

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique
Université Akli Mohand Oulhadj - Bouira -
Tasdawit Akli Muḥend Ulḥağ - Tubirett -



وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
جامعة أكلي محمد أولحاج
- البويرة -

Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées

كلية العلوم والعلوم التطبيقية

Référence :/MM/2021

المرجع :م / م 2021

Mémoire de Master

Présenté par :

DERBAL MOHAMED

HADDOUCHE FARID

Filière : ELECTROTECHNIQUE

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

Commande par approche à structure variable d'un convertisseur DC-DC

Soutenu le : 30 /06/ 2024

Devant le Jury composé de :

BOUHEDDA	ALI	UAMO, Brouira	Président
SAOUDI	KAMEL	UAMO, Bouira	Rapporteur
HOUASSINE	HAMZA	UAMO, Bouira	Examineur

Dédicace

Après avoir terminé cette tâche, j'exprime ma gratitude envers ALLAH, le tout-puissant, pour m'avoir accordé la santé et la volonté de l'accomplir.

Je souhaite exprimer ma sincère reconnaissance envers mon superviseur, le Pr. SAOUDI KAMAL, pour son soutien et ses précieux conseils tout au long de notre étude et de la réalisation de ce travail.

J'exprime également ma gratitude envers les membres du jury pour avoir accepté de juger et d'évaluer notre travail.

J'exprime également ma gratitude envers, mon collègue D.Mohamed et mes professeurs, mes parents, mes frères, mes sœurs et mes chers amis pour leur soutien et leurs efforts.

Haddouche Farid

Dédicace

C'est avec honneur que je dédie ce modeste travail à plusieurs Personnes qui ont joué un rôle essentiel dans mon parcours :

Tout d'abord À mon père, qui nous a quittés mais reste à jamais dans mon cœur. Que ALLAH l'accueille dans son paradis et À ma mère, la personne la plus noble et la plus chère au monde, qui m'ont apporté un soutien et des encouragements inestimables tout au long de leur vie jusqu'à ce jour.

Je tiens également à adresser mes dédicaces à mes très chers frères et ma sœur, ainsi qu'à toute ma famille, qu'elle soit élargie ou restreinte. De plus, mon superviseur, le Pr. SAOUDI KAMAL et mon collègue H. Farid a également partagé.

Avec moi, cette aventure. À tous mes amis.

À tous mes collègues, et à tous qui m'aiment et qui me connaissent de près ou de loin.

Merci d'être toujours là pour nous

Derbal Mohamed

Remerciements

Cette recherche a été réalisée dans le cadre du département des Sciences et des Sciences appliquées de l'université de Brouira.

Nous remercions chaleureusement le Professeur SAOUDI KAMAL, qui a joué le rôle de Directeur de ce mémoire. En exprimant notre gratitude pour son soutien constant et le temps précieux qu'il a consacré à notre travail. Sans ses précieux conseils, ses encouragements et son engagement, nous n'aurions pas pu accomplir cette tâche.

Nous souhaitons également exprimer notre gratitude sincère envers tous les membres du jury pour leur intérêt porté à notre travail.

Finalement, nous tenons à exprimer notre reconnaissance envers tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce travail.

Résumé

Dans cette mémoire, Notre objectif c'est étudier deux méthodes pour la commande efficace d'un convertisseur DC-DC élévateur : par mode glissant et Synergétique ainsi les Commandes Avancées terminal et fast terminal. Au début, nous avons présenté la modélisation des diverses formes de convertisseur DC-DC. Dans les deux dernières parties, En utilisant la combinaison de Matlab/Simulink, pour examiner l'efficacité de ces méthodes pour maintenir la tension de sortie stable. L'analyse des performances est réalisée en prenant en compte les variations de la tension de référence et de la charge.

Mots clés : Convertisseurs « DC-DC », commande par mode glissant SMC, mode glissant terminal TSMC, mode glissant fast terminal FTSMC ,commande synergétique SC, synergétique terminal "TSC ,« synergétique fast terminal "FTSC

Abstract

In this memory, our objective is to study two methods for the effective control of a step-up DC-DC converter: by sliding mode and Synergetic as well as Advanced Terminal and Fast Terminal Controls. At the beginning, we presented the modeling of the various forms of DC-DC converter. In the last two parts, using the combination of Matlab/Simulink, to examine the effectiveness of these methods in keeping the output voltage stable. Performance analysis is carried out by taking into account variations in the reference voltage and load.

Keywords: « DC-DC » converters, SMC sliding mode control, TSMC terminal sliding mode control, FTSMC fast terminal sliding mode control, SC synergetic control, TSC terminal synergetic control, FTSC fast terminal synergetic control.

ملخص

في هذه المذكرة، كان هدفنا هو دراسة طريقتين من أجل التحكم الفعال محول رفع الجهد مستمر /مستمر: التحكم بالأسلوب المنزلق والتحكم التآزري بالإضافة إلى التحكم المتقدم النهائي والنهائي السريع. في البداية نقوم باستعراض نمذجة مختلف أشكال محولات الجهد « مستمر /مستمر ». وفي آخر جزئين قمنا باستعمال Matlab/Simulink لفحص مدى فعالية هذه الطريقتين في الحفاظ على استقرار الجهد الناتج. يتم إجراء تحليل الأداء من خلال مراعاة الاختلافات في الجهد المرجعي والحمل

. **كلمات مفتاحية:** محولات الجهد « مستمر /مستمر، التحكم بالأسلوب المنزلق، SMC التحكم بالأسلوب المنزلق النهائي، TSMC التحكم بالأسلوب المنزلق النهائي السريع FTSMC , التحكم لتآزري SC , التحكم لتآزري النهائي TSC، التحكم لتآزري النهائي السريع FTSC .

Table des Matières

Résumé.....	I
Table des Matières	II
Liste des Figures.....	IV
Liste des Tableaux.....	V
Listes des Acronymes et Symboles.....	VI
Introduction Générale	1

Chapitre 1 : Modélisation des convertisseurs DC/DC

I.1.Introduction.....	4
I.2 Définition des convertisseurs DC/DC (hacheur)	4
I.3. Les éléments constitutifs des convertisseurs	5
I.3.1 Transistor à effet de champ MOS (Q).....	5
I.3.2 Condensateur(C)	6
I.3.3 Inductance (L)	7
I.3.4 Diode(D)	7
I.4 Classification des hacheurs	8
I.4.1 Convertisseur abaisseur (Buck)	8
I.4.1.1 Topologie	8
I.4.1.2 Concept de fonctionnement	9
I.4.1.3 Modélisation de convertisseur abaisseur Buck	10
I.4.1.4 Modèle dynamique.....	11
I.4.2 Convertisseur survolteur ou élévateur (Boost)	11
I.4.2.1 Topologie	11
I.4.1.2 Concept de fonctionnement	12
I.4.1.3 Modélisation de convertisseur élévateur (Boost)	13
I.4.1.4 Modèle dynamique.....	14
I.5 Conclusion	14

Chapitre 2 : Commande par mode glissant et synergétique: convertisseur DC-DC élévateur

II.1 Introduction	17
II.2 Commande par mode glissant	17
II.2.1 Objectif de la commande par mode glissant	17
II.2.2 Conception loi de commande.....	18
II.2.3 Choix de la surface de glissement.....	18
II.2.4 Conditions de convergence et d'existence	19
II.2.4.1 Fonction discrète de commutation	19

II.2.4.2 Fonction de Lyapunov	20
II.3 Application la méthode de commande par mode glissant	20
II.3.1 Commande par mode glissant SMC (convertisseur DC-DC élévateur)	20
II.3.1.1 Conditions d'existence	22
II.3.1.2 Analyse de la stabilité	22
II.3.2 Commandes par mode glissant (TSMC/FTSMC) (convertisseur DC-DC élévateur)	23
II.3.2.1 Conception des lois de commande	24
II.4 Commande synergétique	25
II.4.1 Procédure de la commande synergétiques	25
II.5 Application la méthode de commande synergétiques	27
II.5.1 Commandes synergétique SC pour (convertisseur DC-DC élévateur)	27
II.5.1.1 Analyse et Création la fonction de commande synergétique du convertisseur élévateur	27
II.5.2 Commande synergétique TSC/FTSC pour (convertisseur DC-DC élévateur)	29
II.5.2.1 Conception les lois de commande	31
II.6 Déférence entre la commande par mode glissant et la commande synergétique	31
II.7 CONCLUSION	32

Chapitre 3 : Résultat de simulation et discussion

III.1 Introduction	34
III.2 Résultats des tests de simulation	34
III.2.1 Choix des bibliothèques dans Matlab/Simulink	34
III.2.2 Résultats de la simulation du convertisseur Boost	35
III.3 Les résultats obtenus par la commande synergétique	35
III.3.1 Présentation des résultats de la simulation	36
III.3.2 Test des robustesses	37
III.4 Les résultats de la commande mode glissant	40
III.4.1 Présentation des résultats de la simulation	40
III.4.2 Test des robustesses	41
III.5 Conclusion	44
Conclusion Générale	45
Références bibliographie	46

Liste des Figures

Figure I.1 : la représentation graphique d'un convertisseur continue	5
Figure I.2 : Transistor à effet de champ MOS	5
Figure I.3 : Condensateur	6
Figure I.4 : inductance simple continue	7
Figure I.5 : représentation graphique d'une diode continue.....	8
Figure I.6 : Hacheur abaisseur (Buck).....	8
Figure I.7 : Convertisseur abaisseur (a) interrupteur passant	9
Figure I.8 : Hacheur survolteur (Boost)	12
Figure I.9 : Circuit topologies du convertisseur élévateur (a) interrupteur passant, (b) Interrupteur bloqué.....	12
Figure II.1 : Les Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase, (a) Glissement idéal, (b) Glissement réel.....	18
Figure II.2 : Trajectoire d'un système commandé par la méthode de Lyapunov	20
Figure II.3 : Schéma d'un convertisseur DC-DC élévateur	21
Figure II.4 : Interprétation géométrique du plan de phase de la macro-variable	29
Figure III.1 : simulation de la commande sur un convertisseur Boost	35
Figure III.2 : Courant de l'inductance	37
Figure III.3 : Tension de charge U_c	37
Figure III.4 : Courant de l'inductance	38
Figure III.5 : Tension de sortie U	38
Figure III.6 : Courant de l'inductance	39
Figure III.7 : Tension de sortie U	39
Figure III.8 : Courant d'inductance	41
Figure III.9 : Tension de sortie	41
Figure III.10 : Courant d'inductance	42
Figure III.11 : Tension de sortie	42
Figure III.12 : Courant d'inductance	43
Figure III.13 : Tension de sortie	43

Liste des Tableaux

Tableau III-1 : Les éléments utilisés pour simuler le convertisseur Boost	34
Tableau III-2 : Paramètre de convertisseur	35

Listes des Acronymes et Symboles

Symboles

C	Condensateur
$L :$	Inductance
$R :$	Résistance
$D :$	Diode
$Q :$	Transistor
$T :$	période de hachage
$T_{on} :$	Temps pour l'état on " Transistor"
$T_{off} :$	Temps pour l'état off " Transistor"
$u :$	Rapport cyclique
$U_M :$	Tension moyenne
$V_{out} :$	Tension de sortie du convertisseur
$V_n :$	Tension d'alimentation du convertisseur.
$V_c :$	Tension aux bornes du condensateur
$V_{ref} :$	Tension de référence du convertisseur.
$i_L :$	Courant aux bornes de l'Inductance
$i_c :$	Courant aux bornes du condensateur
$i_{ref} :$	Courant de référence du convertisseur
$e :$	Error

Acronyms

MOS:	Metal Oxide Semi-conductor
MOSFET:	Metal Oxide Semi-Conductor Field Effect Transistor
IGBT :	Insulte Gâte Bi polar Transistor
DC-DC :	Continu-continu
SMC:	Sliding Mode Control
TSMC:	Terminal Sliding Mode Control
FTSMC:	Fast Terminal Sliding Mode Control
SC:	Synergetic Control
TSC:	Terminal Synergetic Control
FTSC :	Fast Terminal Synergétique Control

Introduction

Générale

Introduction Générale

Les convertisseurs DC-DC constituent une partie assez importante de la chaîne de conversion. Ils sont largement utilisés dans les connexions aux batteries d'accumulateurs, dans les systèmes photovoltaïques, les éoliennes, les systèmes hybrides, Ces convertisseurs permettent de modifier la forme d'onde d'une tension ou d'un courant, afin d'adapter celle-ci aux besoins du récepteur. [1]

Les convertisseurs continu-continu "DC-DC" jouent un rôle relativement important dans la chaîne de conversion d'énergie électrique, et le principe de fonctionnement de ces convertisseurs statiques ces d'alimentés par une source de tension continue et génèrent une tension continue réglable adaptée aux besoins de la charge. [2]

La commande en mode glissant est une méthode de contrôle qui vise à maintenir le système dans un état stable appelé "régime de glissement". Ce régime de glissement est défini par une équation qui décrit une hypersurface dans un espace dont la dimension est liée à l'ordre du système. Le choix spécifique de cette équation dépend des objectifs de contrôle et les performances souhaitées pour le système, en boucle fermée. [2]

La commande synergétique «SC » fonctionne de la même manière que le mode glissant, en se basant sur l'idée centrale que si on peut entraîner un système à atteindre un point d'équilibre en fonction d'une dynamique sélectionnée par le concepteur en utilisant la loi de commande continue, nous devrions obtenir des performances similaires à celles du mode glissant, sans son principal inconvénient : le phénomène de broutement.

Il est possible d'améliorer les performances de convergence en utilisant l'approche terminale et fast terminal, qui présente l'avantage de convergence en temps fini sans broutement. La solidité remarquable de cette commande garantir du bon fonctionnement des convertisseurs DC-DC, même en cas de changement de la tension de sortie. [3]

Nous avons choisi d'appliquer ces techniques à un hacheur boost et avons organisé ce travail base sur trois chapitres essentiels :

Dans le premier chapitre, nous exposons une brève explication de l'hacheur et deux différents types de lui : buck et boost et leur mode de fonctionnement ainsi leur modélisation.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude approfondie de la commande basée sur le mode de glissement. Ainsi la commande synergétique et l'application de les commandes étudiée à un hacheur boost avec le terminal et le fast terminal des deux commandes.

Au cours du dernier chapitre, nous exposons les résultats des simulations obtenue sous Matlab/Simulink des deux commandes étudiée précédemment de convertisseur boost, les résultats sont présentés à la fin du chapitre.

Chapitre1

Modélisation des convertisseurs DC/DC

I.1 Introduction

Les hacheurs, également connus sous le nom de convertisseurs DC-DC, ont pour fonction de transférer l'énergie électrique d'une source à une charge en convertissant la tension et le courant d'une forme à une autre. Pour assurer un transfert d'énergie efficace, il est nécessaire d'utiliser un contrôleur qui régule le processus de conversion. [4]

Ces dernières années, la technologie des convertisseurs de puissance a fait des avancées significatives. Des progrès remarquables grâce aux progrès de la technologie des semi-conducteurs. Le progrès technologique est évident tant dans les composants architecturaux que dans la capacité de conversion.[4]

Ce chapitre aborde également la modélisation des deux types de convertisseurs DC/DC (abaisseur et élévateur). Ensuite, nous examinons diverses topologies de convertisseurs DC-DC et concluons en développant un modèle dynamique pour chaque type de convertisseur DC-DC.

La modélisation des convertisseurs a pour but d'examiner leur dynamique afin de déterminer les directives de commande nécessaires pour obtenir les performances désirées. Le principal défi de ces convertisseurs réside dans la modélisation de leur comportement dynamique : en raison de leur nature non linéaire, ils génèrent différentes configurations électriques au cours d'une période de commutation devrait nous permettre de caractériser le fonctionnement du convertisseur DC-DC. [5]

I.2. Définition des convertisseurs DC/DC (hacheur)

Les convertisseurs DC-DC sont largement utilisés dans les alimentations électriques à commutation régulée et les applications d'entraînement de moteurs DC. L'entrée de ces convertisseurs est souvent une tension continue non régulée, obtenue en redressant la tension de ligne, et donc sujette à des fluctuations dues aux variations de la magnitude de la tension de ligne. Les convertisseurs DC-DC à commutation sont utilisés pour convertir cette entrée DC non régulée en une sortie DC contrôlée à un niveau de tension souhaité. [6]

La représentation symbolique ci-dessous est généralement reconnue comme La représentation graphique la plus fréquemment employée d'un convertisseur DC/DC :

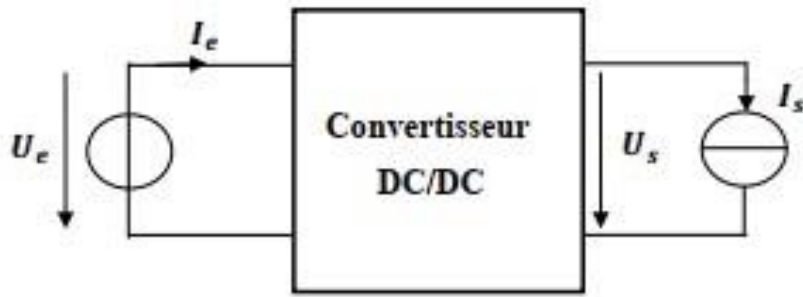


Figure I.1 : la représentation symbolique d'un convertisseur DC/DC [7]

I.3. Les éléments constitutifs des convertisseurs

I.3.1 Transistor à effet de champ MOS (Q)

Le Transistor « MOSFET » est une partie électronique fréquemment employée dans le domaine de l'électronique. Ses applications sont nombreuses et il fait partie de la famille des transistors à effet de champ. Le terme "Métal Oxide Semi-conducteur Field Effect Transistor" est un acronyme anglais. Le MOSFET, tout comme tout autre transistor ou tube à vide, a la capacité de réguler le courant qui le traverse en fonction d'un signal donné à son électrode de grille ou d'entrée. Le convertisseur DC-DC est souvent employé dans la technologie des circuits logiques CMOS et dans l'électronique de puissance pour effectuer diverses tâches. [8]

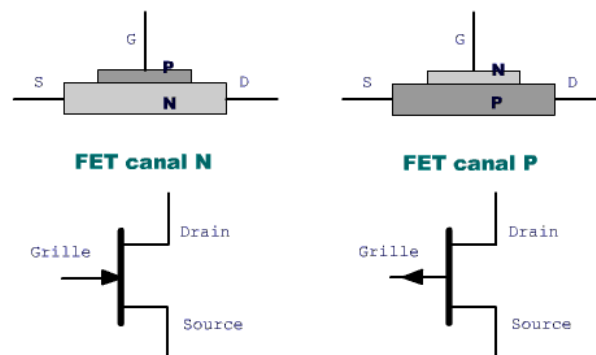


Figure I.2 : Transistor à effet de champ MOS [9]

I.3.2 Condensateur (C)

Un condensateur est un élément crucial de l'électronique qui facilite le stockage de l'énergie électrique sous forme de champ électrique entre ses deux plaques conductrices séparées par un matériau isolant. Quand il est relié à une source de tension, il produit un champ électrique entre les plaques.

En conséquence, des charges électriques opposées se rassemblent sur chaque plaque, ce qui entraîne une variation de potentiel. On retrouve fréquemment ces condensateurs dans différents secteurs tels que les systèmes électroniques, les éléments de stockage d'énergie les dispositifs de filtrage électrique. [10]

$$C(F) = \frac{Q(C)}{V(V)} \quad (I.1)$$

Le coefficient de capacité C est inversement lié à la surface de l'anode et directement lié à l'épaisseur du diélectrique. [11]

$$C = \epsilon_r \frac{A}{d} \epsilon_0$$

Avec :

ϵ_0 : Permittivité du vide

ϵ_r : Permittivité relative du diélectrique

A : surface de contact anode-diélectrique en m^2

d : épaisseur du diélectrique

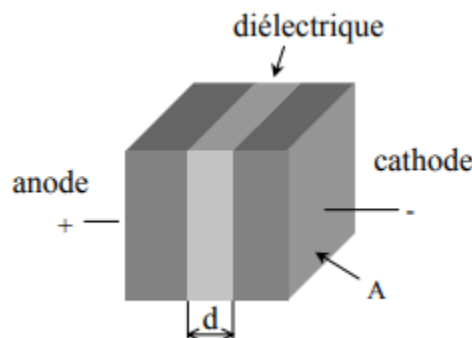


Figure I.3 : Condensateur [11]

I.3.3 Inductance (L)

Une inductance est un élément électrique passif à deux bornes qui stocke de l'énergie sous forme de champ magnétique. Un champ magnétique se forme autour d'une bobine quand un courant variable dans le temps circule dans la bobine (en supposant qu'elle n'a pas de noyau ferromagnétique), en fonction du nombre de spires de la bobine et de la valeur instantanée du courant. L'inductance de la bobine (L) est la relation entre le champ magnétique (H) et le courant (i) dans la bobine, conformément aux lois de l'induction de la forme suivante. [12] [13]

$$L = \mu_0 \frac{S_{em}}{l_{em}} N^2 \mu_e \quad (I.2)$$

Avec : $\mu_0 = 4 \pi 10^{-7}$ (SI)

L : inductance en henry [H]

μ_e : Perméabilité effective (y compris entre fer éventuel)

S_{em} : Section magnétique effective du noyau (moyenne)

l_{em} : Longueur efficace du circuit magnétique (moyenne)

N: nombre de spires [13].

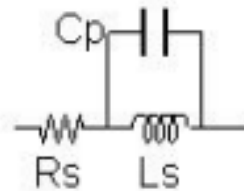


Figure I.4 : Inductance L [14]

I.3.4 Diode (D)

La Figure I.5 illustre une diode de puissance est un élément électronique qui a une fonction unique qui ne peut être commandé pour l'ouvrir ou la fermer. En raison de sa non-réversibilité en tension, elle ne peut supporter qu'une tension anode-cathode négative ($V_{AK} < 0$) en état de blocage

De la même manière, sa tension n'est pas réversible et elle ne peut supporter qu'un courant dans le sens positif entre l'anode et la cathode lorsqu'elle est en conduction ($i_{AK} > 0$). La diode peut être perçue comme un commutateur en courant unidirectionnel. [15]

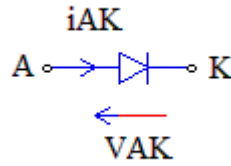


Figure I.5 : représentation graphique d'une diode [15]

I.4 Classification des hacheurs

L'hacheur est un convertisseur statique de puissance. Elles offrent la possibilité de réduire, augmenter et inverser une tension continue avec des pertes très faibles. Si la tension de sortie est inférieure à celle appliquée à l'entrée, L'hacheur est couramment désigné par les termes d'abaisseur, dévolteur ou Buck. Dans le cas contraire, un hacheur peut aussi être connu sous les noms de survolteur, d'élévateur ou de Boost. Il existe également des hacheurs qui peuvent fonctionner dans les deux directions (Buck/ Boost). [16]

I.4.1 Convertisseur abaisseur (Buck)

I.4.1.1 Topologie

Les convertisseurs abaisseurs ou dévolteurs sont employés afin de réduire les tensions, c'est-à-dire lorsque les tensions continues doivent être inférieures aux tensions fournies. Ce dispositif de conversion continu-continu est largement employé pour contrôler la tension de sortie dans les systèmes électroniques, comme le montre la figure (I.8).[17]

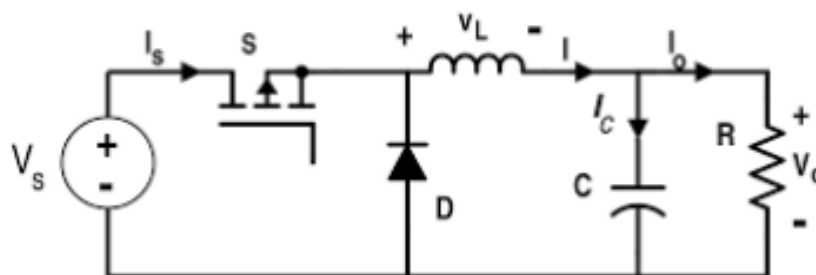


Figure I.6 : Hacheur abaisseur (Buck) [17]

I.4.1.2 Concept de fonctionnement

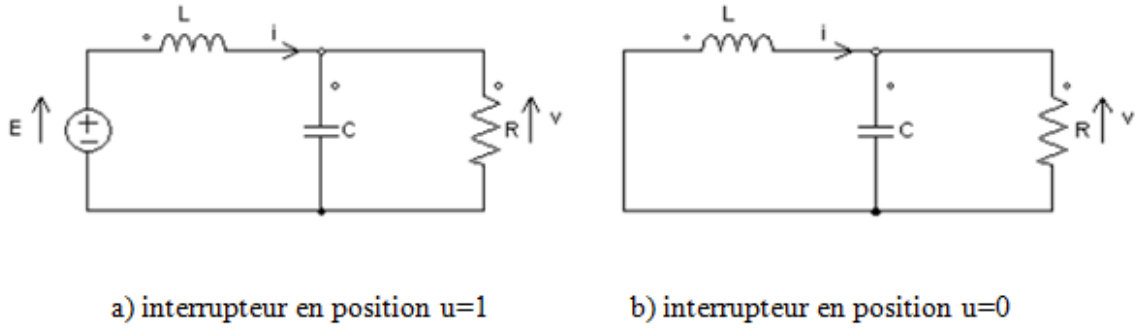


Figure I.7 : Circuit de topologies d'un convertisseur dévolteur (a) interrupteur passant, (b) interrupteur bloqué

Le processus d'une période de hachage T est composé de deux étapes. [16]

- Quand le transistor S est en état ON pendant T_{ON} . La source d'entrée fournit de l'énergie à la charge R en passant par l'inductance L
- Lorsque le transistor S est bloqué, La diode D garantit la stabilité du courant dans l'inductance L . Par la suite, l'énergie conservée dans l'inductance est libérée et dirigée vers le condensateur C et la résistance de charge R .

Séquence 1 : À l'instant $t = 0$, l'interrupteur S Reste fermé pendant une période spécifique T_{ON} on obtient :

$$V_L = L \frac{di}{dt} = V_n - V_c \quad (I.3)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i_L - \frac{V_c}{R} \quad (I.4)$$

Séquence 2 : À l'instant $t = T_{ON}$, l'interrupteur S est à l'état OFF pendant une période de $T_S (1 - u)$

$$V_L = L \frac{di}{dt} = -V_c \quad (I.5)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i_L - \frac{V_c}{R} \quad (I.6)$$

On Entraîne également une tension moyenne aux bornes de l'inductance. $\langle V_L \rangle$ est nulle, Par conséquent on a :

$$V_{out} = V_n u \quad (I.7)$$

Le rapport cyclique u peut varier entre zéro et un, tandis que la tension de sortie V_{out} peut être plus ou moins élevée que celle d'entrée V_n .

I.4.1.3 Modélisation de convertisseur abaisseur Buck

L'état d'un système linéaire peut être représenté de la manière suivante, lorsque le nombre d'éléments de stockage d'énergie est égal à l'ordre des équations d'état, comme c'est le cas ici avec $n=2$ pour ce système spécifique. [18].

$$\dot{x} = Ax + B \quad (I.8)$$

$$y = C_1 x \quad (I.9)$$

Où : x est le vecteur d'état

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_L \\ V_C \end{pmatrix}$$

1 ère partie : $0 \leq t \leq T_{ON}$:

$$\begin{cases} V_L = L \frac{di}{dt} = V_n - V_C \\ C \frac{dv}{dt} = i_L - \frac{V_C}{R} \end{cases} \quad (I.10)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{L} V_n - \frac{1}{L} x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{RC} x_2 \end{cases} \quad (I.11)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_n \quad (I.12)$$

2 ème partie : $T_{ON} \leq t \leq T_S$:

$$\begin{cases} V_L = L \frac{di}{dt} = -V_C \\ C \frac{dv}{dt} = i_L - \frac{V_C}{R} \end{cases} \quad (I.13)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{L} x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{RC} x_2 \end{cases} \quad (I.14)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_n \quad (\text{I.15})$$

I.4.1.4 Modèle dynamique

Le modèle dynamique d'un convertisseur abaisseur qui peut être déduit à partir de la partie 1 et 2 :

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L}x_2 + u \frac{V_n}{L} \quad (\text{I.16})$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (\text{I.17})$$

Avec : $\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_L \\ V_C \end{pmatrix}$

i_L : courant d'inductance

V_C : La tension aux bornes du condensateur.

I.4.2 Convertisseur survolteur ou élévateur (Boost)

I.4.2.1 Topologie

Dans la figure I.10, on trouve le schéma de principe d'un circuit qui utilise un transistor "MOSFET" comme composant de puissance. Ce circuit est un élévateur de tension, parfois appelé "hacheur élévateur ou survolteur "qui sert à définir une configuration dans laquelle la tension de sortie de la source, V_n , est supérieure à sa tension moyenne. $\langle U_M \rangle$ de la source de courant I d'entrée. [18].

Les alimentations en tension continu et en courant continu sont considérées comme idéales. Cela implique que la tension V_n reste invariable, indépendamment de la valeur ou de l'évolution du courant I(t), tandis que le courant I reste constant peu importe soit la valeur ou l'évolution de la tension V_n . [18]

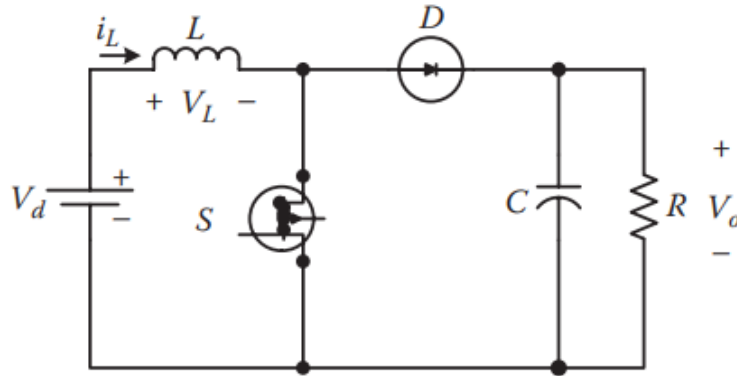


Figure I.8 : Hacheur survolteur (Boost) [19]

I.4.2.2 Concept de fonctionnement

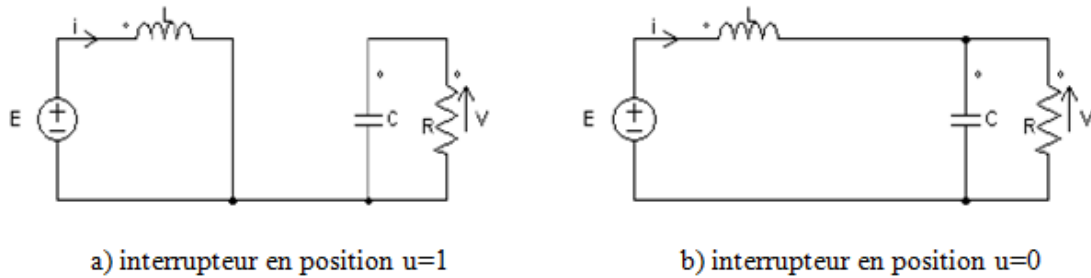


Figure I.9 : Circuit topologies du convertisseur élévateur (a) interrupteur passant, (b) interrupteur bloqué. [20]

Le déroulement d'une période de hachage T se subdivise en deux phases [21] :

- Au cours de cette séquence, quand le transistor S est en marche et que la diode D est ouverte, le courant qui traverse l'inductance L augmente de manière linéaire. Le condensateur C transmet de l'énergie à la charge R .
- Au cours de cette séquence, lorsque le transistor est à l'état OFF et que la diode D est fermée, l'énergie stockée dans l'inductance L est transférée à la charge R et au condensateur. Cette décharge est possible uniquement si $V_{out} > V_n$. Durant cette phase, On peut obtenir un montage survolteur ou élévateur en plaçant l'inductance L en série avec la source de tension d'entrée.
- Séquence 1 : Lorsque $t = 0$, le transistor S reste fermé pendant une période T_{ON} . La tension transmise par la diode D est de $V_D = V_A - V_k$. On a $V_D = 0$, ce qui implique que la diode est polarisée en inverse $V_D = -V_n$. Dans ces conditions, on obtient [18]

$$V_L(t) = L \frac{di}{dt} = V_n \quad (\text{I.18})$$

$$C \frac{dv}{dt} = -\frac{V_S}{R} \quad (\text{I.19})$$

- Séquence 2 : Lorsque $t = T_{ON}$, et pour une durée $T_S (1 - u)$ sont obtenues. De plus, il est également constaté que la valeur moyenne de la tension à travers l'inductance $\langle V_L \rangle$ est nulle. Cela conduit donc à :

$$V_L(t) = L \frac{di}{dt} = V_n - V_c \quad (\text{I.20})$$

$$C \frac{dv}{dt} = i_L - \frac{V_c}{R} \quad (\text{I.21})$$

I.4.2.3 Modélisation de convertisseur élévateur (Boost)

Dans un système linéaire, le degré de l'équation d'état de ce type de convertisseur correspond également au nombre d'éléments de stockage, qui est de $n=2$.

1 ère partie : $0 \leq t \leq T_{ON}$:

$$\begin{cases} V_L(t) = L \frac{di}{dt} = V_n \\ C \frac{dv}{dt} = -\frac{V_c}{R} \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{L} V_n \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{RC} x_2 \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_n \quad (\text{I.24})$$

2^{ème} partie : $T_{ON} \leq t \leq T_S$:

$$\begin{cases} V_L(t) = L \frac{di}{dt} = V_n - V_c \\ C \frac{dv}{dt} = i_L - \frac{V_c}{R} \end{cases} \quad (I.25)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{L} V_0 + \frac{1}{L} V_c \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{RC} x_2 \end{cases} \quad (I.26)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_n \quad (I.27)$$

I.4.2.4 Le modèle dynamique

Le modèle dynamique d'un convertisseur élévateur (Boost) peut être construit en intégrant les données des deux parties précédentes.

$$\dot{x}_1 = (1 - u) \frac{1}{L} x_2 + \frac{1}{L} V_n \quad (I.28)$$

$$\dot{x}_2 = -(1 - u) \frac{x_1}{C} + \frac{x_2}{RC} \quad (I.29)$$

Avec : $\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_L \\ V_c \end{pmatrix}$

i_L : courant d'inductance

V_c : La tension aux bornes du condensateur

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné de manière approfondie les convertisseurs DC-DC, en abordant leurs différentes topologies et en expliquant leurs principes de fonctionnement. Nous avons également fourni une modélisation détaillée des hacheurs Buck et Boost, en couvrant les deux phases du signal de commande (action d'ouverture et d'arrêt de l'interrupteur). Dans le chapitre suivant, nous explorerons deux modes de commande largement utilisés, connus sous les noms de "mode glissant" et "mode synergétique".

Chapitre2

**Commande par mode glissant et
synergétique : convertisseur DC-DC
élevateur**

II.1 Introduction

Au sein de ce chapitre, nous examinerons attentivement deux types de techniques de commande robuste employées dans les systèmes non linéaires : la commande en mode de glissement et la commande synergétique.

Le principe de la commande en mode glissant consiste à ramener le système sur un régime dit régime de glissement et le maintenir sur ce régime indéfiniment. Le régime glissant décrit par l'équation d'une hypersurface dans un espace de dimension liée à l'ordre du système, Le choix spécifique de cette équation dépend des objectifs de contrôle et les performances souhaitées pour le système en boucle fermée.[22]

Une autre approche parmi les techniques robustes de contrôle utilisée dans cette mémoire est l'approche synergétique.

L'approche par commande synergétique (Synergetic Control : SC) est une technique de contrôle assez proche de la commande par mode glissant. Elle en diffère dans le fait que la commande y est toujours continue et utilise une macro-variable qui peut être fonction de deux ou plusieurs variables d'état du système. Ses principaux avantages sont qu'elle est bien adaptée à l'implémentation digitale, elle a un fonctionnement à fréquence de commutation constante, et ne présente pas le problème de broutement spécifique au contrôle par mode glissant, de sorte qu'elle produit moins de problèmes de filtrage dans les applications d'électronique de puissance.[23]

II.2 Commande par mode glissant

Le concept général de la commande par mode glissant (SMC) consiste à élaborer une trajectoire spécifique dans la loi de contrôle qui dirigera la trajectoire contrôlée des variables de l'état vers une origine souhaitée lors de la collision entre la trajectoire et le chemin de trajectoire, On appelle ce chemin de trajectoire la surface de glissement. [24]

II.2.1 Objectif de la commande par mode glissant

Un système à structure variable désigne un système dont la structure varie au cours de son activité. En général, pour contrôler de tels systèmes par mode de glissement, il est nécessaire de commander la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la représenter à l'aide d'une logique de commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. Le plan de phase divise la trajectoire en trois parties comme le représente la figure. (II.1). [25]

- **Mode non glissant :** (mode de convergence) également connu sous le nom de mode d'accès, correspond au mode où la variable à régler se déplace à partir d'un point initial dans le plan de phase et se dirige vers la surface de commutation $S(x, \dot{x}) = 0$. Ce mode se distingue par la loi de contrôle et la mesure de convergence ;
 - **Mode de glissement :** correspond au moment où la variable d'état atteint la surface de glissement et se dirige vers l'origine du plan de phase. Le mode dynamique se distingue par la sélection de la surface de glissement.
 - **Mode du régime permanent :** permet d'analyser la réponse du système à son point d'équilibre (source du plan de phase). Il se distingue par les résultats de la commande.
- [26]

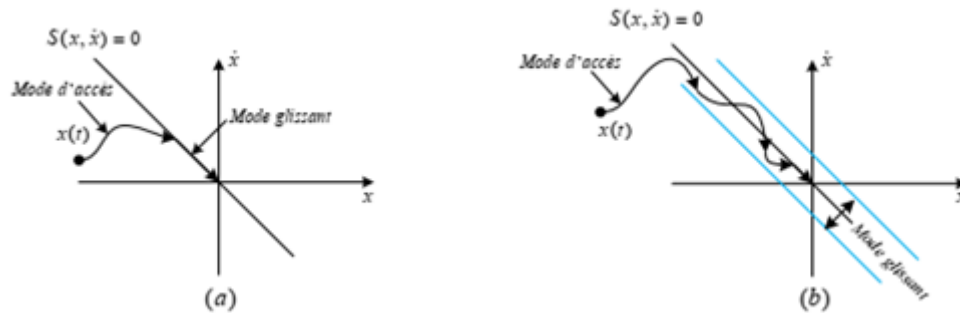


Figure II.1 : Les Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase, (a) Glissement idéal, (b) Glissement réel [26]

II.2.2 Conception loi de commande

La conception de la commande peut être réalisée en trois étapes essentielles qui sont étroitement liées l'une à l'autre. Ces étapes sont responsables des problèmes de stabilité et des performances souhaitées de manière systématique. [25]

Pour réaliser cette conception, il faut suivre ces étapes.

- Choix de surface
- Déterminer loi de commande
- L'établissement des conditions d'existence.

II.2.3 Choix de la surface de glissement

Pour un système défini par l'équation d'état suivante : [27]

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{II.1})$$

- $f(x, t)$ et $g(x, t)$: des fonctions non linéaires

- x : Vecteur d'état du système
- u : Vecteur de commande
- \dot{x} : Le vecteur d'état du système en fonction du temps est la dérivée de x . [18]

La fonction scalaire de la surface de glissement est que la variable à ajuster glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Le régime de glissement le plus fréquemment utilisé pour obtenir la convergence de l'État vers sa référence (fourni par SOLTINE) est donné par :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dx} + \delta \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.2})$$

- $e(x)$: écart entre la référence et variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$
- $S(x)$ = une équation linéaire différentielle dont la solution unique est $e(x) = 0$
- δ : Constante positive
- r : niveau relatif correspond au nombre de fois où la sortie doit être déviée Pour rendre visible la commande. Par ex. : pour $r=1, S(x) = e(x)$ pour $r=1, S(x) = \delta e(x) + \dot{e}(x)$: [27]

II.2.4 Conditions de convergence et d'existence

La condition de glissement est mise en place dans le but de forcer identifier les points clés de la trajectoire à maintenir sur la surface de tentative. Dans les œuvres littéraires, nous identifions deux conditions qui correspondent au processus de convergence de l'état du système. [28]

II.2.4.1 Fonction discrète de commutation

Il s'agit de la condition initiale de convergence. Proposée et étudiée par ‘ELMYANOV et UTKIN ‘. L'objectif est de créer une dynamique convergente vers zéro à la surface. Elle est attribuée à : [29].

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 \dots \dots \dots Si \dots \dots \dots S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 \dots \dots \dots Si \dots \dots \dots S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Peut-être Cette condition formulée de la façon suivante :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{II.4})$$

II.2.4.2 Fonction de Lyapunov

La théorie de Lyapunov, constitue une exigence générale pour accéder au mode glissant. Ceci implique de sélectionner une fonction scalaire positive connue sous le nom de fonction de Lyapunov, qui peut être représentée par : [27]

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{II.5})$$

Les techniques qui y sont liées reposent sur la réduction d'une fonction particulière, dite fonction de Lyapunov, qui garantit la stabilité du système (figure). Cette fonction, étiquetée en V, En dehors de l'exploration de la stabilité des systèmes dynamiques, la théorie de Lyapunov offre également la possibilité de créer des commandes solides qui garantissent la permanence du système. [25]

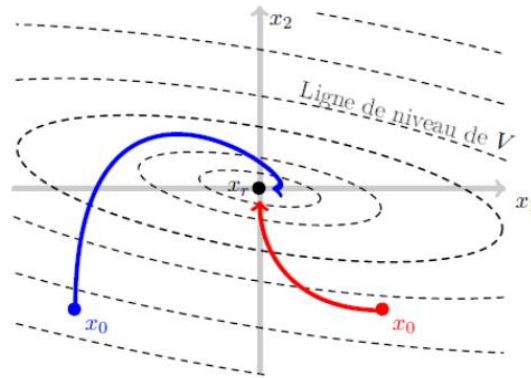


Figure II.2 : Trajectoire d'un système commandé par la méthode de Lyapunov. [18]

La dérivée de cette fonction est donnée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{II.6})$$

Une condition essentielle et adéquate, connue sous le nom de condition d'attractivité, Afin de mettre la décroissance de la fonction de LYAPUNOV, il vous suffit de garantir la condition : [27] [29]

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.7})$$

II.3 Application la méthode de commande par mode glissant

II.3.1 Commande par mode glissant SMC (convertisseur DC-DC élévateur)

Les convertisseurs DC-DC sont des systèmes dynamiques hybrides qui se distinguent par leur comportement continu et leur comportement dynamique discret. Nous exposons ci-dessous une méthode globale de conception des convertisseurs DC-DC en utilisant l'espace d'état des convertisseurs DC-DC élévateur « Boost ».

La Figure II.3 présente le modèle dynamique de comportement du convertisseur DC-DC élévateur qui fonctionne avec une conduction continue. [30] [31]

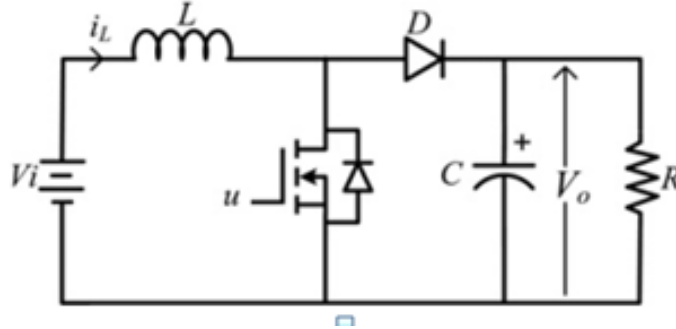


Figure II.3 : Schéma d'un convertisseur DC-DC élévateur. [31]

Les paramètres de commutation ON et OFF, respectivement, tels que présentés dans :

$$\begin{cases} \frac{dV_{out}}{dt} = -\frac{V_{out}}{RC} \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_n}{L} \end{cases} \quad (II.8)$$

Et :

$$\begin{cases} \frac{dV_{out}}{dt} = \frac{I_L}{C} - \frac{V_{out}}{RC} \\ \frac{dI_L}{dt} = -\frac{V_{out}}{L} + \frac{V_n}{L} \end{cases} \quad (II.9)$$

Les équations dynamiques du convertisseur sont :

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dx} = -\frac{1}{L} V_{out} (1 - u) + \frac{1}{L} V_n \\ \frac{dV_{out}}{dx} = \frac{1}{C} (1 - u) I_L - \frac{V_{out}}{RC} \end{cases} \quad (II.10)$$

Pour optimiser l'efficacité du contrôleur, il a suggéré d'examiner un système de contrôle fondé sur une surface de glissement qui intègre à la fois le courant inducteur, surface de glissement et la tension de sortie. En optant pour le point d'équilibre : (V_{ref}, I_{ref}) .

$$S = K_1(V_{out} - V_{ref}) + K_2(I_L - I_{ref}) \quad (II.11)$$

$$I_{ref} = \frac{V_{ref} V_{out}}{V_n R} \quad (II.12)$$

II.3.1.1 Conditions d'existence

Dans l'espace d'état, En modifiant la conception du convertisseur survolteur. (II.9) et en prenant l'origine comme point d'équilibre, on obtient :

$$\begin{cases} C \frac{dx_1}{dx} = ((1-u)(x_2 + I_{ref}) - \frac{x_1 + V_{ref}}{R}) \\ L \frac{dx_2}{dx} = V_n - (1-u)(x_1 + V_{ref}) \end{cases} \quad (II.13)$$

$$x_1 = (V_{out} - V_{ref}); x_2 = (I_L - I_{ref}) \quad (II.14)$$

Dans l'expression (II.11), en substituant I_{ref} par son expression (II.12), on obtient :

$$S = K_1(V_{out} - V_{ref}) + K_2 I_L - \frac{K_2 V_{ref} V_{out}}{R V_n} \quad (II.15)$$

$$= \left(K_1 - \frac{K_2 V_{ref}}{R V_n} (V_{out}) + K_2 I_L - K_1 V_{ref} \right)$$

Cette dernière équation est écrite dans le nouveau système de coordonnées (x_1, x_2) :

$$S = \left(K_1 - \frac{K_2 V_{ref}}{R V_n} \right) (x_1) + \left(K_1 - \frac{K_2 V_{ref}}{R V_n} \right) (V_{ref}) + K_2 x_2 + K_2 I_{ref} - K_1 - ref \quad (II.16)$$

$$= K'_1 x_1 + K_2 x_2$$

Ou

$$K'_1 = K_1 - \frac{K_2 V_{ref}}{R V_n}$$

Si la condition $S\dot{S} < 0$ est remplie pour u et $u = 0$ et $u = 1$, on peut conclure que la surface de glissement est influencée par les inégalités.

$$\begin{cases} x_1 = \left[-\frac{K'_1}{RC} - \frac{K_2}{L} \right] + \frac{x_2 K'_1}{C} + K_2 \left[\frac{V_n}{L} - \frac{V_{ref}}{L} \right] - K'_1 \left[\frac{V_{ref}}{RC} - \frac{I_{ref}}{C} \right] < 0 \\ -\frac{K'_1 x_1}{RC} + \frac{K_2 V_n}{L} - \frac{K'_1 V_{ref}}{RC} > 0 \end{cases} \quad (II.17)$$

En prenant en compte ces inégalités et afin d'assurer-vous que le mode glissant existe autour du point d'équilibre. $(x_1 = 0, x_2 = 0)$, il est nécessaire de satisfaire la condition suivante.

$$\frac{K'_1}{K_2} < \frac{RC V_n}{L V_{ref}} \quad (II.18)$$

II.3.1.2 Analyse de la stabilité

Lorsqu'on prend en compte le modèle d'espace d'état (II.13), la surface de glissement (II.15) et $\dot{S} = 0$, on obtient le contrôle équivalent à appliquer au système.

$$u_{eq} = \frac{\frac{V_n}{L} - \frac{K'_1(x_1 + V_{ref})}{K_2 RC}}{\frac{x_1 + V_{ref}}{L} - \frac{K'_1(x_1 + V_{ref})}{K_2 C}} \quad (II.19)$$

Considérons la fonction de Lyapunov V de la manière suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (II.20)$$

Il est nécessaire de définir un temps de dérivation négatif \dot{V} de V afin de garantir la stabilité du système et de rendre la surface S attrayante. Cette situation entraîne l'inégalité suivante

$$S\dot{S} < 0. \quad (II.21)$$

Afin de répondre à cette condition, on peut définir la composante de commande non linéaire de la façon suivante : [31]

$$u_n = \frac{1}{2} [1 + \text{sign}(S)] \quad (II.22)$$

➤ La loi de contrôle TSMC est fournie de la manière suivante :

$$U = u_n + u_{eq}$$

II.3.2 Commandes par mode glissant (TSMC/FTSMC) (convertisseur DC-DC élévateur)

Le contrôleur de tension basé sur le TSMC et FTSMC pour le convertisseur « Boost » doit être conçu en utilisant le modèle de comportement du « Boost » pour obtenir les variables de commande désirées. Ainsi [31]

On choisit les variables de commande de la manière suivante.

$$\begin{cases} x_1 = V_{ref} - V_{out} \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{V}_{out} = \frac{V_{out}}{RC} + \int \frac{(V_{out} - V_n)u}{LC} dt \end{cases} \quad (II.23)$$

La valeur de référence du courant d'émission est V_{ref} tandis que la logique inverse du courant d'émission est $\bar{u} = 1 - u$. Le modèle de comportement de Boost dans (II.7) et (II.8) est remplacé par la différenciation temporelle des variables de l'état contrôlé, ce qui donne le modèle dynamique du système requis pour le modèle de contrôleur proposé, comme mentionné dans (II.24) et (II.25). [31]

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{x_2}{RC} - \frac{x_1}{LC} \bar{u} + \frac{(V_{out} - V_n)}{LC} \bar{u} \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{(II. 24)} \\ \text{(II. 25)} \end{matrix}$$

Pour accélérer la vitesse de convergence, on présente un contrôleur TSMC. La surface de commutation utilisée est non linéaire et peut être exprimée par :

$$S_{tsmc} = \dot{x}_1 + \beta x_1^{p/q} \quad \text{(II.26)}$$

$\beta > 0$ et $q, p : \mathbb{C}$ est des nombre impaires et positif ($q > p > 0$).

La vitesse de convergence de la trajectoire d'état vers $s = 0$ est améliorée par le terme non-linéaire $x_1^{p/q}$ de l'équation (II.26). Il est toutefois impossible pour le contrôleur TSMC d'obtenir les résultats identiques Quand la valeur initiale de la trajectoire d'état du système est très éloignée du point d'équilibre. Quand $x_1(0)$ a une valeur élevée, la valeur du terme $x_1^{p/q}$ diminue. Les conditions initiales influencent donc la vitesse de convergence de la commande TSMC.

La commande FTSMC a été mise en place pour résoudre ce problème. La convergence rapide est assurée par cette loi de contrôle, Malgré l'éloignement des conditions initiales du système du point d'équilibre. Son introduction a été réalisée dans et repose sur une surface de type suivant [31]

$$S_{fts mc} = \dot{x}_1 + \alpha x_1 + \beta x_1^{p/q} \quad \text{(II.27)}$$

II.3.2.1 Conception des lois de commande

La loi de contrôle TSMC est fournie de la manière suivante : La commande TSMC est d'abord abordée en utilisant l'équation (II.26).

En prenant en compte la vérification de la condition $SS \leq 0$

➤ La loi de contrôle TSMC est fournie de la manière suivante :

$$\begin{cases} S_{tsmc} = \dot{x}_1 + \beta x_1^{\frac{p}{q}} \\ U = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(S_{tsmc})) \end{cases} \quad \text{(II. 28)}$$

➤ La loi de contrôle FTSMC est fournie de la manière suivante :

En appliquant la même méthode qu'auparavant, on trouve

$$\begin{cases} S_{ftsmc} = \dot{x}_1 + \alpha x_1 + \beta x_1^{\frac{p}{q}} \\ U = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(S_{ftsmc})) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Sa représenter la trajectoire de l'état mentionné dans (II.28), tandis que u représente l'état logiciel du Switch de puissance en question.

L'équation suivante peut être utilisée pour représenter un système de contrôle adéquat qui répond à la condition de coupure pour un seul interrupteur Boost [31].

$$U = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(S)) = \begin{cases} 1 = \text{"ON"} \\ 0 = \text{"OFF"} \end{cases}, \quad \begin{matrix} S_\lambda > 0 \\ S_\lambda < 0 \end{matrix} \quad (\text{II.30})$$

II.4 Commande synergétique

La commande synergétique (SC) Représente une méthode de contrôle solide pour les systèmes non linéaires qui utilise la même procédure d'invariance que la commande par mode glissant, mais sans les désavantages qui lui sont associés. [18]

Le succès de cette commande s'est manifesté dans de nombreuses applications, notamment en électronique de puissance pour la gestion des convertisseurs statiques.[32]

L'approche synergétique à la théorie de commande, une nouvelle approche pour la gestion des systèmes non linéaires, a été exposée dans. La simulation et les expériences récentes ont démontré l'efficacité élevée, la simplicité de conception et la flexibilité des contrôleurs synergétiques dans l'application de la commande synergétique aux convertisseurs de puissance de commutation. [33]

La théorie de la commande synergétique est présentée dans ce chapitre. Tout d'abord, nous présentons le concept fondamental de cette technique dans une situation générale. Ensuite, nous abordons le cas des systèmes non linéaires affins en entrée ainsi que celui des systèmes linéaires. Finalement, nous examinons les caractéristiques d'efficacité et de stabilité de cette méthode de contrôle. [32]

II.4.1 Procédure de la commande synergétique

La méthode de création du contrôle synergétique suit la méthode de conception analytique des régulateurs agrégés (ADAR) Les principales étapes de la procédure peuvent être résumées

comme suit. Supposons que le système à contrôler est description par un ensemble d'équations différentielles non linéaires de la forme suivante. [34]

$$\dot{x} = f(x, U, t) \quad (\text{II.31})$$

Dans ce cas :

- Le vecteur d'état x .
- Le vecteur de commande U , et t c'est le temps.

En commençant par déterminant une macro-variable comme une fonction des variables de l'état :

$$\psi = \psi(x) \quad (\text{II.32})$$

On peut refaire la même procédure en définissant plusieurs macros variables comme des canaux de contrôle

L'évolution dynamique de la macro-variable est :

$$T\dot{\psi} + \psi(x) = 0 \quad T > 0 \quad (\text{II.33})$$

T est un critère de conception qui détermine la vitesse de convergence vers le manifold spécifié par la macro-variable. La loi de la chaine de différenciation donnée par. [34]

$$\dot{\psi} = \frac{d\psi}{dt} \dot{x}. \quad (\text{II.34})$$

Il est possible d'écrire :

$$T \frac{d\psi}{dt} f(x, d, t) + \psi = 0 \quad (\text{II.35})$$

En trouvant solution pour le vecteur de contrôle u donne la loi SC de la manière suivante :

$$U = g(x, t, \psi(x, t), T) \quad (\text{II.36})$$

La loi SC permet aux gouvernements de suivre certaines orientations. En choisissant la macro-variable appropriée et en utilisant des manifolds judicieux, on assure les performances et la stabilité requises. Il convient de noter que la loi de SC peut être interprétée comme une réponse à un problème de Kolesnikov. [34]

II.5 Application la méthode de commande synergétiques

II.5.1 Commandes synergétique SC pour (convertisseur DC-DC élévateur)

Les équations d'état suivantes illustrent le comportement dynamique du convertisseur DC-DC de type élévateur lorsque l'interrupteur de puissance S est en position fermé ou ouvert.

On peut exprimer par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L}(1-u) + \frac{1}{L}V_n \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C}(1-u) - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

$$0 \leq u \leq 1 \quad (\text{II.38})$$

Le courant traversant la bobine est représenté par x_1 , la tension aux bornes du condensateur par x_2 , et le rapport cyclique par u . [35]

II.5.1.1 Analyse et Création la fonction de commande synergétique du convertisseur élévateur

L'objectif est de réussir à avoir une loi de commande $U(x_1, x_2)$ en fonction de les coordonnées d'état x_1, x_2 , qui Met à disposition les valeurs nécessaires du voltage de sortie du convertisseur $x_2 = x_{2ref}$, par conséquent, du courant $x_1 = x_{1ref}$ pour différents modes d'opération.

La limite (2) doit être respectée. On utilise la procédure mentionnée précédemment pour résoudre le problème, c'est-à-dire pour trouver $U(x_1, x_2)$. La première étape consiste à choisir la macro-variable.

En général, la macro-variable peut être toute fonction (y compris des fonctions non linéaires) d'état de convertisseur. À l'heure actuelle, nous restreindrions notre étude à une macro-variable qui est une fonction linéaire contrôle de feedback du l'état de conversion, afin que le système fonctionne sous un complet sur l'état.

Afin de réaliser la convergence vers le point de stabilité souhaité, on choisit la macro-variable comme une combinaison linéaire des erreurs de la variable de stabilité, de telle manière que l'origine soit le point de stabilité souhaité. Donc, le contrôle a la forme générale. [35]

$$\psi_{SC} = K^T(x_1 - x_{1ref}) \quad (\text{II.39})$$

On sélectionne : $[K^T] = [K_1 \ 1]$

$$\psi_{SC} = K_1(x_1 - x_{1ref}) + (x_2 - x_{2ref}) \quad (II.40)$$

K_1 : Constante

Afin d'assurer le bon fonctionnement du convertisseur DC-DC élévateur, il est possible de calculer le courant de référence x_{1ref} en utilisant l'équation suivante : $x_{1ref} = \frac{x_{2ref}^2}{RV_n}$

Conversion de (II.40) en (II.33) rendements :

$$\tau(\dot{x}_2 + K_1\dot{x}_1) + (x_2 - x_{ref}) + K_1(x_1 - x_{1ref}) = 0 \quad (II.41)$$

La loi de commande suivante est obtenue en substituant les dérivées \dot{x}_2 et \dot{x}_1 de l'équation (II.39) et en résolvant pour u :

$$U = 1 - \left[\frac{\frac{K_1}{L}V_n - \frac{1}{RC}x_2 + K_1 \frac{(x_1 - x_{1ref})}{\tau} + \frac{(x_2 - x_{2ref})}{\tau}}{\frac{K_1}{L}x_2 - \frac{x_1}{C}} \right] ; x_1 \neq 0; x_2 \neq 0 \quad (II.42)$$

Il convient de souligner que les premières conditions ne sont pas nulles et que dans cette équation, $\frac{(x_2 - x_{2ref})}{\tau}$ et $K_1 \frac{(x_1 - x_{1ref})}{\tau}$ les termes sont annulés $\psi = 0$ lorsque la trajectoire atteint l'attracteur.

L'équation (II.41) est imposée à la trajectoire des variables de $\psi = 0$ selon cette équation par la loi de commande (II.42). La trajectoire converge vers l'attractrice équation, puis reste sur ce dernier à tout moment Prochain. Anise, dès lors, la trajectoire d'état répond à l'équation :

$$\psi_{SC} = K_1(x_1 - x_{1ref}) + (x_2 - x_{ref}) = 0 \quad (II.43)$$

La relation linéaire entre les deux variables d'état x_1 et x_2 est établie par cette équation, ce qui réduit l'ordre du système de "un". Figure II.4 présente une interprétation géométrique de l'équation (II.43) dans le plan de phase.

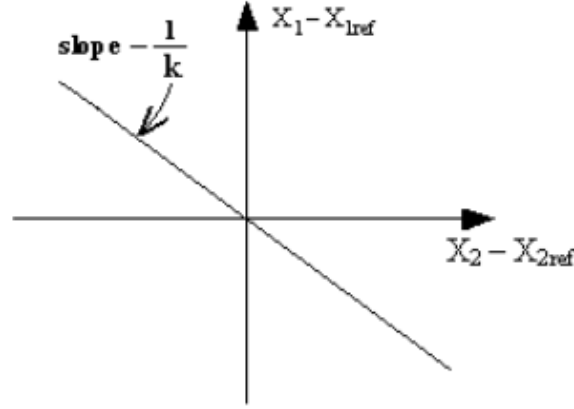


Figure II.4: Interprétation géométrique du plan de phase de la macro-variable. [36]

L'origine se situe au point d'équilibre (où l'erreur converge vers zéro). Selon l'équation (II.43), une ligne droite traverse l'initiale avec une pente de $-1/K_1$. La ligne droite est le point de fonctionnement du système, qui se déplace alors le long de cette ligne jusqu'à l'initiale. [35] [36]

II.5.2 Commande synergétique TSC/FTSC pour (convertisseur DC-DC élévateur)

Dans cette partie, on élabore le contrôleur Terminal Synergétique (TSC) et Fast Terminal Synergétique (FTSC) pour le système non-linéaire à une seule entrée/sortie (SISO) suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x, t) + g(x, t)u \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

$x = [x_1 \ x_2]^T$ Les vecteurs de l'état est $\in R^2$ et les fonctions inconnues sont $f(x, t)$ et $g(x, t)$. La macro variable suivante est définie comme une fonction des valeurs de l'état pour obtenir la convergence terminale des valeurs de l'état [37] :

$$\begin{cases} \psi_{\text{tsc}} = \dot{x}_1 + \beta x_1^{\lambda_1} \\ \psi_{\text{ftsc}} = \dot{x}_1 + \alpha x_1 + \beta x_1^{\lambda_1} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

x_1 : Le courant Passant à travers la bobine. x_2 : Tension de sortie, u le rapport cyclique.

On sélectionne comme défaut d'inducteur le défaut actuel du convertisseur de Boost utilisé dans les deux méthodes (TSC et FTSC). [35]

$$e(t) = i_{\text{ref}} - i_L \quad (\text{II.46})$$

On choisit la référence actuelle par : $i_{ref} = K(V_{ref} - V_{out})$: $K \gg 1$

Les paramètres du convertisseur dépendants par les fonctions f et g qui sont définies par :

$$\begin{cases} f = -\frac{K}{C}ic - \frac{Vn}{L} \\ g = \frac{V_{out}}{L} \end{cases} \quad (II.47)$$

Les méthodes TSC et FTSC sont conçues en sélectionnant la macro-variable, puis en établissant une loi de contrôle qui permet de ramener le système au point d'équilibre en temps fini restreint. Ainsi, pour les deux méthodes, nous définissons les macro-variables non linéaires de la manière suivante :

$$\psi_{tsc} = \dot{x}_1 + \beta x_1^{\lambda_1} \quad (II.48)$$

$$\psi_{ftsc} = \dot{x}_1 + \alpha x_1 + \beta x_1^{\lambda_1} \quad (II.49)$$

Où les constantes α et β sont positives. La sélection adéquate de λ , α , β et l'état initial $x_1(0) \neq 0$, permettront aux dynamiques de la macro variable d'atteindre le point d'équilibre en un laps de temps restreint. Le moment exact d'atteinte de zéro s t est calculé par :

$$t_s = \frac{1}{\alpha(1-\lambda)} \ln \left(\frac{\alpha x_1(0)^{1-\lambda} + \beta}{\beta} \right) \quad (II.50)$$

Une attraction terminale est le point d'équilibre à zéro. La mise en place du contrainte classique (4) oblige la macro variable sélectionnée à s'adapter de manière désirée, même en cas d'existence de l'incertitude et/ou de perturbations :

$$T_s \dot{\psi} + \psi = 0, \quad T_s > 0 \quad (II.51)$$

La valeur de T_s est un paramètre à sélectionner afin de déterminer le taux de convergence à l'attracteur et peut être réduite de manière indépendante, en tenant compte uniquement de l'éventuel contrôle. En se basant sur (II.48), (II.49) et (II.51), on obtient la dérivée macro-variable de la manière suivante [37] :

Pour le TSC :

$$\dot{x}_2 + \beta \alpha x_2 x_1^{\lambda-1} = -\frac{1}{T_s} \psi_{TSC} \quad (II.52)$$

Et pour le FTSC

$$\dot{x}_2 + \alpha \dot{x}_1 + \beta \alpha x_2 x_1^{\lambda-1} = -\frac{1}{T_s} \psi_{FTSC} \quad (II.53)$$

II.5.2.1 Conception les lois de commande

➤ La loi de contrôle TSC est fournie de la manière suivante :

$$U_{ftsc} = -g^{-1}(x, t) \left(f(x, t) + \beta \alpha x_2 x_1^{\lambda-1} + \frac{1}{T_s} \psi_{TSC} \right) \quad (\text{II.54})$$

➤ La loi de contrôle FTSC est fournie de la manière suivante :

$$U_{ftsc} = -g^{-1}(x, t) \left(f(x, t) + \alpha x_2 + \beta \alpha x_2 x_1^{\lambda-1} + \frac{1}{T_s} \psi_{FTSC} \right) \quad (\text{II.55})$$

La stabilité du contrôle synergétique rapide du terminal peut être démontrée en utilisant la fonction Lyapunov suivante [37] :

$$V = \frac{1}{2} \psi^T \psi \quad (\text{II.56})$$

Donc :

$$\dot{V} = \psi^T \dot{\psi} \quad (\text{II.57})$$

$$\dot{V} = \psi \left(f(x, t) + g(x, t)u + \alpha x_2 + \beta \alpha x_2 x_1^{\lambda-1} \right) \quad (\text{II.58})$$

$$\dot{V} = \frac{1}{T_s} \psi^2 \quad (\text{II.59})$$

En suite :

$$\dot{V}_i \leq 0 \quad (\text{II.60})$$

II.6 Différence entre la commande par mode glissant et la commande synergétique

La commande synergétique (SC) présente un bénéfice essentiel. En comparaison avec le mode glissant de commande En raison de la persistance de sa loi de commande. À la différence de la commande SMC, celle-ci ne présente pas le problème de broutement, qui est un désavantage majeur qui a longtemps entravé la mise en pratique de la commande SMC dans des applications pratiques.

En résumé, la gestion en mode glissant et la gestion synergétique sont deux méthodes de contrôle avancées employées afin de stabiliser les systèmes non linéaires. La conception de surfaces de glissement et de lois de commande robustes est l'objectif principal de la commande en mode glissant, tandis que la commande synergétique utilise les interactions synergétiques entre les différentes parties du système. Les deux options seront sélectionnées en fonction des

caractéristiques particulières du système à superviser et des objectifs de performance désirés. [18]

II.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a développé un système de contrôle d'un convertisseur DC-DC élévateur par mode glissant (SMC) que basé sur la détermination d'une surface de glissement en fonction des états du système afin qu'elle soit attrayante, et le contrôle synergétique (SC) qui est une nouvelle solution qui cherche à résoudre ce problème. Et on a vu aussi les méthodes avancées pour ces deux types de contrôle le « terminal » et « fast terminal ». Pour le premier contrôle TSMC et FTSMC Les expériences ont montré que le système contrôlé peut respecter la tension d'émission référence avec une courte période de setting et un léger excès. Les expériences confirment également la forte résistance du système proposé. et pour TSC et FTSC On peut atteindre la stabilité en un temps limité. Les conditions d'opération difficiles ont été utilisées pour évaluer la validité de l'approche qui montre des résultats remarquables.

Chapitre 3

Discussion et résultats de simulation

III.1 Introduction

Pour approfondir la compréhension des lois de commande du convertisseur Boost étudiées précédemment, ce chapitre propose les résultats des simulations et des expériences des techniques de commande par mode glissant et par mode synergétique.

Ensuite, nous analyserons et comparerons les résultats obtenus.

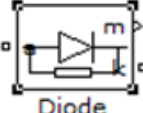
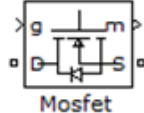
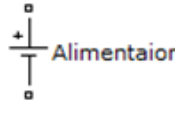
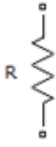
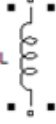
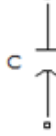
III.2 Résultats des tests de simulation

Nous allons segmenter cette étape en deux parties bien définies. Dans la 1^{ère} partie, nous appliquerons la méthode de commande en mode glissant, alors que dans la seconde, nous adopterons la méthode de commande par mode synergétique. Enfin, nous procéderons à une interprétation des résultats obtenus pour chacune de ces deux approches. L'objectif de ces simulations est d'illustrer la convergence de tension et courant de charge vers leurs valeurs de référence.

III.2.1 Choix des bibliothèques dans Matlab/Simulink

Nous allons exploiter les composants fournis par les bibliothèques SimPower System et Simulink pour mener à bien la simulation dans le tableau III-1

Tableau III-1 : Les éléments utilisés pour simuler le convertisseur Boost

		
Diode	Mosfet	DC voltage source
		
Resistance	Inductance	Capacité

III.2.2 Résultats de la simulation du convertisseur Boost

Nous utilisons un logiciel de simulation pour modéliser un convertisseur Boost. Le schéma de ce modèle est représenté ci-dessous grâce à MATLAB-SIMULINK®, version 2009/2023.

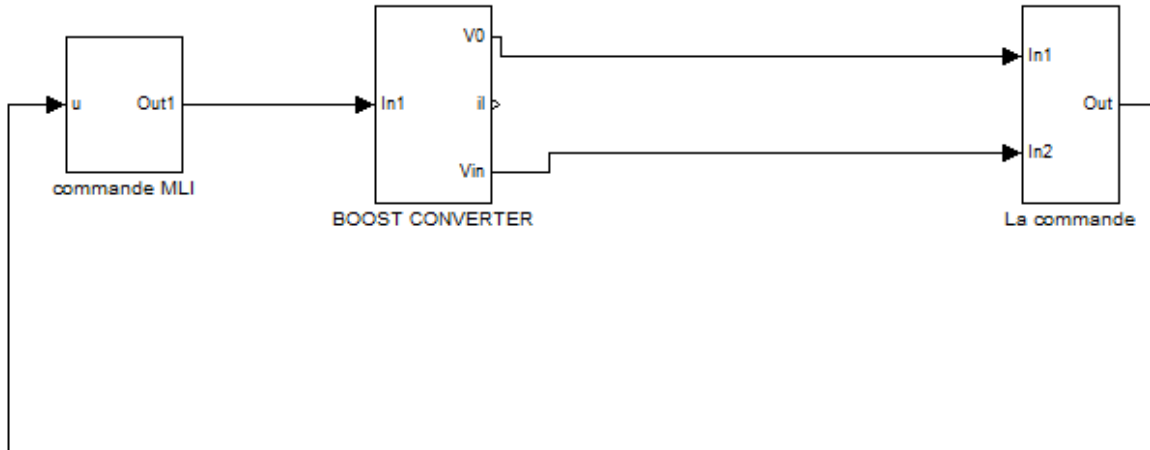


Figure III.1 : simulation de la commande sur un convertisseur Boost

Les simulations ont été effectuées par l'application des paramètres des convertisseurs répertoriés dans le tableau III-2 :

Tableau III-2 : Paramètre de convertisseur

La tension d'entrée V_{in}	12 V
Resistance de charge R	35 Ω
Capacité de filtrage C	240 μF
L'inductance L	310 μH
La fréquence de commutation F_s	20000 Hz

III.3 Les résultats obtenus par la commande synergétique

Le convertisseur Boost DC-DC a été choisi comme modèle pour examiner les performances et l'efficacité des différents contrôleurs indiqués. Nous comparons les performances obtenues avec le contrôleur ou la commande synergétique terminal rapide

(FTSC) aux performances obtenues avec un contrôleur synergétique (SC) et un contrôleur synergétique terminal (TSC) dans diverses conditions de fonctionnement.

Cette section se concentrera sur les résultats des simulations des techniques de commande synergétique, y compris le terminal synergétique et le fast terminal synergétique. Nous allons analyser attentivement les performances de chaque méthode en ce qui concerne son efficacité et sa stabilité.

III.3.1 Présentation des résultats de la simulation

Les résultats de la simulation obtenus avec la commande synergétique sont illustrés dans les figures suivantes. Les courbes de réponse du courant et de tension sont présentées respectivement dans les figures (III.2) et (III.3). Les graphes de tension et de courant comparent trois types de contrôleurs : SC, TSC et FTSC. Pour le courant, nous remarquons une augmentation progressive du courant jusqu'à atteindre 60A, suivis par une diminution. Tant que à une valeur attendue, cette observation peut être expliquée par le fonctionnement d'un convertisseur élévateur qui parcourt deux étapes d'accumulation successives. La 1^{ère} étape correspond à l'état passant, où le courant à travers l'inducteur augmente progressivement en raison de l'accumulation d'énergie. La 2^{ème} étape correspond à l'état bloqué, où le courant diminue tandis que l'énergie est transférée à la charge, provoquant une augmentation de la tension de sortie. Pour la tension nous remarquons la présence de deux phases. Dans la 1^{ère} phase, nous remarquons une augmentation progressive de la tension jusqu'à la valeur visé dans la 2^{ème} phase la tension se stabilise à une valeur stable.

Opération normale avec une tension de référence $V_{ref} = 30 V$

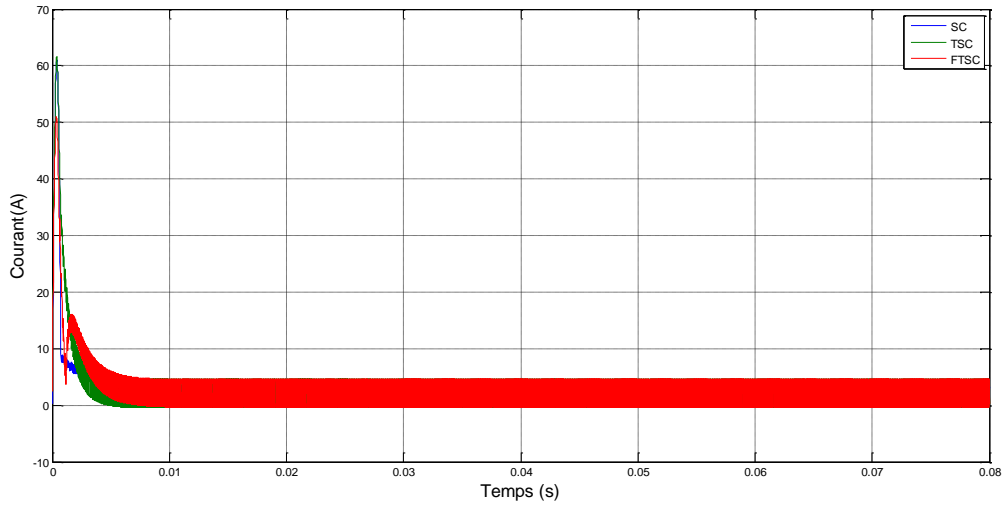


Figure III.2: Courant de l'inductance

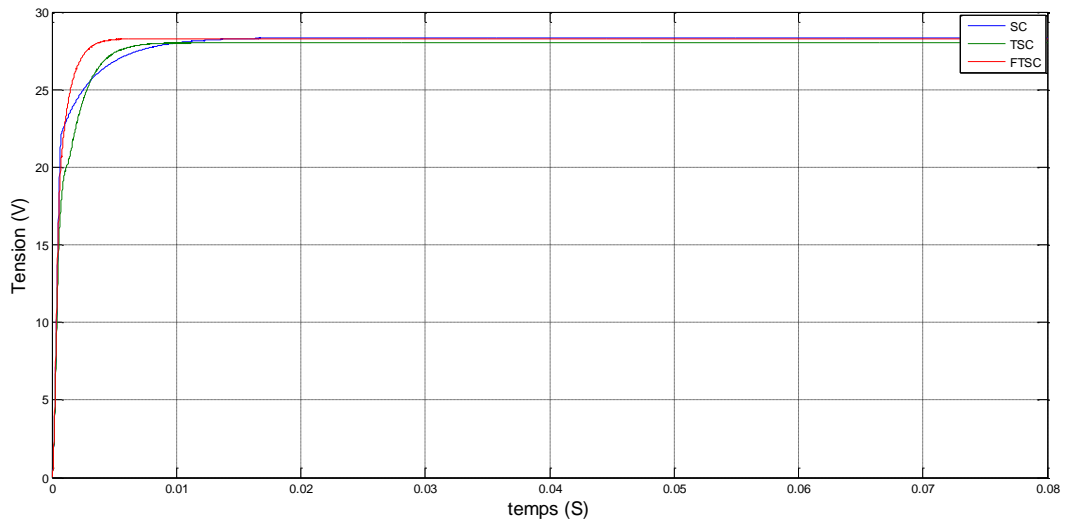


Figure III.3: Tension de sortie

III.3.2 Test des robustesses

Pour essayer tester la robustesse de cette commande face aux variations des paramètres, nous avons utilisé les mêmes hypothèses de simulation que précédemment, à savoir :

1 ère cas : la tension de référence reste toujours constante $V_{ref} = 30 V$ et on varie la résistance entre la valeur nominale et +50% toutes 0.02 s

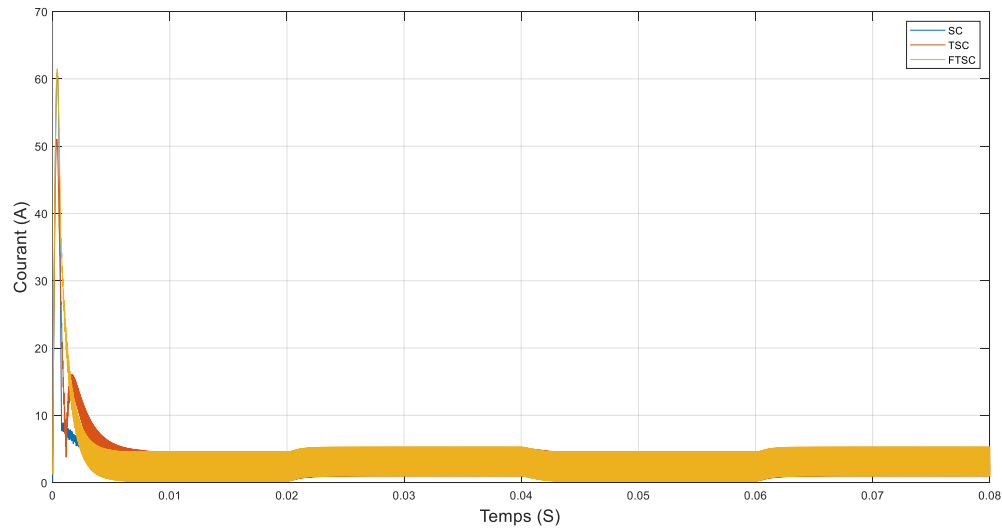


Figure III.4 : Courant de l'inductance

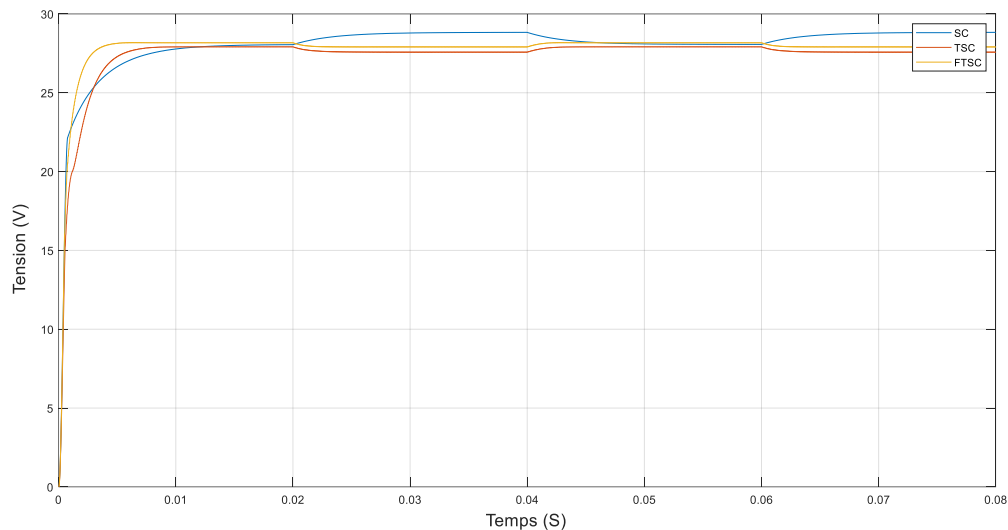


Figure III.5 : Tension de sortie U

Les résultats obtenus à partir des figures III.4 et III.5 montrent les performances du courant de l'inductance et de la tension de sortie U pour trois modes de contrôle dans un hacheur boost : SC, TSC et FTSC. Pour le courant de l'inductance, les trois modes démarrent à environ 62 A. Le mode SC stabilise le courant autour de 9 A en environ 0,025 seconde, le TSC atteint cette stabilité en environ 0,015 seconde, tandis que le FTSC offre la stabilisation la plus rapide à environ 9 A en seulement 0,01 seconde. Concernant la tension de sortie U, les trois modes partent de 0 V pour atteindre environ 28 V. Le mode SC stabilise la tension en environ 0,02 seconde, le TSC en 0,015 seconde, et le FTSC en 0,01 seconde. Ces observations montrent que le FTSC offre la meilleure performance en termes de rapidité et de stabilité, suivi du TSC, puis

du SC. Le FTSC permet une stabilisation plus rapide et minimise les oscillations, ce qui est bénéfique pour le fonctionnement efficace de hacheur boost.

2eme cas : la tension V_r reste toujours constante $V_{ref} = 30 V$ et on varie la résistance entre la valeur nominale et -50% par un pas de 0.02 s

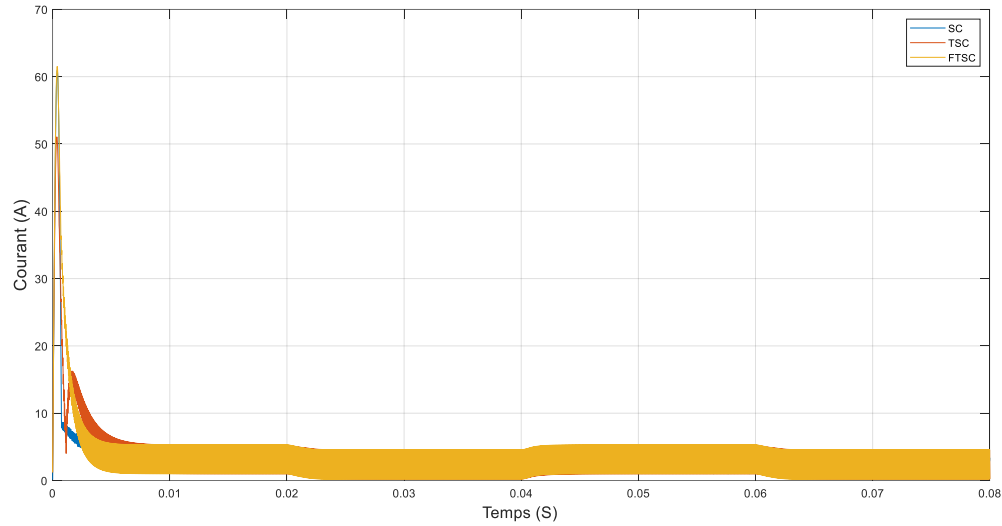


Figure III.6 : Courant de l'inductance

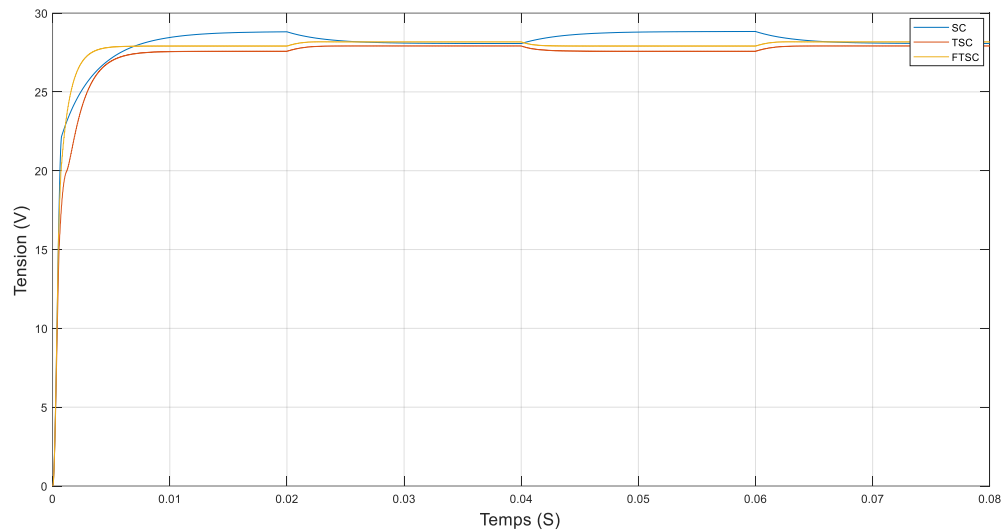


Figure III.7 : Tension de sortie U

Les résultats obtenus des figures (III.6, III.7) montrent que pour le courant de l'inductance, les trois modes démarrent à environ 62 A. Le FTSC stabilise le courant autour de 9 A en 0,01 seconde, le TSC en 0,015 seconde, et le SC en 0,025 seconde. Une augmentation du courant est observée entre 0,02 et 0,04 seconde, probablement due à des perturbations ou variations dans le système. Pour la tension de sortie U, les trois modes partent de 0 V pour atteindre environ 28

V. Le FTSC stabilise la tension en 0,01 seconde, le TSC en 0,015 seconde, et le SC en 0,02 seconde. Les oscillations dans la tension de sortie entre 0,02 et 0,04 seconde sont similaires à celles observées pour le courant, indiquant des défis transitoires avant la stabilisation complète du système.

Ces observations montrent que le FTSC offre la meilleure performance en termes de rapidité et de stabilité, suivi du TSC, puis du SC. Le FTSC permet une stabilisation plus rapide et minimise les oscillations, ce qui est bénéfique pour le fonctionnement efficace de l'hacheur boost.

III.4 Les résultats de la commande mode glissant

Dans cette section, nous allons remplacer la commande synergétique par la loi de commande du mode glissant présentée dans le chapitre précédent. Nous analyserons les résultats des simulations en appliquant à la fois le mode glissant terminal et le mode glissant terminal rapide.

III.4.1 Présentation des résultats de la simulation

Les résultats de simulation obtenus avec la commande en mode glissant sont illustrés dans les figures ci-après. Les courbes de réponse du courant et de la tension sont présentées respectivement dans les figures (III.8 et III.9). Pour le courant, la commande SMC montre une forte surintensité initiale, tandis que les commandes TSMC et FTSMC réduisent cette surintensité, avec une meilleure performance du FTSMC en termes de rapidité et de stabilité. Pour la tension, la commande SMC présente également une surintensité initiale élevée, suivie d'une stabilisation autour de 30 V. En revanche, les commandes TSMC et FTSMC atteignent plus rapidement la stabilité avec moins d'oscillations, le FTSMC se distinguant par sa réponse rapide et précise. En résumé, les commandes TSMC et FTSMC offrent de meilleures performances, avec une nette supériorité du FTSMC.

Opération normale avec une tension de référence de $V_{ref} = 30V$

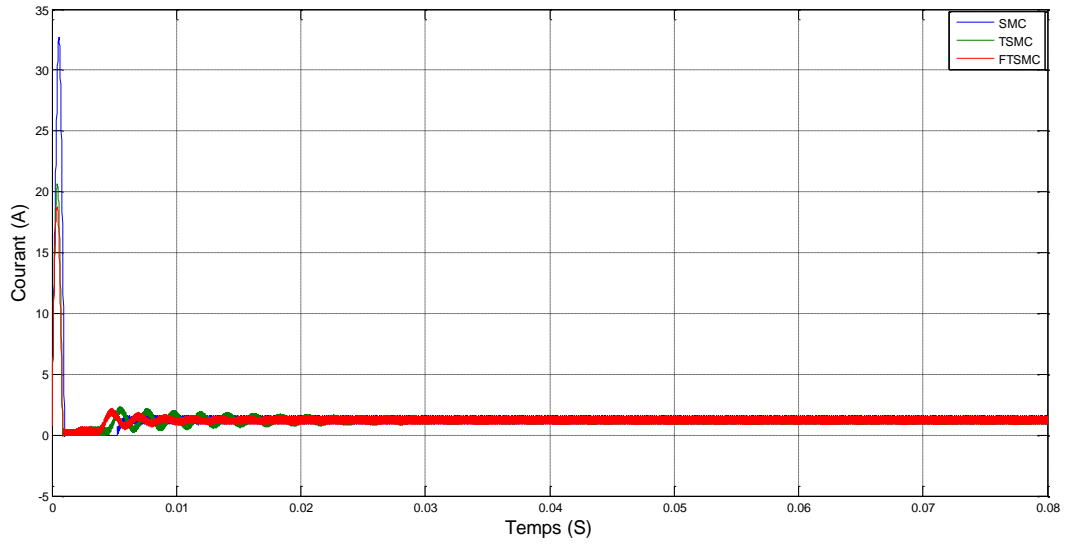


Figure III.8 : Courant d'inductance

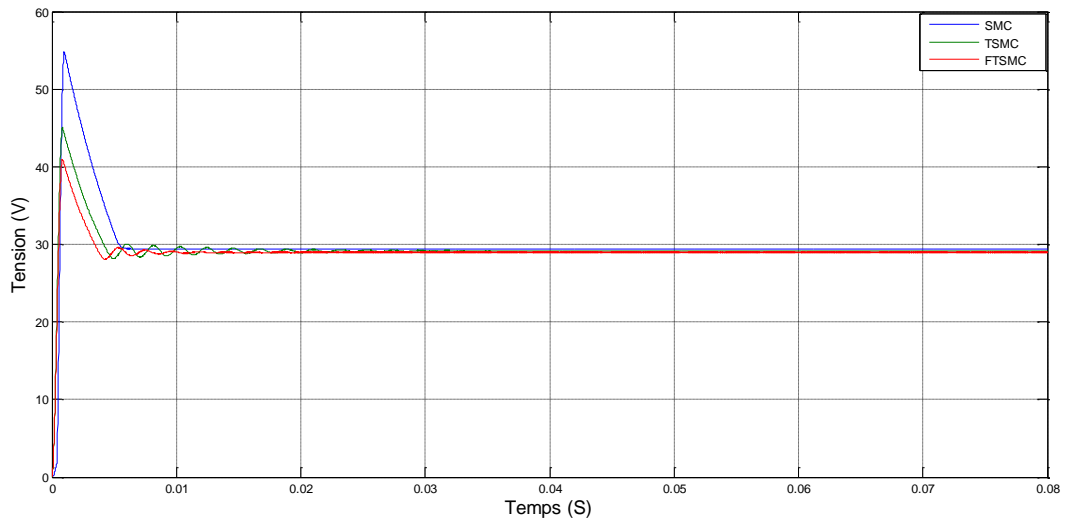


Figure III.9 : Tension de sortie

III.4.2 Test de robustesse

Pour essayer tester la robustesse de cette commande face aux variations des paramètres, nous avons utilisé les mêmes hypothèses de simulation que précédemment, à savoir :

1 ère cas : la tension de référence reste toujours constante $V_{ref} = 30 V$ et on varie la résistance entre la valeur nominale et +50% toutes 0,02 s

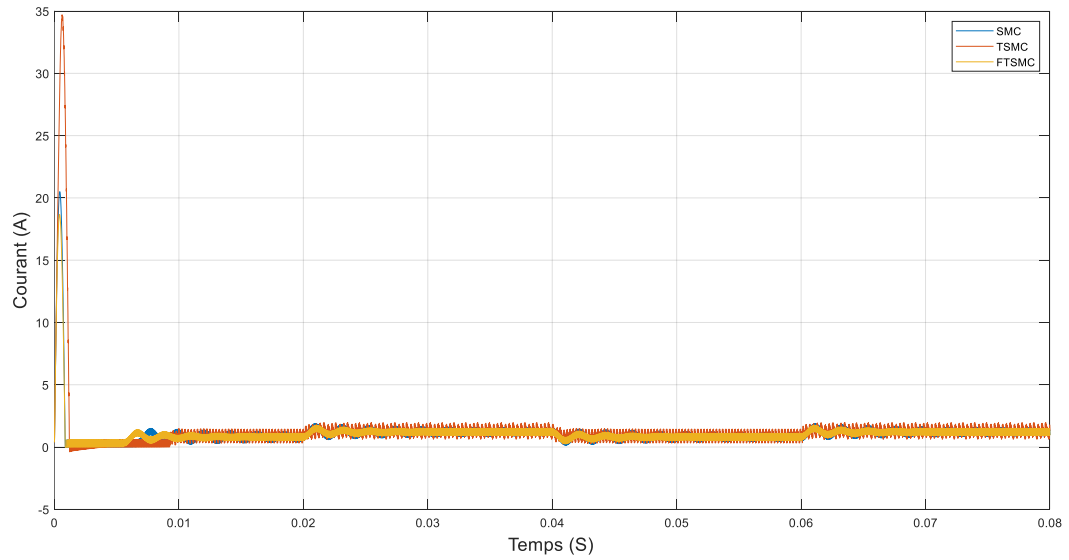


Figure III.10: Courant d'inductance

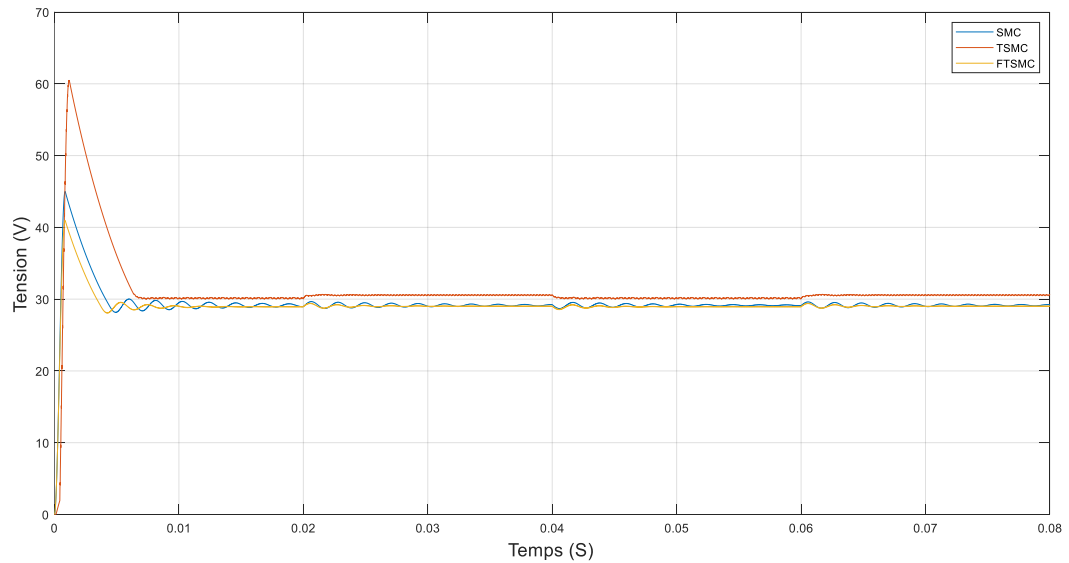


Figure III.11 : Tension de sortie

Les résultats obtenus à partir des figures III.10 et III.11 démontrent clairement l'efficacité du FTSMC proposé. Il est évident que ce contrôleur présente une meilleure robustesse et fournit une réponse agréable. face à ce type de perturbation. Ces résultats permettent de conclure aisément que le FTSMC est une solution prometteuse pour les situations de perturbations similaires, par rapport au glissant SMC et au terminal mode glissant TSMC, en présence du phénomène de "chatte ring".

2eme cas : la tension V_r reste toujours constante $V_{ref} = 30\text{ V}$ et on varie la resistance entre la valeur nominale et -50% par un pas de 0.02 s

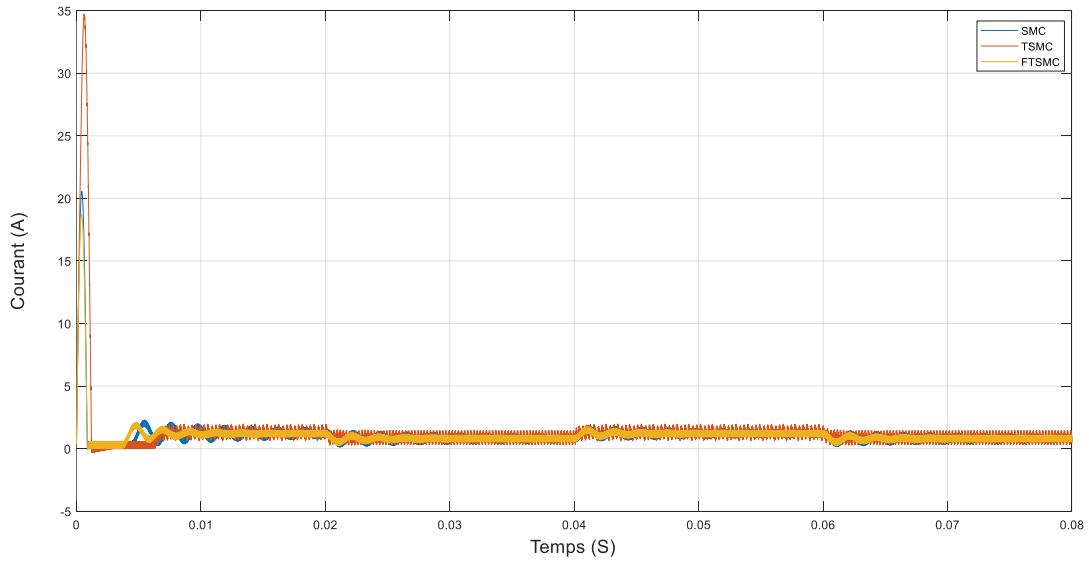


Figure III.12 : Courant d'inductance

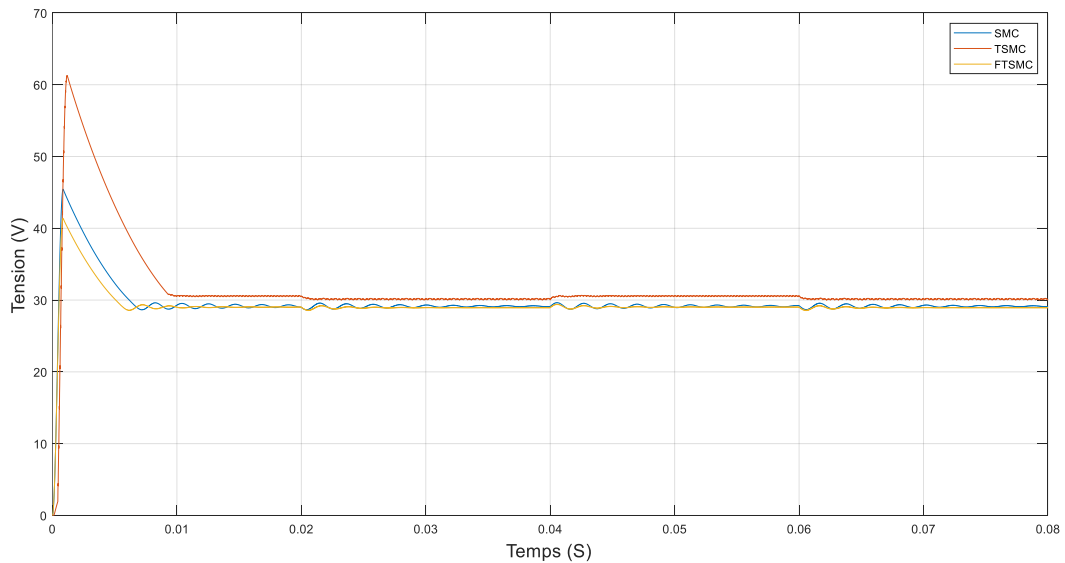


Figure III.13 : Tension de sortie

Les résultats obtenus à partir des figures III.12 et III.13 illustrent les variations de courant (A) et de tension (V) au fil du temps (S) pour trois méthodes de commande : SMC, TSMC et FTSMC. Dans le premier graphe (courant), on observe une forte valeur initiale pour les trois méthodes suivies d'une stabilisation rapide. La méthode TSMC présente un pic plus élevé au

début, mais toutes les méthodes convergentes vers des valeurs similaires après un court laps de temps. Dans le deuxième graphe (tension), une tendance similaire est observée avec une haute valeur initiale qui diminue rapidement. La méthode TSMC atteint un pic plus élevé que les autres, mais toutes les méthodes se stabilisent autour de 30V. Les deux graphes montrent que les trois méthodes parviennent à stabiliser le courant et la tension efficacement après une phase transitoire initiale

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué les deux techniques de commande, notamment la commande par mode glissant et la commande synergétique, à un convertisseur élévateur DC/DC. Les résultats des simulations ont validé les développements théoriques présentés dans le chapitre 2. Nous pouvons donc conclure que la commande synergétique représente une alternative prometteuse pour éliminer les oscillations. De plus, nous avons constaté que la commande synergétique présente une meilleure robustesse face aux variations de paramètres. Il est important de noter que cette propriété a été validée uniquement dans ce cas particulier, et il n'est pas possible de garantir théoriquement que ce résultat s'appliquerait à toutes les situations. Alors que la commande par mode glissant peut-être directement mise en œuvre pour le convertisseur à cause de la structure variable de ce circuit, la situation est différente pour la commande synergétique, qui est de nature continue. Ainsi, une adaptation est requise.

Conclusion Générale

Dans ce mémoire, l'objectif était d'étudier et d'appliquer la commande par mode glissant ainsi que la commande synergétique sur un convertisseur DC/DC. Ces deux méthodes de commande à structure variable ont été explorées afin d'améliorer les performances du convertisseur.

Pour approfondir cette étude, nous avons d'abord analysé les différents convertisseurs statiques DC/DC et leurs modes de fonctionnement. À cette fin, nous avons modélisé les hacheurs (buck et Boost) en utilisant des équations.

Dans le deuxième chapitre de ce mémoire, nous avons exploré la commande par mode glissant et la commande synergétique, en fournissant une description détaillée des systèmes à structure variable. Nous avons ensuite présenté des rappels théoriques sur les différentes configurations de la commande par mode glissant, ainsi que les conditions de son existence et la méthode théorique pour calculer la loi de commande. Enfin, nous avons appliqué ces deux méthodes de commande à un convertisseur élévateur DC/DC.

Dans le troisième chapitre, nous avons appliqué les deux techniques de commande à un convertisseur abaisseur à courant continu (DC-DC). Les résultats des simulations ont démontré l'efficacité des deux approches. Nous avons observé que la commande synergétique, bien qu'elle ne garantisse pas une convergence en temps fini vers le point d'équilibre, permet d'éliminer les oscillations. Les deux commandes, synergétique et par mode glissant, ont montré une robustesse face aux variations des paramètres. Il est essentiel de noter que cette propriété a été testée uniquement en simulation et n'a pas été démontrée théoriquement.

En conclusion, la commande par mode glissant offre une robustesse supérieure relativement à la commande synergétique, bien qu'elle présente un temps de réponse plus long. Dans tous les cas, la stabilité est maintenue, bien que des détériorations perceptibles se produisent au niveau des écarts statiques et de la vitesse.

Références bibliographiques

- [1] Z. Amjed, & S. Zitoun Youcef, "Techniques de commande avancées appliquées aux convertisseurs DC-DC," Mémoire de Master en Génie Électrique, Département de Génie Électrique, Université Mohamed Khider de Biskra, 2022.
- [2] F.Z. Benkassis, & A. Sellaoui, "Modélisation dynamique et analyse des convertisseurs DC-DC pour applications en énergies renouvelables", Mémoire de master, Université 8 Mai 1945 – Guelma, 2020.
- [3] H. Abderrezek, "Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires ", Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas - Sétif 1, 2014.
- [4] A. BERROUBI, "Commande par mode de glissement des convertisseurs Buck et Boost intégrés dans un système photovoltaïque", mémoire de master, université mohamed boudiaf-m'sila, 2016.
- [5] S.C. Tan, Y.M. Lai, C. K. Tse, and M.K.H. Cheung. Adaptive Feedforward and Feedback Control Schemes for Sliding Mode Controlled Power Converters. IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 21, no. 1, pp. 182-192, Jan 2006.
- [6] Chakraborty, A., Khaligh, A., and Emadi, A. Combination of Buck and Boost Modes to Minimize Transients in the Output of a Positive Buck-Boost Converter. In 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, November 2006, pp. 2372-2377.
- [7] Chakraborty, A., Khaligh, A., Emadi, A., and Pfaelzer, A. Digital Combination of Buck and Boost Converters to Control a Positive Buck-Boost Converter. In 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 2006.
- [8] "Nos amis les MOSFET -Connect - Editions Diamond". [En ligne]. [Consulté le 13 mai 2024]. Disponible sur :<<https://connect.ed-diamond.com/Hackable/hk-012/nos-amis-les-mosfet>>
- [9] "Les semi-conducteurs ". [En ligne], [Consulté le 13 mai 2024]. Disponible sur :<<https://www.courstechinfo.be/Hard/SemiConducteur.html>>

- [10] Konde Lombo, Félicien. “Étude et modélisation des convertisseurs de puissance associés aux systèmes de stockage d'énergie par batterie,” Mémoire de master : Génie électrique : Université du Québec (canada), 2023.
- [11] Perisse, F., "Etude et analyse des modes de défaillances des condensateurs électrolytiques a l'aluminium et des thyristors, appliquées au système de protection du LHC (large hadron collider)," Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard - Lyon I, 2003.
- [12] Kaiser, J., Thomas, D., "An Overview of Saturable Inductors: Applications to Power Supplies". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 9, pp. 10766-10775, Septembre 2021.
- [13] M. Boudjeroua, "Conception et caractérisation d'une inductance intégrée", Mémoire de Magistère en Génie Électrique, Filière : électrotechnique, Option : Conception électrique, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2015.
- [14] T. Mostefa, "Etude et simulation d'un convertisseur AC/DC type BUCK (Abaisseur de tension)", Mémoire de fin d'études en Génie Électrique, Filière : électrotechnique, Option : Commande Electriques, Université Mohamed Khider Biskra 2014.
- [15] H. M. Seif-Eddine, "Etude des hacheurs série et parallèle et leurs applications ", Mémoire de Master en Electromécanique, université badji mokhtar – annaba 2021
- [16] T. Abderraouf, "Commande du buck et du Boost par backstepping", Memoire de master domaine : sciences techniques filiere electronique, option : instrumentation, universite ferhat abbas – setif 2018.
- [17] Haque, Ayman Mahmud; Sutradhar, Dipanwita; Islam, Md Istiakul; Ferdous, Zarmin. “Modeling a DC to DC Converter and Design a Controller for the Converter”. 96 pages. Thèse de doctorat : Département de génie électrique et électronique. Établissement de soutenance : BRAC University, 2016.
- [18] H. Settali, "Commande d'un convertisseur DC/DC par mode glissant et synergétique," Mémoire de Master en Génie Électrique, Domaine Sciences et Technologies, Filière : Electrotechnique, Spécialité : Electrotechnique Industrielle, Université Akli Mohand Oulhadj-Bouira 2023

- [19] A. Emadi, A. Khaligh, Z. Nie, and Y. J. Lee, *Integrated power electronic converters and digital control*. CRC Press, 2017.
- [20] M.Labdani, "Commande par mode glissant des convertisseurs de puissance", Mémoire de fin d'études en Génie Électrique, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi, 2016.
- [21] L. Abdellatif, R.B. Fatma Zahra "Optimisation de la production photovoltaïque Par la choix approprié de la convertisseur Dc/Dc», Mémoire de fin d'études en Génie Électrique, Université hassiba ben bouali chlef, 2022.
- [22] L. Baleh, D.Mokrani, « Commande synergétique d'un convertisseur Statique », projet de fin d'etudes en automatique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2011.
- [23] R. Ettouil, K Chabir, & N. Essounbouli, "Control of DC-DC Boost Converter using sliding mode and synergetic theory. Proceedings of the 3rd International Conference on Automation, Control, Engineering and Computer Science" (ACECS'16), pp. 239-244. Gabes, Tunisia: National School of Engineering of Gabes, Gabes University.2016
- [24] M.Castilla, *Control Circuits in Power Electronics: Practical Issues in Design and Implementation*, The Institution of Engineering and Technology, 2016.
- [25] T. Abderaouf, "Commende par mode glissent des convertisseurs DC /DC Buck", Mémoire de Master en électromécanique, Université Mohamed el-bachir el-ibrahimi Bordj bou arreridj, 2021.
- [26] Z. Anwar, & G.H. Eddine, "Simulation par PIL de la commande par mode glissant de deux convertisseurs buck et Boost entrelacés", mémoire de master, Université Mohamed Boudiaf - M'Sila,2019.
- [27] T. Maamar, B.Abderrafik, "Commande MPPT d'un système photovoltaïque autonome ", mémoire de master en automatique et systèmes, université mohamed seddik benyahia jijel,2022.
- [28] M. LARIBI, "Commandes robustes à structures variables et synergétique d'un moteur asynchrone ", Mémoire de Magister en Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, Février 2008.
- [29] M.S. Habitouche, I. Sahli, " Etude et conception d'une commande non linéaire appliquée au convertisseur statique DC-DC", Mémoire de Master en génie électrique, Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arréridj, 2021.

- [30] M.A/wehab, k. youghourta « commande par mode de glissement d'un convertisseur dc/dc », Mémoire de fin d'études en Automatismes Industriels, Université A. MIRA, - Bejaïa, 2013
- [31] Yazici, I., Yaylaci, E. K., "Fast and robust voltage control of DC–DC Boost converter by using fast terminal sliding mode controller". IET Power Electronics, vol. 9, no. 1, pp. 12-125, 2016.
- [32] B. LITICIA. M. DJEDJIGA, "Commande synergetique d'un convertisseur statique "Projet de fin d'études en Automatique, Faculté de Génie Electrique et d'Informatique, Département d'Automatique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2011.
- [33] M. Laribi, M.S. Aït Cheikh, C. Larbès et L. Barazane, "Application de la commande synergetique au contrôle de vitesse d'une machine asynchrone". Revue des Energies Renouvelables, Vol. 13, N°3, pp. 485-496, 2010.
- [34] Babes B, Hamouda N, Albalawi F, Aissa O, Ghoneim SS, Abdelwahab SAM “*Experimental investigation of an adaptive fuzzy-neural fast terminal synergetic controller for buck DC/DC converters*”. Sustainability 14(13), 7967, June 2022.
- [35] Z. Nadjat, "Contribution au Contrôle Robuste des Convertisseurs DC-DC ", Thèse de Docteur en Sciences en Electrotechnique, Option : Contrôle, Université de Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd, Novembre 2018.
- [36] E. Santi, A. Monti, D. Li, et al., “Synergetic control for power electronics applications: a comparison with the sliding mode approach”, IEEE Trans. Electron., Journal of Circuits, Systems and Computers vol. 13, no. 04, pp.737-760, 2004
- [37] E, Nechadi., “Adaptive Fuzzy Type-2 Synergetic Control Based on Bat Optimization for Multi-Machine Power System Stabilizers,” Engineering, Technology & Applied Science Research, vol. 9, no. 5, pp. 4673-4678, Oct. 2019.