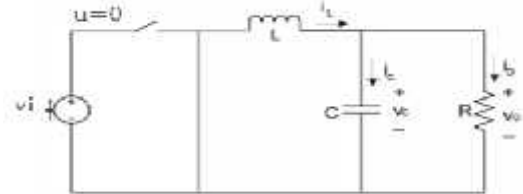


Figure I.15.b u=0

Si on considère que l'interrupteur est dans la position u=1, et appliquons les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte (Figure. 1.15 a) on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = v_i - v_0 \\ C \frac{dv_0}{dt} = i_L - \frac{v_0}{R} \end{cases} \quad (1.22)$$

Lorsque la diode est passante alors l'interrupteur est en position u=0 (Figure. I.15 b) ce qui nous donne :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -v_i \\ C \frac{dv_0}{dt} = i_L - \frac{v_0}{R} \end{cases} \quad (1.23)$$

En composant les deux situations on peut obtenir un seul modèle unifié, qui est :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = u \cdot v_i - v_0 \\ C \frac{dv_0}{dt} = i_L - \frac{v_0}{R} \end{cases} \quad (1.24)$$

Alors lorsque u=1 ou u=0 on retrouve le modèle (I.15.a) ou le modèle (I.15.b). Le modèle obtenu en (1.24) est souvent appelé modèle commuté avec la fonction binaire de commutation $u = 0,1$.

1.4.2 Le modèle moyen du convertisseur Buck

Le modèle moyen du convertisseur est exactement le même que (1.24) avec la variable de contrôleur remplacée par une variable continue uav qui prend ses valeurs dans l'intervalle [0,1].

Le modèle moyen du convertisseur Buck est décrit par :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = u_a \cdot v_i - v_C \\ C \frac{dv_C}{dt} = i_L - \frac{v_C}{R} \end{cases} \quad (1.25)$$

1.5 Conception du circuit Buck

1.5.1 Cahier des charges du convertisseur Buck

Le cahier des charges que nous nous sommes imposés est le suivant :

- ✓ Ondulation du courant dans l'inductance L : $i_L = 500\text{mA}$.
- ✓ Ondulation de la tension aux bornes du condensateur C : $v_{C_m} = 11,36\text{mV}$.
- ✓ Fréquence de commutation : $f = 25\text{kHz}$.

Le choix d'une fréquence de commutation de 25kHz a été motivé par les raisons suivantes : plus la fréquence de commutation est grande, moins est grande la taille des composants réactifs utilisés (capacités et inductance). Autrement dit, la densité de puissance est plus élevée.

1.5.2 Détermination des valeurs de L et C

Le choix des éléments se fait en considérant que le convertisseur est en MCC. Dans la Section (I.3.4) précédente, nous avons vu les expressions permettant de déterminer les valeurs de l'inductance L et de la capacité du condensateur C.

Afin de respecter la condition sur l'ondulation du courant de l'inductance imposée par le cahier des charges, l'inductance doit être supérieure à une certaine valeur donnée par

l'expression : $L > \frac{1}{4 \cdot 0,5 \cdot 2}$ ou bien $L > 300\mu\text{H}$

Pour respecter la condition sur l'ondulation de la tension de sortie, la capacité du condensateur C doit vérifier l'expression :

$$C > \frac{15}{32 \cdot 300 \cdot 10^{-6} \cdot 11,36 \cdot 10^{-3} \cdot 25000^2} C > 220\mu\text{F}$$

Nous résumons ci-après les paramètres du convertisseur buck choisis :

Tableau.1.1. Paramètres de simulation en boucle ouverte du convertisseur dévolteur (buck)

Paramètres	Convertisseur Buck
La tension d'entrée (V_i)	15V
L'inductance (L)	300 μ H
Le condensateur (C)	220 μ F
La résistance de charge (R)	25
Fréquence de commutation (F)	25Khz

1.6 Simulation du convertisseur buck en boucle ouverte

Un test a été réalisé pour étudier la réponse du comportement du convertisseur DC/DC par une variation simple du rapport cyclique en boucle ouverte (figure 1.18). La variation de α a été effectuée par une transition de α de 0.5 à 0.6 à l'instant 0.04 secondes comme le montre la figure 1.16 dont la réponse de la tension de sortie a été représentée par la figure 1.18.

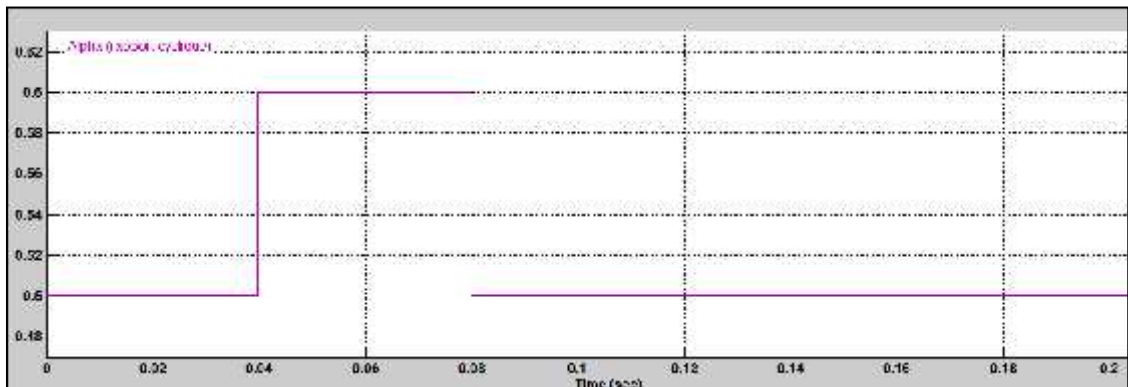


Figure.1.16. Variation du rapport cyclique Alpha

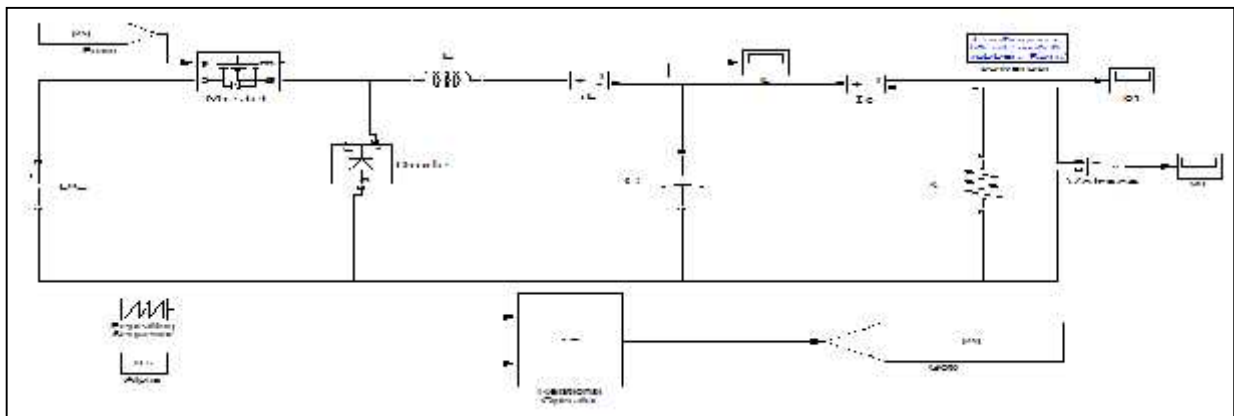


Figure.1.17. Schéma du convertisseur Buck en boucle ouverte, implémenté en MATLAB/Simulink.

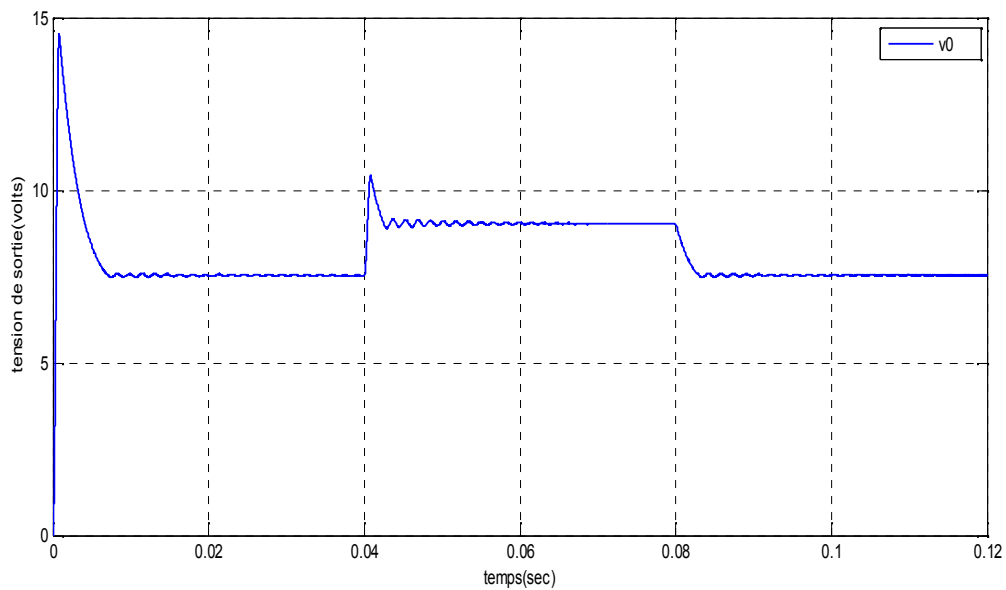


Figure.1.18.Réponse de la tension de sortie du convertisseur buck en boucle ouverte.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue la typologie des convertisseurs statiques, ensuite nous avons analysé le fonctionnement du convertisseur buck dans les deux modes de fonctionnement (continu et discontinu) ; par la suite, nous en avons déduit le modèle moyen. Après nous avons dimensionné les composants électriques du convertisseur en répondant à un cahier des charges en termes d'ondulation du courant de l'inductance et la tension de la capacité. Enfin, on a simulé la réponse du convertisseur buck en boucle ouverte sous l'environnement MATLAB/Simulink en faisant varier le rapport cyclique.

CHAPITRE II

Concepts fondamentaux de la théorie
de la commande par mode glissant.

CHAPITRE II

Concepts fondamentaux de la théorie de la commande par mode glissant.

2.1 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 du 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 [3].

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 des systèmes ne sont pas trop stricts. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations.

Afin d'obtenir ce régime glissant, une loi de commande est requise pour avoir une nature discontinue, c'est-à-dire que la structure du système a besoin d'être modifiée dans le temps. Un tel système est appelé système à structure variable. La caractéristique principale de ces systèmes est la commutation de leurs lois de commandes sur une surface choisie à priori, appelée surface de glissement, afin d'y maintenir sous condition, le point représentatif de l'évolution du système. Dans ce chapitre, on présente les concepts généraux de la commande des systèmes à structure variable ainsi que des notions générales sur la technique du mode glissant.

2.2 Systèmes à structure variable

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient. Il en découle la définition suivante : Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix permettant au système de commuter d'une structure et d'une logique de commutation. [8].

De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [9]. Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la

trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- Le mode de convergence (MC) : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutations $(x,y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et de critère de convergence.
- Le mode de glissement (MG) : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase : La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissements $(x,y)=0$.
- Le mode de régime permanent (MRP) : ce mode est ajouté pour l'étude de réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [8].

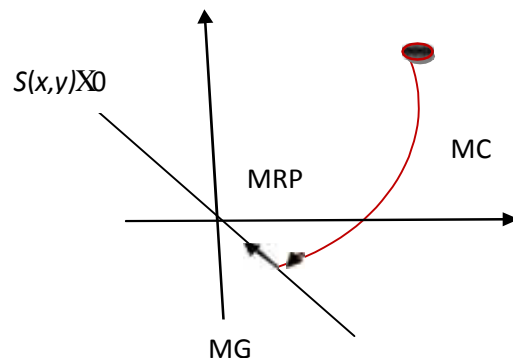


Figure.2.1. Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

2.3 Principe du réglage par mode glissant

La technique du mode glissant 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 la propriété des modes glissants, on cite :

-) 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.
-) Le mode glissant 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.

2.4 Configuration de base pour les systèmes à structure variable

Soit le système dynamique suivant non-linéaire analytique suivant:

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (2.1)$$

$$y = C^T x, \quad x \in \mathbb{R}^n$$

où: $x \in X$ un ouvert de \mathbb{R}^n et u est la fonction de commande (discontinue).

On peut distinguer deux configurations de base pour le système à structure variable:

Une première configuration permettant un changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable avec deux retours d'état différents figure.2.2.

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent $S(x)=0$

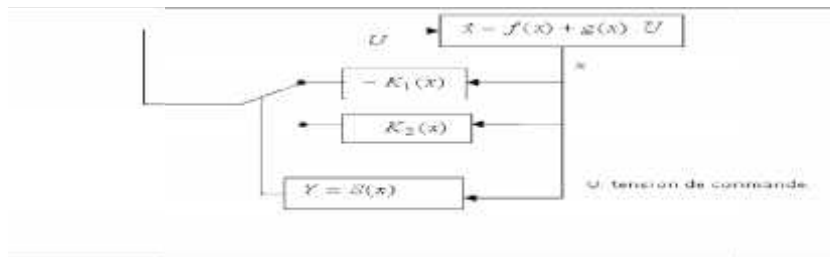


Figure.2.2. Configuration par changement de retour d'état [3]

Suivant que $s(x)$ est positif ou négatif, la commande u est donnée par:

$$u = \begin{cases} -K_1(x), & s(x) > 0 \\ -K_2(x), & s(x) < 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

Une autre configuration permet la variation de la structure du système par simple commutation au niveau de l'organe de commande qui doit être conçu de sorte que la grandeur de commande u ne prenne que deux valeurs constantes (figure1.3).

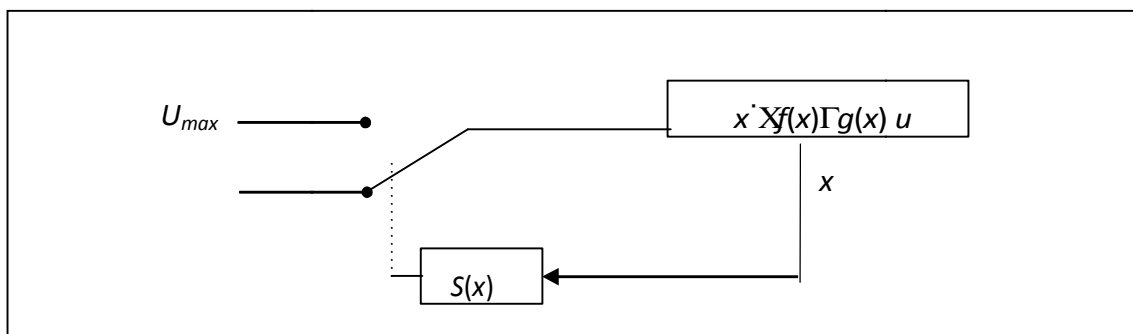


Figure.2.3. Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande [3]

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon:

$$u = \begin{cases} u_m , & s(x) > 0 \\ u_m , & s(x) < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

2.5 Condition d'existence du mode glissant

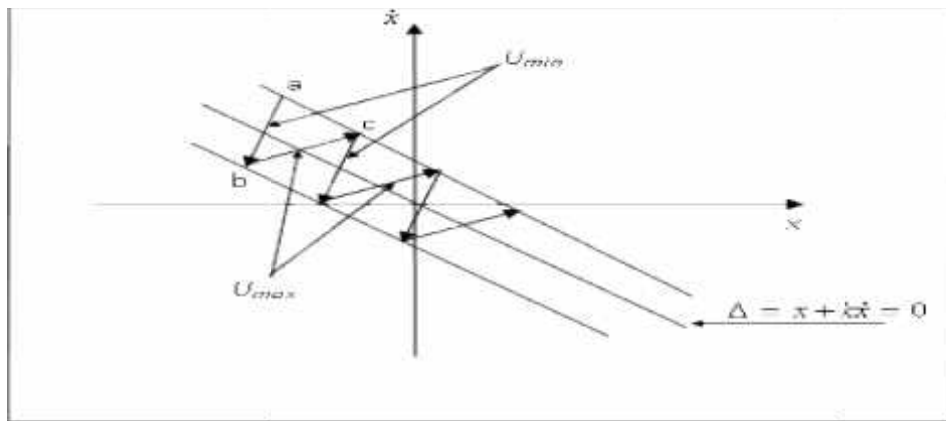


Figure.2.4.Démonstrations du mode de glissement

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre u_{max} et u_{min} . Ce phénomène est illustré dans la figure 2.4. Pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état $Xs1$ et $Xs2$. On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $S(x)=0$, les Commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \zeta s$. Une trajectoire avec $u=u_{max}$ touche au point "a "le seuil de basculement intérieur .Si avec $u = u_{min}$ la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point" b "le seuil de basculement supérieur où a lieu la commutation sur $u = u_{max}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera le point" c "le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il ya donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour des $s(x)=0$ et le x suit une trajectoire qui respecte cette condition.

2.6 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes:

1. Le choix de la surface.
2. l'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

2.6.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant :

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)v(t)$$

$$y = C^T x \quad y \in R^m$$

Il faut choisir m surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension m. en ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état», celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction solitaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface S(x) représente le comportement dynamique aspiré du système. Le professeur J.J.Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (2.4)$$

Avec: $e(x)$ est l'écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r: Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour r=1, Pour r=2, et Pour r=3 on a respectivement :

$$s(x) = e(x)$$

$$s(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$$

$$s(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$$

$S(x)=0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre r ».

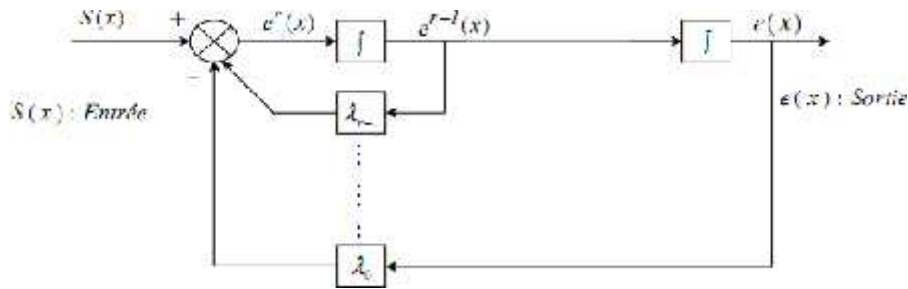


Figure.2.5.Linéarisation exacte de l'écart [7].

2.6.2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

2.6.2.1 Fonction directe de commutation

Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro [5][6]

Elle est donnée par :

$$s(x)\dot{s}(x) < 0 \quad (2.5)$$

2.6.2.2 Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (2.6)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative.

Ceci est vérifié si:

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (2.7)$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (voir Figure 2.6).



Figure.2.6.Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

2.6.3 Calcul de la commande

Il s'agit de déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants est que la commande doit commuter entre u_{\max} et u_{\min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (**Figure.2.7**). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées «broutement» ou «chattering» apparaissent dans le mode de glissement.

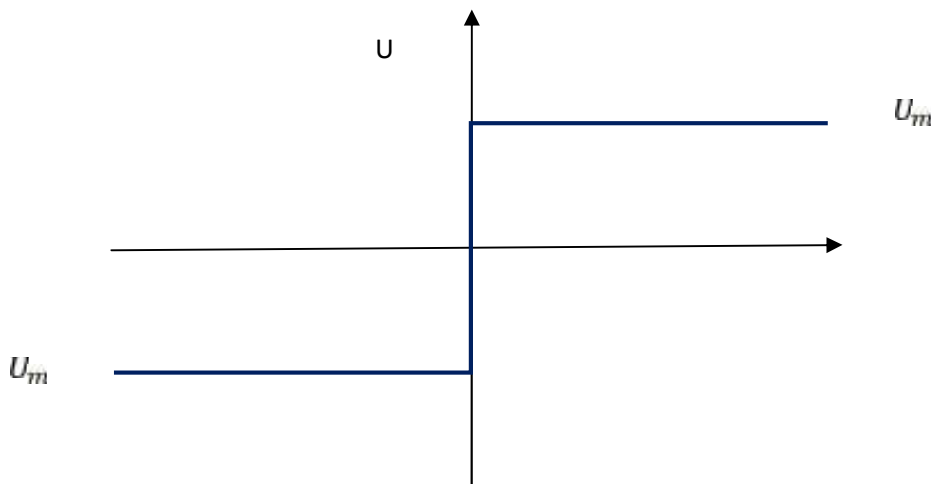


Figure.2.7.Commande appliquée au système à structure variable

2.6.3.1 Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande, est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour l'amplitude de la discontinuité. Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous posons donc :

$$u(t) = u_e(t) + u_n(t) \quad (2.8)$$

$u_{eq}(t)$ correspond à la commande équivalente proposée par Filipov [7].

Cette commande est considérée comme la plus directe et le plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par:

$$S(x) = 0 \quad (2.9)$$

$u_N(t)$: est un terme qui satisfait la condition de convergence : $s(x)\dot{s}(x) < 0$

Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence. Donc cette commande garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement. Le terme u_n est donné par:

$$u_n = S(x) = -k \quad (s(x))$$

Avec: $k > 0$;

$$s \quad (s(x)) \begin{cases} +1 & s(x) > 0 \\ -1 & s(x) < 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la

Commande lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min} .

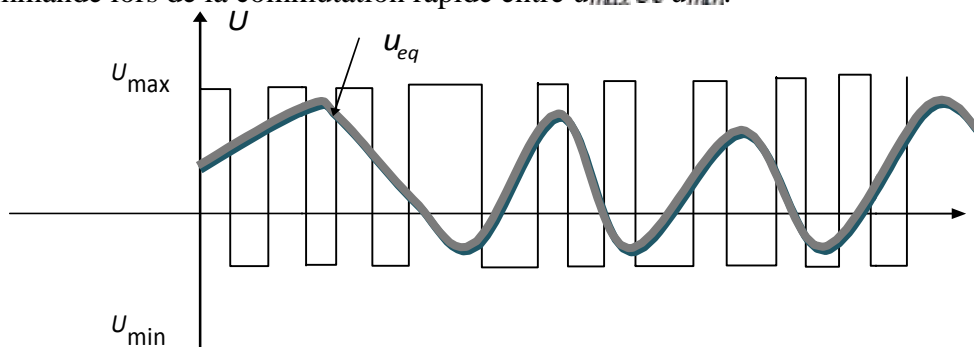


Figure.2.8. La valeur u_{eq} prise par la commande lors de la commutation

2.6.3.2 Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (2.11).

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \quad (2.11)$$

Le vecteur $v(t)$ est composé de deux grandeurs: u_{eq} et u_n

$$u(t) = u_e(t) + u_n(t) \quad (2.12)$$

A partir des équations (2.11) et (2.12) la dérivée de la surface devient:

$$S(t) = \frac{a}{a} = \frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t} [f(x,t) + g(x,t)u_e] + \frac{\partial}{\partial t} [g(x,t)u_n] \quad (2.13)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égal à zéro) ainsi, nous obtenons :

$$u_e = -\left[\frac{\partial}{\partial t} g(x,t)\right]^{-1} \left[\frac{\partial}{\partial t} f(x,t)\right] \quad (2.14)$$

$$u_n = 0$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme par sa valeur (2.14) dans l'équation (2.11) nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$s(x) = \frac{\partial}{\partial t} [g(x,t)u_n] \quad (2.15)$$

Le problème revient à trouver u_n tel que:

$$s(x)s(x) = s(x) \frac{\partial}{\partial t} [g(x,t)u_n] < 0 \quad (2.16)$$

La solution la plus simple est de choisir u_n sous la forme de relais Figure.2.9. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$u_n = K \text{signe}(s(x)) \quad (2.17)$$

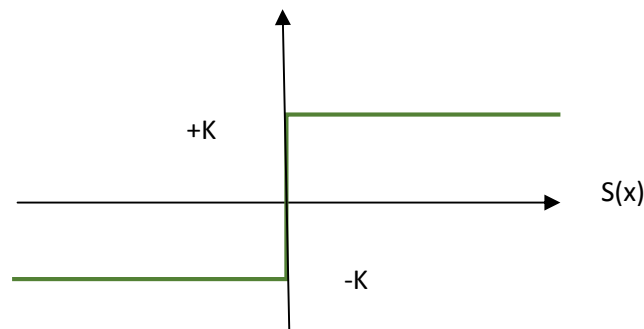


Figure.2.9. Représentation de la fonction «Signe»

En remplaçant l'expression (2.17) dans (2.16) on obtient:

$$s(x)s(x) = \frac{\partial}{\partial} g(x, t) k |s(x)| < 0 \quad (2.18)$$

Où le facteur $\frac{\partial}{\partial} g(x, t)$ est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous considérons et le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (2.18). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande (phénomène de chattering).

2.7 Elimination du phénomène de chattering

Par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences, on donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation présentée par la figure 2.10.

2.7.1 Fonction SAT

$$\begin{cases} \text{SAT}(S) = 1 \text{ si } S > \mu \\ \text{SAT}(S) = -1 \text{ si } S < -\mu \\ \text{SAT}(S) < \frac{S}{\mu} \text{ si } |S| < \mu \end{cases} \quad (2.19)$$

μ : Un paramètre petit et positif.

2.7.2 Fonction SMOOTH

On peut aussi remplacer la fonction «signe» par une fonction de classe C1. On donne par la figure 2.11 un exemple de ce type de fonction.

$$S \quad h(s) = \frac{s}{|s| + \mu}$$

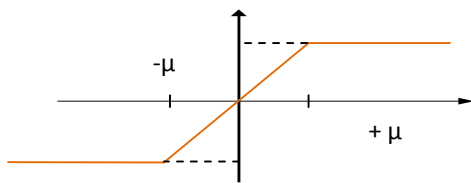


Figure.2.10. Fonction «SAT»

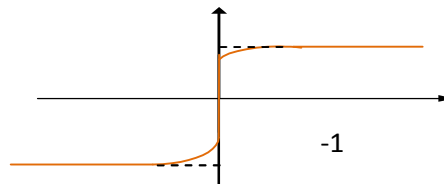


Figure.2.11. Fonction «SMOOTH»

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit la théorie et les principes de base de la commande par mode glissant. Le prochain chapitre sera consacré à la validation et l'évaluation sous logiciel MATLAB/Simulink de la stratégie SMC appliquée au convertisseur DC/DC Buck.

CHAPITRE III

Commande par mode glissant du convertisseur dévolteur (buck)

CHAPITRE III

Commande par mode glissant du convertisseur dévolteur (buck)

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, on a présenté les caractéristiques les plus importantes du régime de mode de glissement et sa capacité d'atteindre la réponse qui est indépendante du système. De ce point de vue, le convertisseur DC-DC est particulièrement adapté pour l'application de la SMC. Le système est contrôlable si chaque variable d'état peut être affectée par un signal d'entrée. La tension de la sortie et sa dérivée sont à la fois continues et accessibles pour la mesure. Pour les convertisseurs DC-DC utilisés dans la pratique, l'écart de la variation du courant est beaucoup plus rapide que l'écart de la variation de la tension de sortie [3]. Le problème de contrôle peut être résolu en utilisant la structure de la commande en cascade avec boucles de régulation. Les convertisseurs DC/DC sont des systèmes non-linéaires avec des paramètres incertains qui subissent des variations importantes. Une commande performante requiert non seulement d'assurer la stabilité du système mais aussi une réponse rapide aux variations subites de la charge [10]. Dans ce troisième chapitre, on va étudier et simuler par MATLAB la commande SMC destinée au contrôle du convertisseur DC/DC Buck.

3.2 Commande par SMC du convertisseur buck

3.2.1 Synthèse de la loi de commande par mode glissant du convertisseur buck

Dans la commande par mode glissant, le régulateur utilise une surface pour décider des états d'entrée u , dans le cas d'une commande en tension d'un convertisseur, les états de commutation correspondent aux états fermé/ouvert de l'interrupteur de puissance [10].

On capture la tension de sortie v_0 multipliée par un coefficient $\beta = R_2/(R_1 + R_2)$ qu'on soustrait à la tension de référence, cela forme notre première variable d'état

$$x_1 = v_r - \beta v_0 \quad (3.1)$$

Le taux de variation de la tension de sortie constitue notre deuxième variable d'état :

$$x_2 = \dot{x}_1 = -\beta \frac{dv_0}{dt} = -\beta \frac{i_c}{C} \quad (3.2)$$

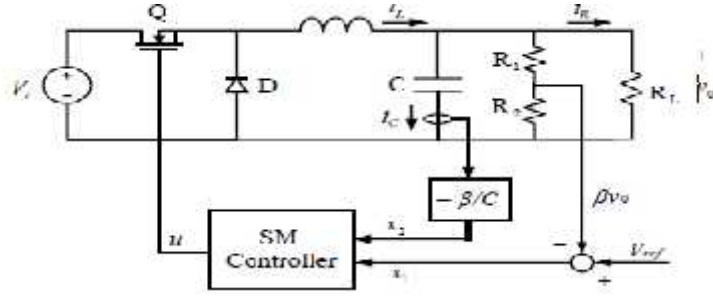


Figure.1.1.Schéma synoptique de la commande par mode glissant du convertisseur buck [10].

La dérivée par rapport au temps de l'équation (3.2) :

$$\dot{x}_2 = -\frac{\beta}{C} \frac{di_L}{dt} + \frac{\beta}{R} \frac{dv_o}{dt} \quad (3.3)$$

Sachant que $v_L = uv_i - v_o$ et $v_L = L \frac{di_L}{dt}$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{uv_i - v_o}{L} \quad (3.4)$$

En substituant l'équation (3.3) dans (3.4) on obtient :

$$\dot{x}_2 = -\frac{\beta}{L} (uv_i) - \frac{1}{L} x_1 - \frac{1}{R} x_2 + \frac{v_r}{L} \quad (3.5)$$

La commande par mode glissant utilise une surface ou une ligne pour décider de l'état d'entrée 'u'. Pour notre cas, la surface de glissement est donnée par la formule suivante :

$$s = \alpha x_1 + x_2 \quad (3.6)$$

Où α est nombre positif appelé facteur de convergence.

$$\alpha = \frac{1}{R} \quad (3.7)$$

Le signal de la commande glissant u comprend deux composantes: Une composante non linéaire u_{nl} et une composante de commande équivalente u_e .

L'existence de la surface de glissement implique que $s = 0$ donc la commande équivalente peut être calculée comme suit :

$$s = \alpha x_1 + x_2 = \alpha x_2 + x_2 = \alpha x_2 - \frac{\beta}{L} (uv_i) - \frac{1}{L} x_1 - \frac{1}{R} x_2 + \frac{v_r}{L} \quad (3.8)$$

$$u_e = \left(\frac{L}{\beta v_i} \alpha - \frac{L}{\beta v_i R} \right) x_2 - \frac{1}{\beta v_i} x_1 + \frac{v_r}{\beta v_i} \quad (3.9)$$

En posant $K_1 = \left(\frac{L}{\beta v_i} \alpha - \frac{L}{\beta v_i R} \right)$ et $K_2 = \frac{1}{\beta v_i}$

L'équation (3.9) peut être mise sous la forme suivante :

$$u_e = K_1 x_2 - K_2 x_1 + \frac{v_r}{\beta v_i} \quad (3.10)$$

Considérant la fonction de Lyapunov $V = \frac{1}{2}s^2$, sa dérivée doit être négative pour assurer la stabilité du système.

$$\dot{V} = s\dot{s} = s\left(-\frac{\beta v_{ref}}{L}u_n\right) < 0 \quad (3.11)$$

Pour satisfaire cette condition, il faut que :

$$u_n = s \quad (s) \quad (3.12)$$

3.3 Implémentation du schéma de commande dans Matlab/Simulink

En se servant des équations (3.10) et (3.12) citées dans cette section, la commande du convertisseur Buck peut être schématisée dans la Figure.3.2 de la manière suivante:

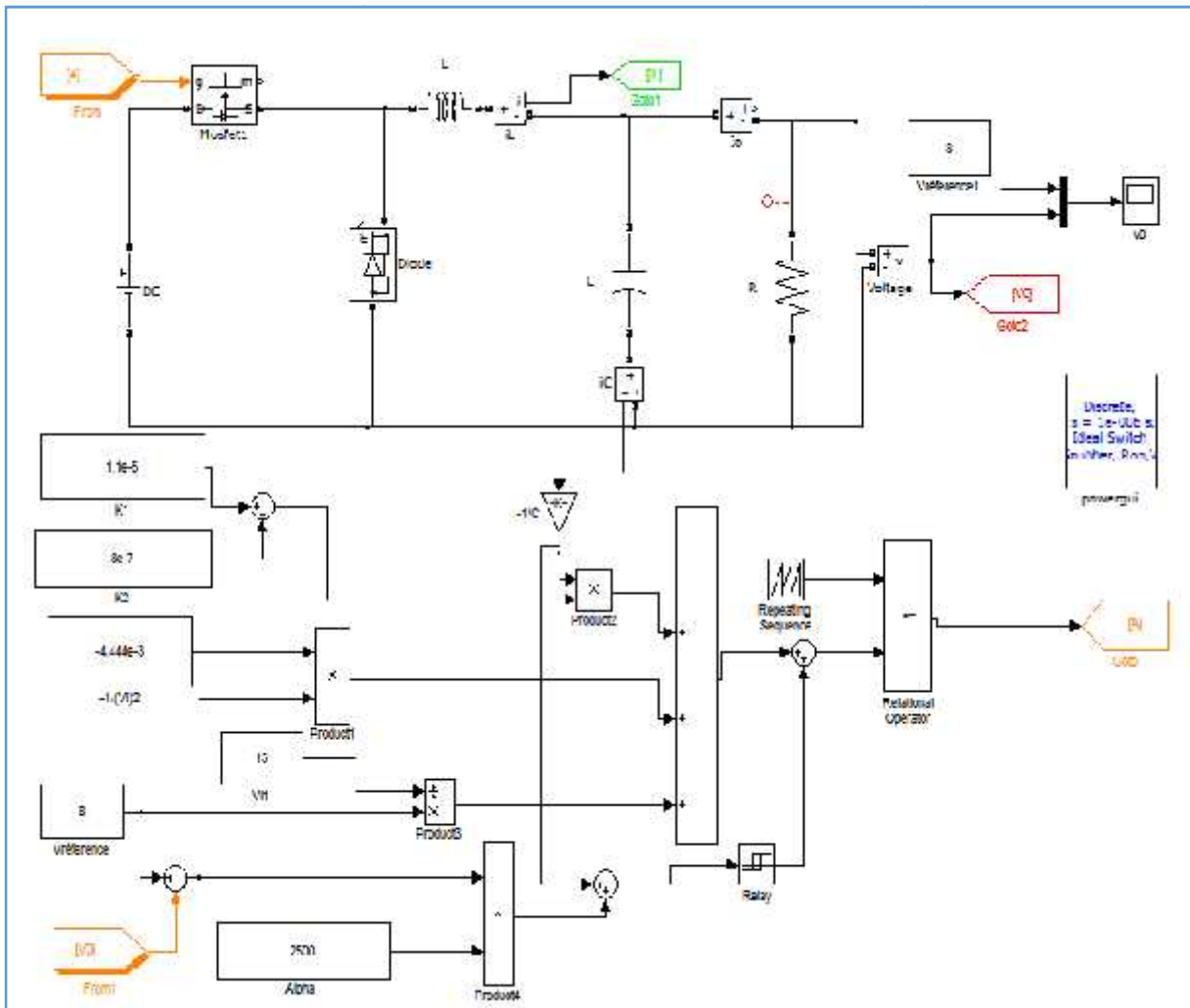


Figure.3.2. Schéma de commande SMC du convertisseur Buck implémenté sous MATLAB/Simulink.

Pour les besoins de notre simulation, on a choisi les paramètres repris dans le tableau suivant :

Tableau.3.1.Paramètres de simulation par mode glissant du convertisseur buck

Paramètres du système	Valeurs avec unités
Tension d'entrée (Vi)	15V
Inductance (L)	300 μ H
Condensateur (C)	220 μ F
Résistance de charge (R)	25
Fréquence de commutation (F)	25Khz
Alpha	5000
Tension de référence	8V
K1	1.1 e ⁻⁵
K2	8 e ⁻⁷
Alpha	2500

3.4 Résultats de simulation avec interprétations

Les résultats de simulation sont représentés sur les figures qui suivent :

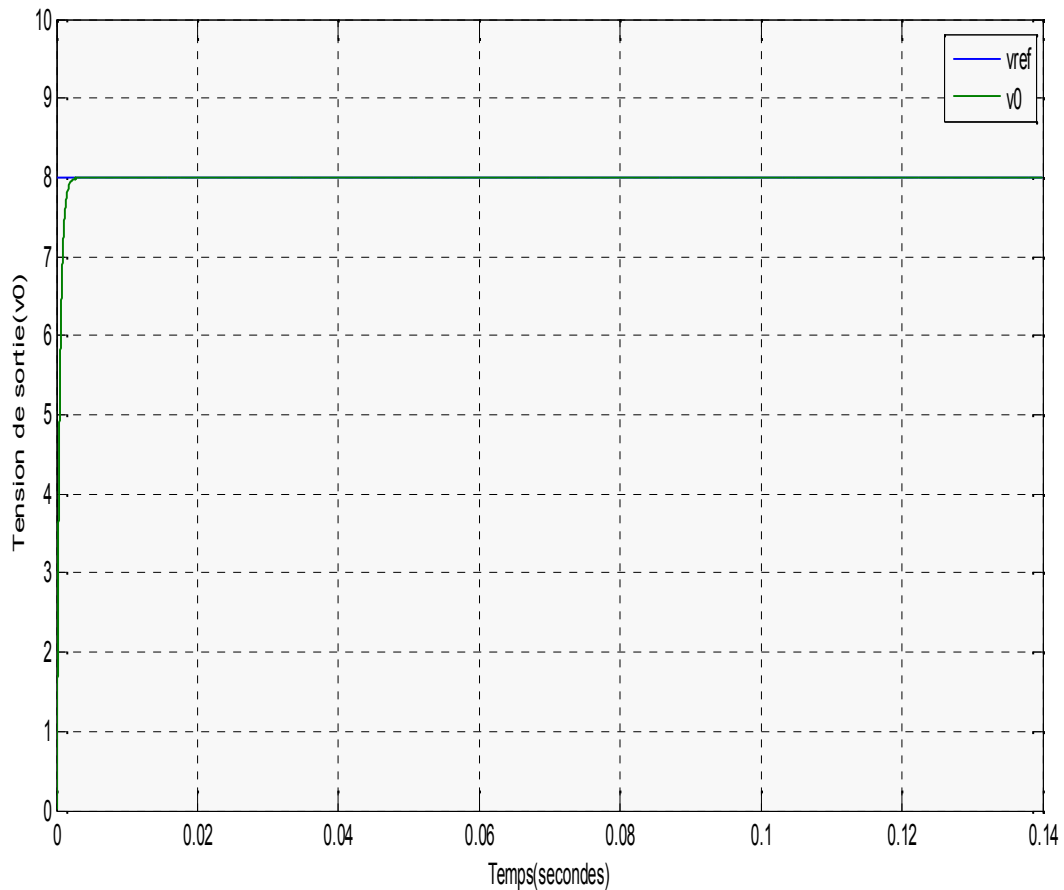


Figure.3.3.Allure de la tension de sortie v_0 du convertisseur Buck

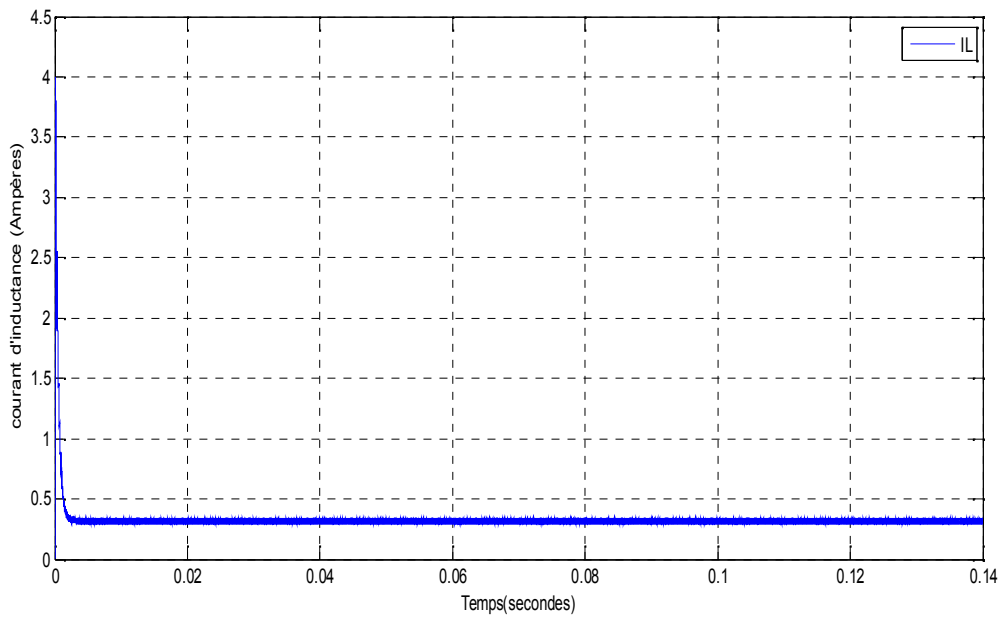


Figure.3.4.Allure du courant traversant l'inductance L du convertisseur Buck

Les figures 3.3 et 3.4 représentent les résultats de simulation de la tension de sortie avec sa référence et le courant de l'inductance pour une résistance de charge fixe égale à 25 ohms et une tension de référence égale à 8 volts. La tension de sortie suit sa référence convenablement et le courant traversant l'inductance augmente durant le régime transitoire avant de se stabiliser autour d'une valeur moyenne de 0.32A.

En maintenant le schéma bloc et en faisant varier la résistance de charge de 25 ohms à 5 ohms à l'instant $t=0.07$ secondes, on obtient l'allure de la tension de sortie v_0 et le courant d'inductance i_L représentés sur les figures : Figure.3.5 et Figure.3.6 respectivement.

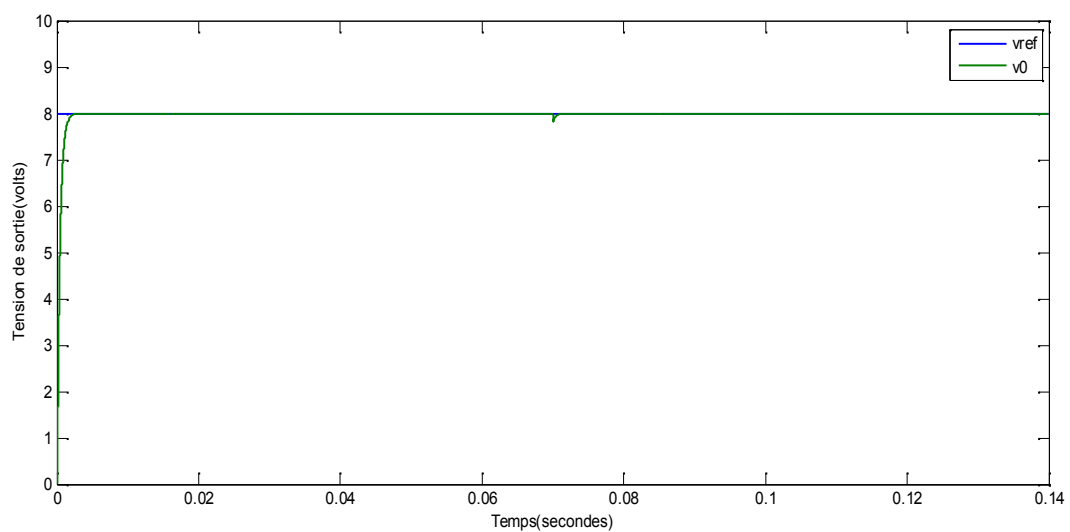


Figure.3.5.Allure de la tension de sortie v_0 pour une résistance de charge variable par SMC

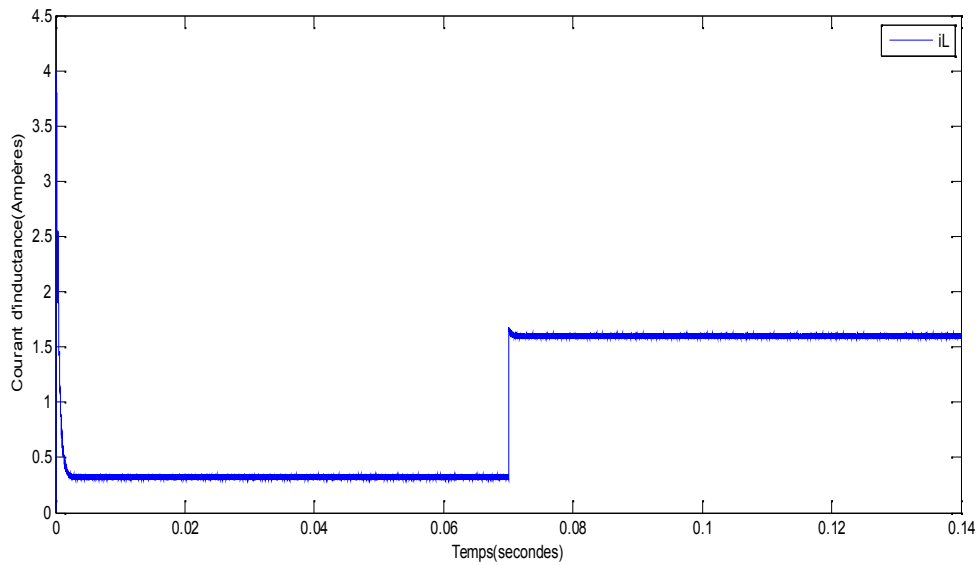


Fig.3.6. Allure du courant de l'inductance pour une résistance de charge variable par SMC

En reprenant les mêmes paramètres de simulation et en faisant varier la résistance de charge de 25 à 5 ohms à l'instant $t=0.07$ secondes, on a constaté que la tension de sortie a subi une perturbation (chute momentanée) qui a été rapidement rejetée grâce au régulateur SMC utilisé. Le courant traversant l'inductance subit une augmentation 0.32 A à 1.6A du fait de la diminution de la résistance de charge de 25 à 5 ohms.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué et simulé la technique de commande par mode glissant sur le convertisseur buck sous logiciel MATLAB/Simulink. La tension de sortie suit sa valeur de référence avec de bonnes performances en termes de dépassement, temps de réponse et précision. L'application d'un changement sur la charge n'a pas perturbé la tension de sortie grâce au régulateur SMC appliqué. La commande par mode glissant traitée dans ce chapitre a montré son efficacité même dans le cas où les paramètres du convertisseur DC-DC buck subissent des variations.

Conclusion générale et perspectives

Le travail effectué dans ce mémoire a porté sur le développement d'une commande robuste d'un convertisseur de puissance DC-DC de type dévolteur (buck). Pour prendre en charge les incertitudes sur les paramètres et l'aspect non linéaire, on a fait appel à la commande par mode glissant. Cette commande a une convergence asymptotique mais elle présente le phénomène de broutement. La commande par mode glissant a été appliquée sous simulation pour un convertisseur dévolteur où les résultats obtenus indiquent de bonnes performances en termes de temps de réponse et de dépassement même en cas de présence des variations sur la charge. Comme perspectives, nous espérons valider expérimentalement la commande SMC développée dans ce travail avec utilisation des techniques plus développées comme la commande synergétique et la logique floue pour pallier au problème de broutement inhérent de la commande par mode glissant.

Liste des références bibliographiques

- [1] Y. Nettari, "Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DC-DC," Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas Sétif, soutenu en Octobre 2014.
- [2] A.Kumarl, S.Patil, S.K.Panday, "Modeling and Control of DC-DC Buck Converter Using SMC," in International Conference on Industrial Instrumentation and Control, College of Engineering, Pune, India, 2015.
- [3] A.Bezzou, "Contribution à l'élaboration d'un régulateur par mode glissant adapté par logique floue -application sur hacheur boost-," Mémoire de Master, Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi, Bordj Bou Arreridj, soutenu en Octobre 2014.
- [4] A.Caillierez, "Etude et mise en œuvre du transfert de l'énergie électrique par induction : application à la route électrique pour véhicules en mouvement," thèse de doctorat, université Paris-Saclay, Paris, soutenu en Octobre 2016.
- [5] S.V.Emilyanov, "Sliding mode control systems," Moscow : Nauka, 1967.
- [6] V.I.Utkin, "Variable structure systems with sliding mode," IEEE.TAC, Vol.22, n.2, pp.212-222, 1977.
- [7] A.G.Fillipov, "Application of the theory of differential equations with discontinuous right-hand sides to non-linear problems in automatic control," in Proc.Ist IFAC.Congress, pp.923-927, 1960.
- [8] W.Gao, J.C.hung, "Variable structure control system", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.40, n.1, pp. 45-55, 1993.
- [9] A. Achour "Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone, 'Mémoire de Master, Université de Msila, 2019.
- [10] I.Trushev, N.Mastorakis, I.Tabahnev, V.Mladenov, "Adaptive Sliding Mode Control for DC/DC Buck Converters," Technical University of Sofia, May 2014.