



Université de Batna 2 – Mostefa Ben Boulaid
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique



Thèse

Présentée pour l'obtention du titre de :
Docteur en Sciences en Electrotechnique
Option : Contrôle

Sous le Thème :

**Contribution au Contrôle Robuste des
Convertisseurs DC-DC**

Présentée par :

ZERROUG Nadjat

Devant le jury composé de :

M. ABDESSEMED Rachid	Prof.	Université de Batna	Président
M. HARMAS Mohamed N.	Prof.	Université de Sétif1	Rapporteur
M. BENAGGOUNE Saïd	Prof.	Université de Batna	Co-Rapporteur
M. NACERI Farid	Prof.	Université de Batna	Examineur
M. BENMAHAMMED Khier	Prof.	Université de Sétif1	Examineur
M. TAIBI Mahmoud	Prof.	Université d'Annaba	Examineur
M. BOUCHAMA Ziyad	MCA.	Université de BBA	Invité

Novembre 2018

*A ma mère,
A la mémoire de mon père,*

*A Abir, Mohamed Yacine et
Yucef Islam.*

Remerciements

Pour toutes les longues heures de discussions en profondeur, des révisions et des corrections minutieuses et sa sage supervision, mes plus sincères remerciements vont à mon directeur de thèse Mr Mohamed Naguib HARMAS Professeur à l'université Ferhat Abbas Sétif1. Ses discussions éclairantes et ses mots encourageants ont rendu ce travail non seulement possible, mais plutôt agréable.

De même, j'aimerais exprimer ma profonde gratitude et mon entière reconnaissance à mon co-directeur de thèse, Mr Saïd BENAGGOUNE Professeur à l'université Mostefa Ben Boulaïd Batna2, pour ses conseils, son aide et ses encouragements.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Rachid ABDESSEMED, Professeur à l'université Batna2, pour avoir accepté de juger ce travail et présider le jury.

Je tiens également à remercier Mr Farid NACERI Professeur à l'université Batna2, Mr Khier BENMAHAMMED Professeur à l'université Sétif1, et Mr Mahmoud TAIBI Professeur à l'université de Annaba pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

Je suis également sincèrement reconnaissante et fortement redevable à Mr Ziyad BOUCHAMA MCA à l'université de BBA pour son aide complète et constante, son soutien et ses encouragements.

Un grand merci à mes amies et collègues du laboratoire QUERE de l'université Sétif1 ; Mme Nora KARKAR, Mme Nora MESSAI, Melle Khalissa BEHIIH, et Mr Abdallah ZERROUG pour leur perspicacité précieuse, leur aide continue et leur soutien.

Je suis extrêmement reconnaissante à Dieu de m'avoir octroyé une famille exceptionnelle. Mon merci ultime, une profonde gratitude et un amour profond sont consacrés à mes parents, et à mes frères et sœurs, à qui je suis tellement endettée pour leur soutien continu, leur foi et leur amour.

Last but not least, à mon mari Dr Abdelouahab HADDAD, pour son soutien et son aide tout au long des dernières années et à tous ceux qui ont encore silencieusement et sincèrement élevé mon nom dans leurs prières, merci !

SOMMAIRE

<i>Acronymes</i>	<i>i</i>
<i>Symboles</i>	<i>ii</i>
<i>Liste des figures</i>	<i>iii</i>

<i>Introduction générale</i>	01
---	-----------

Chapitre I

Modélisation des Convertisseurs Statiques DC-DC de Base

I.1 Introduction	06
I.2 Topologies des convertisseurs DC-DC de base.....	07
I.2.1 Modes de fonctionnement des convertisseurs DC-DC.....	08
I.2.1.1 Mode de conduction continue (MCC)	08
I.2.1.2 Mode de conduction discontinue (MCD)	08
I.2.2 Convertisseur série ou abaisseur de tension.....	09
I.2.2.1 Mode de conduction continue.....	09
I.2.2.2 Mode de conduction discontinue.....	10
I.2.2.3 Limite entre la conduction continue et discontinue.....	10
I.2.2.4 Modélisation du convertisseur abaisseur en mode de conduction continue.....	11
I.2.2.5 Modèle moyen d'un convertisseur dévolteur avec éléments parasites.....	13
I.2.3 Convertisseur parallèle ou élévateur de tension	16
I.3 Commandes conventionnelles des convertisseurs DC-DC.....	18
I.3.1 Contrôleur en cascade de type PI d'un convertisseur abaisseur.....	18
I.3.1.1 Introduction.....	18
I.3.1.2 Conception du contrôleur.....	18
I.3.1.2.1 Boucle de contrôle de tension.....	18
I.3.1.2.2 Boucle de contrôle de courant.....	20
I.3.1.3 Résultats de simulation.....	21
I.4 Conclusion.....	27

Chapitre II

Techniques de Commande Robuste des Convertisseurs DC-DC

II.1 Introduction.....	28
II.2 Notions de commande par mode glissant.....	29
II.2.1 Introduction.....	29
II.2.2 Présentation d'un système à structure variable par mode glissant.....	29

II.2.3 Conception de la commande par mode glissant.....	30
II.2.3.1 Choix de la surface de glissement.....	31
II.2.3.2 Condition d'attractivité.....	32
II.2.3.3 Elaboration de la loi de commande.....	33
II.2.3.3.1 Méthode de la commande équivalente.....	33
II.2.3.3.2 Commande de commutation.....	34
II.3 Commande par mode glissant des convertisseurs DC-DC.....	35
II.3.1 Commande par mode glissant d'un convertisseur abaisseur.....	35
II.3.1.1 Synthèse de la loi de commande.....	35
II.3.1.2 Résultats de simulation.....	36
II.3.2 Commande par mode glissant d'un convertisseur survolteur.....	40
II.3.2.1 Conditions d'existence.....	41
II.3.2.2 Analyse de la stabilité.....	42
II.3.2.3 Résultats de simulation.....	43
II.4 Principes de la commande synergétique.....	46
II.4.1 Introduction.....	46
II.4.2 Synthèse de la commande synergétique.....	47
II.5 Commande synergétique d'un convertisseur dévolteur (SC)	48
II.5.1 Détermination de la commande.....	48
II.5.2 Résultats de simulation.....	49
II.6 Commande synergétique d'un convertisseur survolteur.....	54
II.6.1 Développement de la commande synergétique du convertisseur élévateur.....	54
II.6.2 Résultats de simulation.....	56
II.7 Conclusion.....	60

Chapitre III

Commandes Avancées de Mode Glissant des Convertisseurs DC-DC

III.1. Introduction.....	61
III.2 Commande par mode glissant intégral d'un convertisseur statique DC-DC.....	61
III.2.1 Application de la commande ISMC à un convertisseur abaisseur.....	61
III.2.1.1 Résultats de simulation	63
III.2.2 Application de la commande ISMC à un convertisseur élévateur.....	65
III.2.2.1 Résultats de simulation.....	66
III.3 Commande par mode glissant PID d'un convertisseur abaisseur (DISMC)....	69
III.3.1 Les contrôleurs DISMC	69
III.3.1.1 Elaboration de la commande DISMC pour un convertisseur abaisseur.....	69

III.3.1.2. Application de la commande DISMC à un convertisseur élévateur.....	70
III.3.2 Architecture des contrôleurs DISMC	71
III.3.2.1 Cas du convertisseur abaisseur.....	72
III.3.2.2 Cas du convertisseur élévateur.....	72
III.3.3 Conditions d'existence.....	73
III.3.3.1 Cas du convertisseur abaisseur.....	73
III.3.3.2 Cas du convertisseur élévateur.....	74
III.3.4 Etude de la stabilité.....	74
III.3.4.1 Cas du convertisseur abaisseur.....	74
III.3.4.2 Cas du convertisseur élévateur.....	75
III.3.4.2.1 Dynamique du glissement idéal.....	75
III.3.4.2.2 Point d'équilibre.....	75
III.3.4.2.3 Linéarisation de la dynamique du glissement idéal.....	76
III.3.5 Résultats de simulation de la commande par DISMC.....	77
III.3.5.1 Résultats de simulation pour le convertisseur abaisseur.....	77
III.3.5.2 Résultats de simulation pour le convertisseur élévateur avec éléments parasitiques.....	79
III.4 Commande par mode glissant terminal (TSMC) d'un convertisseur DC-DC.....	84
III.4.1 Conception du contrôleur par mode glissant terminal d'un convertisseur DC-DC élévateur	84
III.4.1.1 Conception des lois de commande.....	85
III.4.2 Résultats de simulation.....	85
III.4.3. Conception du contrôleur par mode glissant terminal d'un convertisseur DC- DC dévolteur.....	92
III.4.4 Résultats de simulation.....	93
III.5 Conclusion.....	96

Chapitre IV

Commandes Synergétiques Avancées des Convertisseurs DC-DC

IV.1. Introduction.....	98
IV.2 Commandes synergétiques terminale et terminale rapide d'un convertisseur élévateur.....	99
IV.2.1 Synthèse des lois de commande	99
IV.2.2 Résultats de simulation	101
IV.3 Commande synergétique terminale d'un convertisseur abaisseur	107
IV.3.1 Elaboration de la loi de commande.....	107

IV.3.2 Résultats de simulation.....	108
IV.4 Commande synergétique terminale rapide d'un convertisseur DC-DC abaisseur..	113
IV.4.1 Elaboration de la loi de commande.....	113
IV.4.2 Analyse de la stabilité et de la robustesse.....	113
IV.4.3 Résultats de simulation.....	115
IV.5 Conclusion.....	121
Conclusion générale	122
Références Bibliographiques	124

Acronymes & Symboles

Acronymes

MCC	Mode de conduction continu
MCD	Mode de conduction discontinu
DC-DC	Continu-continu
DSP	Processeur de traitement des signaux digitaux
EEPROM	Mémoire à lecture seule
H_{∞}	Commande H infinie
CAGR	Taux de croissance annuel composé
MLI	Modulation par largeur d'impulsions
PI	Contrôleur proportionnel intégral
SMC	Commande par mode glissant
TSMC	Commande par mode glissant terminal
SC	Commande synergétique
TSC	Commande synergétique terminale
FTSC	Commande synergétique terminale rapide
FTSMC	Commande par mode glissant rapide terminal
GTO	Thyristor à extinction par la gâchette (GateTurn-Off Thyristor)
MOSFET	Transistor à effet de champ à grille isolée (MetalOxideSemiConductor Field Effect Transistor)
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée (InsulatedGateBipolar Transistor)
ISMIC	Commande par mode glissant intégral
DISMC	Commande par mode glissant double intégrale

Symboles

V_o	Tension de sortie du convertisseur.
V_{in}	Tension d'alimentation du convertisseur.
V_c	Tension aux bornes du condensateur.
V_{ref}	Tension de référence du convertisseur.
i_L	Courant de l'inducteur.
i_C	Courant aux bornes du condensateur.
i_R	Courant de la charge.
i	Courant à l'entrée du convertisseur.
P_o	Puissance de la charge.
P_i	Puissance d'entrée du convertisseur.
R	Résistance de charge.
L	Inducteur du convertisseur.
C	Condensateur du convertisseur.
S	Interrupteur de puissance du convertisseur.
D	Diode de roue libre du convertisseur.
R_m	Résistance de fuite de l'interrupteur de puissance.
R_C	Résistance série équivalente du condensateur.
R_L	Résistance interne de l'inducteur.
R_D	Résistance de fuite de la diode.
u	Rapport cyclique (commande).
V_d	Tension de fuite de la diode de roue libre.
T, f	Période et fréquence de commutation.
t_{on}	Durée de fermeture de l'interrupteur de puissance S .
T_c	Période de modulation.
x	Variable d'état considérée.
y_d	Sortie désirée.
Δi_L	Ondulation du courant inducteur.
s	Surface de glissement.
u_c	Commande discontinue du mode glissant.
u_{eq}	Commande équivalente du mode glissant.
e	Erreur de suivi.

Liste des figures

Fig. I.1. Schéma de conversion de puissance.....	06
Fig. I.2. Topologies des convertisseurs DC-DC abaisseur et élévateur.....	07
Fig. I.3. Modes de conduction des convertisseurs.....	09
Fig. I.4. Schéma équivalent du convertisseur abaisseur avec commutateur fermé...	11
Fig. I.5. Schéma équivalent du convertisseur abaisseur avec commutateur ouvert...	12
Fig. I.6. Schéma du circuit équivalent d'un convertisseur abaisseur.....	13
Fig. I.7. Schéma du circuit équivalent global d'un convertisseur abaisseur.....	14
Fig. I.8. Schéma du circuit équivalent global d'un convertisseur abaisseur.....	15
Fig. I.9. Schéma équivalent d'un convertisseur élévateur avec interrupteur fermé...	17
Fig. I.10. Schéma équivalent d'un convertisseur élévateur avec interrupteur ouvert...	17
Fig. I.11. Schéma de la boucle de contrôle de courant.....	21
Fig. I.12. Schéma de la commande en cascade du convertisseur DC-DC abaisseur...	22
Fig. I.13. Evolution de la tension de sortie.....	23
Fig. I.14. Evolution du courant de l'inducteur.....	23
Fig. I.15. Evolution de la tension de sortie.....	24
Fig. I.16. Evolution du courant de l'inducteur.....	24
Fig. I.17. Evolution de la tension de sortie.....	25
Fig. I.18. Evolution du courant de l'inducteur.....	25
Fig. I.19. Evolution de la tension de sortie.....	26
Fig. I.20. Evolution du courant de l'inducteur.....	26
Fig. II.1. Schéma de principe d'un système monovisible commandé par mode glissant.....	30
Fig. II.2. Portrait de phase d'une surface de glissement.....	32
Fig. II.3. Evolution de la tension de sortie.....	36
Fig. II.4. Evolution du courant de l'inducteur.....	37
Fig. II.5. Evolution de la tension de sortie.....	37
Fig. II.6. Evolution du courant de charge.....	38
Fig. II.7. Evolution de la tension de sortie.....	38
Fig. II.8. Evolution du courant de l'inducteur.....	39
Fig. II.9. Evolution du courant de charge.....	39
Fig. II.10. Evolution du courant de l'inducteur.....	40
Fig. II.11. Evolution de la tension de sortie.....	43

Fig. II.12. Evolution du courant de charge.....	44
Fig. II.13. Evolution du courant d'inducteur.....	44
Fig. II.14. Evolution de la tension de sortie.....	45
Fig. II.15. Evolution du courant de charge.....	45
Fig. II.16. Evolution du courant d'inducteur.	46
Fig. II.17. Evolution de la tension de sortie.	50
Fig. II.18. Evolution du courant de l'inducteur.....	50
Fig. II.19. Evolution de la tension de sortie.....	51
Fig. II.20. Evolution du courant d'inducteur.....	51
Fig. II.21. Evolution de la tension de sortie.....	52
Fig. II.22. Evolution du courant de l'inducteur.....	52
Fig. II.23. Evolution de la tension de sortie.....	53
Fig. II.24. Evolution du courant inducteur.....	53
Fig. II.25. Interprétation géométrique de la loi de commande.	56
Fig. II.26. Evolution de la tension de sortie.....	57
Fig. II.27. Evolution du courant inducteur.	57
Fig. II.28. Evolution du courant inducteur.....	58
Fig. II.29. Evolution de la tension de sortie.....	58
Fig. II.30. Evolution de la tension de sortie par SMC et SC.....	59
Fig. II.31. Evolution du courant inducteur par SMC et SC.....	59
Fig. III.1. Bloc diagramme du contrôleur ISMC d'un convertisseur abaisseur.....	62
Fig. III.2. Evolution de la tension de sortie.....	63
Fig. III.3. Evolution du courant de charge.....	64
Fig. III.4. Evolution de la tension de sortie.....	64
Fig. III.5. Evolution du courant de charge.....	65
Fig. III.6. Evolution de la tension de sortie.....	66
Fig. III.7. Evolution du courant de charge.....	66
Fig. III.8. Evolution du courant de l'inducteur.....	67
Fig. III.9. Evolution de la tension de sortie.....	67
Fig. III.10. Evolution du courant de charge.....	68
Fig. III.11. Evolution du courant de l'inducteur.....	68
Fig. III.12. Bloc diagramme du contrôleur DISMC basé sur la modulation PWM.	72
Fig. III.13. Schéma bloc du contrôleur DISMC.	73

Fig. III.14. Evolution de la tension de sortie.....	78
Fig.III.15. Evolution du courant de l'inducteur.....	78
Fig.III.16. Evolution de la tension de sortie et du courant de charge.	79
Fig. III.17. Evolution de la tension de sortie.....	80
Fig. III.18. Evolution du courant de l'inducteur.....	80
Fig. III.19. Evolution de la tension de sortie.	81
Fig. III.20. Evolution du courant de charge.	81
Fig. III.21. Evolution du courant de l'inducteur.	82
Fig. III.22. Evolution de la tension de sortie.	82
Fig. III.23. Evolution du courant de charge.	83
Fig. III.24. Evolution du courant de l'inducteur.	83
Fig. III.25. Evolution de la tension de sortie.	86
Fig. III.26. Evolution du courant de charge.	86
Fig. III.27. Evolution du courant de l'inducteur.	87
Fig. III.28. Evolution de la tension de sortie.	87
Fig. III.29. Evolution du courant de charge.	88
Fig. III.30. Evolution du courant de l'inducteur.	88
Fig. III.31. Evolution de la tension de sortie.	89
Fig. III.32. Evolution du courant de charge.	89
Fig. III.33. Evolution du courant de l'inducteur.	90
Fig. III.34. Evolution de la tension de sortie.	90
Fig. III.35. Evolution du courant de charge.	91
Fig. III.36. Evolution du courant de l'inducteur.	91
Fig.III.37. Schéma du circuit équivalent d'un convertisseur abaisseur avec éléments parasitiques.	92
Fig. III.38. Evolution de la tension de sortie.	94
Fig. III.39. Evolution de la tension de sortie.	94
Fig. III.40. Evolution du courant de l'inducteur.	95
Fig. III.41. Evolution de la tension de sortie et du courant de charge.....	95
Fig. III.42. Evolution du courant inducteur.	96
Fig. IV.1. Evolution de la tension de sortie.	101
Fig. IV.2. Evolution du courant de charge.	102
Fig. IV.3. Evolution du courant de l'inducteur.....	102

Fig. IV.4. Evolution de la tension de sortie.	103
Fig. IV.5. Evolution du courant de charge.	103
Fig. IV.6. Evolution du courant de l'inducteur.	104
Fig. IV.7. Evolution de la tension de sortie.	104
Fig. IV.8. Evolution du courant de charge.	105
Fig. IV.9. Evolution du courant de l'inducteur.	105
Fig. IV.10. Evolution de la tension de sortie.	106
Fig. IV.11. Evolution du courant de charge.	106
Fig. IV.12. Evolution du courant de l'inducteur.	107
Fig. IV.13. Evolution de la tension de sortie et du courant de charge.....	109
Fig. IV.14. Evolution de la tension de sortie.	110
Fig. IV.15. Evolution du courant de l'inducteur.	110
Fig. IV.16. Evolution de la tension de sortie.	111
Fig. IV.17. Evolution du courant de l'inducteur.	111
Fig. IV.18. Evolution de la tension de sortie.	112
Fig. IV.19. Evolution du courant de l'inducteur.	112
Fig. IV.20. Evolution de la tension de sortie.	115
Fig. IV.21. Evolution du courant de l'inducteur.	116
Fig. IV.22. Evolution de la tension de sortie.	116
Fig. IV.23. Evolution du courant inducteur.	117
Fig. IV.24. Evolution de la tension de sortie.	117
Fig. IV.25. Evolution du courant inducteur.....	118
Fig. IV.26. Evolution de la tension de sortie.....	119
Fig. IV.27. Evolution du courant de l'inducteur.....	119
Fig. IV.28. Banc d'essai pour la validation de la commande FTSC d'un convertisseur DC-DC abaisseur.....	120
Fig. IV.29. Evolution du courant de l'inductance et de la tension de sortie.	120
Fig. IV.30. Evolution du courant de l'inducteur et de la tension de sortie.	121
Fig. IV.31. Evolution du courant de l'inductance et de la tension de sortie.....	122

Liste des tables

Table II.1: Paramètres du convertisseur DC-DC abaisseur.....	36
Table II.2: Paramètres du convertisseur DC-DC abaisseur	49
Table II.3: Paramètres du convertisseur DC-DC survolteur	56
Table III.1: Paramètres du convertisseur DC-DC abaisseur.....	63
Table III.2: Paramètres du convertisseur DC-DC survolteur	65
Table III.3: Paramètres du convertisseur DC-DC élévateur	79
Table III.4: Paramètres du convertisseur DC-DC élévateur	85
Table III.5: Paramètres du convertisseur DC-DC abaisseur	93
Table IV.1: Paramètres du convertisseur DC-DC abaisseur	109

Introduction générale

Introduction générale

Durant les dernières années, un développement très important des énergies renouvelables s'est produit avec un potentiel inépuisable, et sans aucun impact négatif sur l'environnement. L'avènement de la technologie des énergies renouvelables permettra dans un futur proche une croissance économique et un développement durable. La chaîne de conversion des énergies renouvelables passe par les étapes suivantes : l'extraction de l'énergie primaire, la conversion mécanique, la conversion électrique, la production d'électricité, la transformation et l'intégration réseau, qui sont des éléments de base pour améliorer la qualité de production de l'énergie "verte".

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 [Ame 02][Ohy 08]. 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 [Seg 96]. Ils offrent les avantages suivants, en comparaison à un régulateur linéaire, pour une puissance équivalente :

- ✓ Forte réduction des pertes énergétiques grâce à un rendement très élevé (généralement de 92% à 98%) [Fer 06].
- ✓ Poids global plus faible.
- ✓ Echauffement moindre et donc dissipateur thermique moins encombrant.
- ✓ Fiabilité accrue.
- ✓ Coûts réduits.

L'utilisation des convertisseurs DC-DC se développe très rapidement. Les statistiques montrent que le marché mondial des convertisseurs DC-DC est passé de 3336 millions de dollars américains en 1995 à 5128 millions de dollars américains en 2004, avec un taux de croissance annuel composé (CAGR) de 9% [Luo 04], et il devrait passer de 6,46 milliards de dollars en 2016 à 6,94 milliards de dollars en 2021, avec un CAGR de 2,66% entre 2016 et 2021 [Mar 16].

Les convertisseurs DC-DC utilisant la modulation par largeur d'impulsions (PWM) sont devenus un sujet de prédilection pour de nombreux chercheurs vu que la demande de sources d'énergie hautement efficaces et de taille réduite va en augmentant. Diverses méthodes

d'analyse sur les propriétés générales et la stabilité robuste des convertisseurs PWM ont été reportées dans [Max 89] [Puj 96].

Les convertisseurs DC-DC sont des systèmes non linéaires, les commandes linéaires peuvent donc s'avérer suffisantes si les exigences en précision et en performance du système ne sont pas trop sévères. Ils sont souvent sujets à des perturbations significatives, le point de fonctionnement n'est plus fixé à une position nominale et les algorithmes de commande conçus ne peuvent donc pas assurer une robustesse du comportement vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations. Ceci a conduit à un important intérêt pour la synthèse de techniques de commande non linéaires, robustes et capables de pallier à ce problème. On peut citer dans ce contexte, la commande fréquentielle avancée [Kha17][Li16], le contrôle adaptatif [Dhr 14], la commande par logique floue [Wan 94], la commande par mode glissant [Chi 09] [Tan 04], la commande synergétique [Kon 08][San 03], etc.

Il est évident que les effets d'interférence externes sont souvent la source d'instabilité et des mauvaises performances d'un système. En tant qu'outil efficace, le contrôle H_∞ a été longtemps synonyme de la commande robuste [Hel 87],[Hel 98][Ama 06][Cha 14][Li 16], permettant l'atténuation efficace des interférences et donc l'obtention de performances robustes [She 14]. Cependant, l'application de ce type de contrôle à un modèle réel et la réduction de l'ordre du système n'ont pas été adressées [Tor 10]. Une autre approche robuste à savoir le contrôle adaptatif permettant l'adaptation des paramètres du contrôleur en fonction des changements du point de fonctionnement a connu un grand essor [Krs 95][Ioa 96][Ast08] [Sas 11][Kha 15]. Dans une telle configuration, il est possible de réaliser un contrôleur ayant des performances optimales pour toutes les conditions de fonctionnement [Tse 90]. Cependant, la mise en œuvre de ce type de contrôle adaptatif n'est pas facile. Non seulement cela nécessite la détection de la condition de fonctionnement instantanée, mais exige également une formulation mathématique effective des optimisations nécessaires pour générer la condition de fonctionnement optimale. Par conséquent, la réalisation d'un contrôleur adaptatif nécessite une forme très complexe de circuits analogiques, ou l'utilisation d'un contrôleur numérique. Ceci explique l'impopularité de cette méthode dans les applications pratiques [Tan 12].

Une des techniques les plus en vue actuellement consiste en l'utilisation de la logique floue pour la commande des systèmes non linéaires [Eke 06][He 06]. C'est un type de contrôle automatique basé sur le raisonnement heuristique qui a la capacité d'approximer n'importe quelle fonction non linéaire avec un degré de précision donné. Il ne nécessite pas de modèle mathématique précis du système ni de calculs complexes. La conception de la commande est simple car elle repose sur la compréhension du concepteur des propriétés physiques de base des

systèmes et elle est basée sur des règles de contrôle linguistique qualitatives. Cela étend la capacité de la commande par logique floue à inclure des conditions de fonctionnement où les techniques de contrôle linéaire échouent, c'est-à-dire une large dynamique du signal et des variations paramétriques. Ce qui a donc motivé l'étude de l'implémentation de contrôleurs par logique floue pour les convertisseurs DC-DC [Sha10][Car 99]. Cependant, il a été constaté que le problème principal avec l'application de contrôleurs par logique floue dans les convertisseurs DC-DC est que sa mise en œuvre n'est pas très pratique. Elle implique généralement certains processus numériques, et nécessite donc l'utilisation d'un processeur digital (DSP) [So 96] ou d'une EEPROM [Mat 97], pour son implémentation [Tan 12].

Même si des moyens analogiques pour l'implémentation du contrôleur par logique floue ont été récemment proposés, le coût de tels contrôleurs peut être considéré comme trop élevé pour des convertisseurs DC-DC de faible ou de moyenne puissance [Tan 12]. Parmi les techniques robustes de contrôle, utilisée principalement dans cette thèse, figure la commande par mode glissant.

La commande par mode glissant (SMC) a connu un essor considérable durant les dernières décennies [Mat 93][He 06][Hij 09][Tan 08a][Yu 00][Chi 09][Utk 06][Fri08][Kim 06]. Techniquement, il s'agit d'une loi de contrôle discontinue à rétroaction d'état variant dans le temps permettant un comportement robuste du système en boucle fermée. Le système sous certaines conditions (matching conditions) permet d'imposer au système une dynamique prédéterminée. Lorsque le système commandé est en régime de mode glissant, sa dynamique devient alors moins sensible aux variations paramétriques, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations externes [Utk 99]. Cet avantage considérable explique son utilisation dans des applications industrielles, telles que, les voitures électriques, le contrôle automobile, le contrôle des fours, etc. [Utk 99][Tan 12].

L'utilisation de cette approche a cependant, longtemps été limitée par les vibrations résiduelles en hautes fréquences qui se manifestent sur les grandeurs asservies et les variables de commande. Ce problème a été pris en considération par Slotine [Slo 91] et par Utkin [Utk92] en considérant une couche mince autour de la surface pour le premier et par les modes glissants d'ordres élevés pour le second (HOSM) [Fri 02][Fur 14][Est 10][Ban 13]. Dans le cadre de l'implémentation, le problème n'a été résolu qu'après les récents progrès de l'électronique de puissance, et plus particulièrement, des circuits de commutation.

Outre le développement de la théorie du contrôle SMC pour les applications de conversion de puissance, des évaluations de performance et des comparaisons avec d'autres méthodes de contrôle ont également été rapportées [Tan 12]. Raviraj et al. [Rav 97] ont fait une étude comparative des performances du convertisseur abaisseur commandé par des contrôleurs PI, de

mode glissant et à base de logique floue. Cortes et al. [**Cor 02**] ont développé des travaux sur le contrôle par mode glissant du convertisseur survolteur en comparant et en analysant les performances de ces derniers en utilisant des surfaces de glissement différentes. Morel et al. [**Mor 02a**][**Mor 02b**] ont étudié le comportement non linéaire présenté par le convertisseur élévateur commandé en mode courant et ont proposé l'utilisation du contrôleur **SMC** pour éliminer le comportement chaotique du convertisseur. Ahmed et al. [**Ahm 03a**][**Ahm 03b**] ont fourni une évaluation expérimentale de la performance dynamique d'un convertisseur dévolteur commandé par **SMC**. Dans [**Ahm 03c**], les auteurs ont également implémenté un contrôleur par mode glissant sur un convertisseur abaisseur-élévateur.

Une autre approche robuste de contrôle, similaire à la technique de contrôle par mode glissant, la commande synergétique s'y apparente par une méthodologie commune à savoir l'imposition d'une dynamique préconçue par le concepteur sans les inconvénients de la première citée sera utilisée extensivement dans les travaux de cette thèse.

Cette technique de contrôle est considérée comme une méthodologie puissante de conception de commande robuste. Sa robustesse et sa facilité de mise en œuvre en pratique ont mis en avant cette approche de contrôle relativement nouvelle. L'application de la commande synergétique à un convertisseur élévateur a été présentée dans [**Kol 02**], et quelques aspects pratiques concernant la simulation et le hardware ont été discutés dans [**Mon03**][**Kon 04**]. Parmi les applications pratiques réussies figure le chargeur de batteries [**Jia 04**]. Cette technique de contrôle fera l'objet de propositions de certaines approches dans la commande des convertisseurs DC-DC.

L'ensemble des travaux réalisés dans le cadre de cette thèse est structuré en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation des convertisseurs DC-DC abaisseur et élévateur utilisés dans les techniques de commande développées.

Les approches par mode glissant et synergétique classiques sont développées dans le deuxième chapitre et appliquées aux convertisseurs abaisseurs et survolteurs.

Des propositions de techniques avancées de ces deux approches seront développées dans les chapitres III et IV afin d'adresser des améliorations de précision et de temps de convergence. Différents algorithmes avancés de contrôle par mode glissant des convertisseurs DC-DC abaisseur et survolteur sont présentés dans le troisième chapitre. Afin d'améliorer la performance en précision, les commandes intégrale et double intégrale de mode glissant sont développées et appliquées aux convertisseurs. Les approches terminale et terminale rapide sont mises à profit dans le but d'obtenir une convergence de temps fini.

Finally, our contribution is highlighted in the fourth chapter. The approaches by classical synergistic control and fast terminal control are developed for a DC-DC converter followed by their implementations on the dSpace DS-1104 board under the Matlab environment. The simulation and experimental results are the subject of a comparative study with the PI controller developed previously, highlighting the prevalence of the suggested techniques.

Some perspectives are outlined in a final conclusion that concludes the work of this thesis.

Chapitre I

Modélisation des Convertisseurs Statiques DC-DC de Base

Modélisation des Convertisseurs Statiques DC-DC de Base

I.1. Introduction :

Les convertisseurs d'électronique de puissance sont utilisés comme des interfaces entre la source et la charge. Ils permettent une meilleure adaptation des puissances mises en jeu. En effet, la dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques sans précédents dans le domaine de l'électronique de puissance : apparition de nouveaux composants électroniques semi-conducteurs capables de commuter rapidement et supportant de grandes valeurs de tension et de courant (GTO, MOSFET, IGBT ...etc.), réduction du volume et du poids des convertisseurs statiques tout en augmentant les densités de puissance contrôlées [Kol 07]. Le rôle de la conversion de puissance réside dans le transfert de puissance de la source vers la charge en convertissant les tensions et les courants d'une tension et/ou une fréquence prédéterminée à une autre. Cette fonction est réalisée à travers un circuit de puissance nommé convertisseur de puissance (voir Fig. I.1). Un contrôleur est nécessaire pour la gestion du processus de transfert de puissance. Le but essentiel du processus de conversion est d'obtenir un rendement aussi élevé que possible tout en réalisant les conversions désirées en utilisant les lois de commande adéquates [Tan 12].

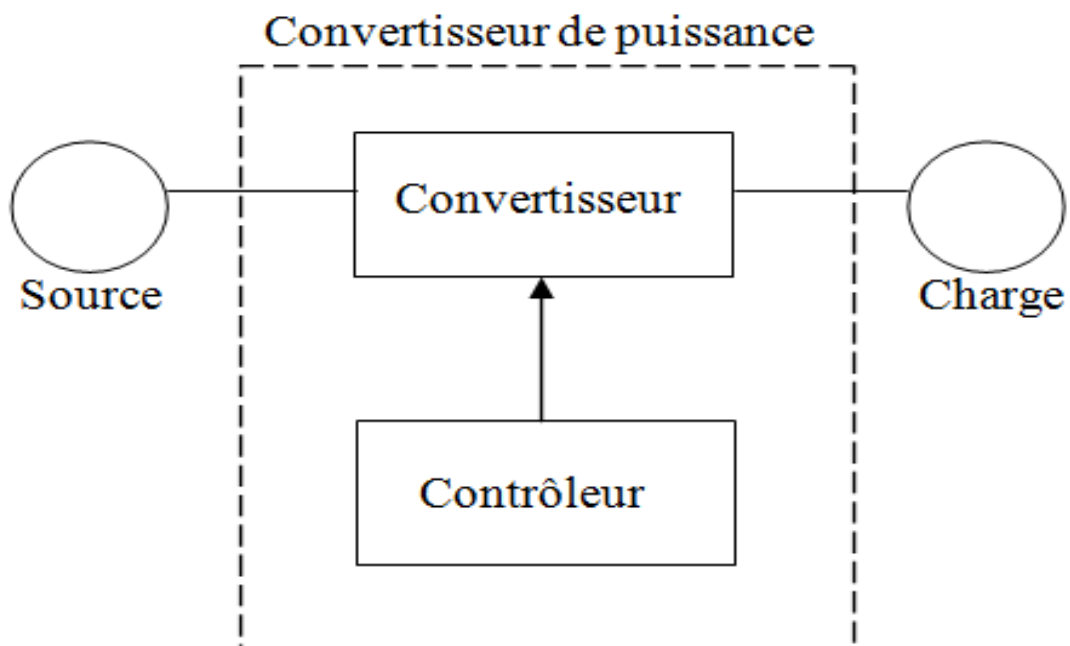
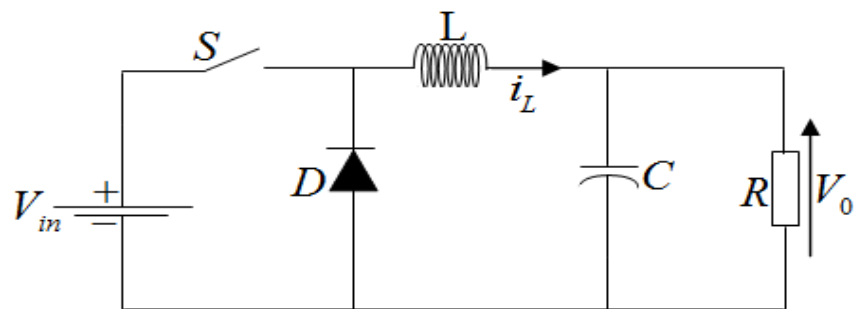


Fig. I.1. Schéma de conversion de puissance.

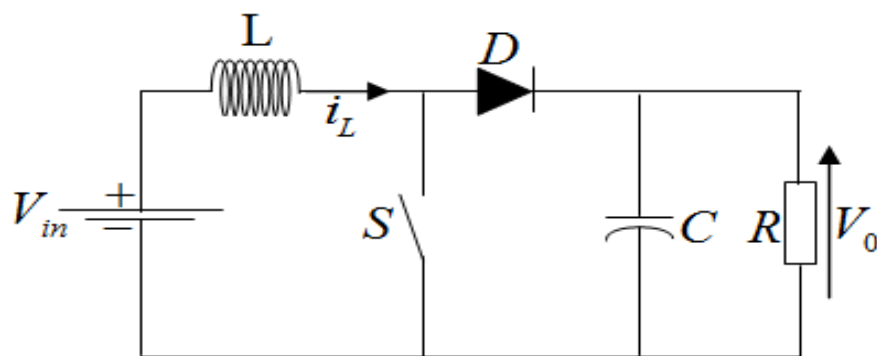
Un convertisseur DC-DC (hacheur) est un circuit de puissance qui reçoit en entrée des tensions ou des courants continus et produit en sortie des tensions ou des courants continus de valeurs désirées. Les convertisseurs sont utilisés dans les ordinateurs personnels, les périphériques informatiques et les adaptateurs d'appareils électroniques pour fournir des tensions continues [Ras 01]. Ils sont parfois utilisés pour assurer une isolation galvanique et une régulation du flux de puissance. Les convertisseurs de puissance DC-DC sont populaires en raison de leurs petites tailles et de leur efficacité par rapport aux régulateurs linéaires lorsque les puissances mises en jeu sont importantes.

I.2. Topologies des convertisseurs DC-DC de base

Selon Liu et al. [Liu 88], il existe 6 configurations de base des convertisseurs DC-DC : les convertisseurs abaisseur (Buck), élévateur (Boost), abaisseur-élévateur (Buck-Boost), Cuk, Sepic et Zeta. Nous nous limiterons dans notre étude aux convertisseurs abaisseur et élévateur qui sont largement utilisés dans les systèmes d'énergie renouvelable ainsi que pour valider les approches préconisées dans cette thèse.



(a) Convertisseur abaisseur



(b) Convertisseur élévateur

Fig. I.2. Topologies des convertisseurs DC-DC abaisseur et élévateur.

Chacun de ces convertisseurs, est constitué (Fig. I.2) d'un interrupteur de puissance actif (bidirectionnel) S , d'une diode D , d'un élément de stockage inductif d'énergie L et d'un élément de stockage capacitif d'énergie C . Dans ce schéma, V_{in} désigne la tension d'entrée, V_o la tension de sortie, et R représente une charge résistive.

La fonction principale d'un convertisseur dévolteur est la conversion d'une tension d'entrée V_{in} en une tension de sortie V_o plus faible, on dit que c'est un convertisseur abaisseur. Réciproquement, un convertisseur élévateur appelé aussi convertisseur survolteur convertit une tension d'entrée V_{in} en une tension de sortie V_o plus élevée.

Pour ces deux types de convertisseurs, la valeur de la tension convertie est directement commandée par le réglage de l'ouverture et de la fermeture de l'interrupteur S [Tan 12].

I.2.1 Modes de fonctionnement des convertisseurs DC-DC [Tan 12]

Le convertisseur peut fonctionner suivant deux modes de conduction dépendant de sa capacité de stockage d'énergie, de la période de commutation et de la charge, à savoir le mode de conduction continue et le mode de conduction discontinue.

I.2.1.1 Mode de conduction continue (MCC)

En mode de conduction continue, il n'existe que deux états de commutation dans le convertisseur, à savoir " S fermé et D bloquée" et " S ouvert et D conduit". Le convertisseur peut rester dans ce mode de fonctionnement aussi longtemps que le temps de stockage de l'inducteur est relativement long.

Le mode de fonctionnement peut être identifié par l'inspection de la forme d'onde du courant inducteur. Cette dernière, typique pour un convertisseur fonctionnant en MCC est montrée en Fig. I.3(a). Dans ce cas, le temps d'activation du commutateur actif S est noté uT , où u représente le rapport cyclique et T la période de commutation. Comme on peut le voir en Fig. I.3(a), une caractéristique majeure du fonctionnement en mode de conduction continue est que son courant inducteur i_L soit toujours positif.

I.2.1.2 Mode de conduction discontinue (MCD)

Si l'inductance est relativement petite, ou si la période est relativement longue, il y aura une période de temps où le courant d'inductance tombera momentanément à zéro, comme le montre Fig. I.3(b). Il s'agit d'une phase "morte" au cours de laquelle aucun transfert d'énergie ne s'effectue de la source vers la charge et le condensateur se décharge alors lentement à travers la résistance de charge. Dans de telles circonstances, on dit que le convertisseur fonctionne en

mode de conduction discontinue. $u'T$ représente la durée dans un cycle de commutation lorsque la diode D est conductrice et que l'interrupteur d'alimentation S est ouvert. $u''T$ représente la durée pendant laquelle la diode est bloquée et le commutateur S est ouvert. Cette période de temps peut être exprimée de manière équivalente comme $(1-u-u')T$.

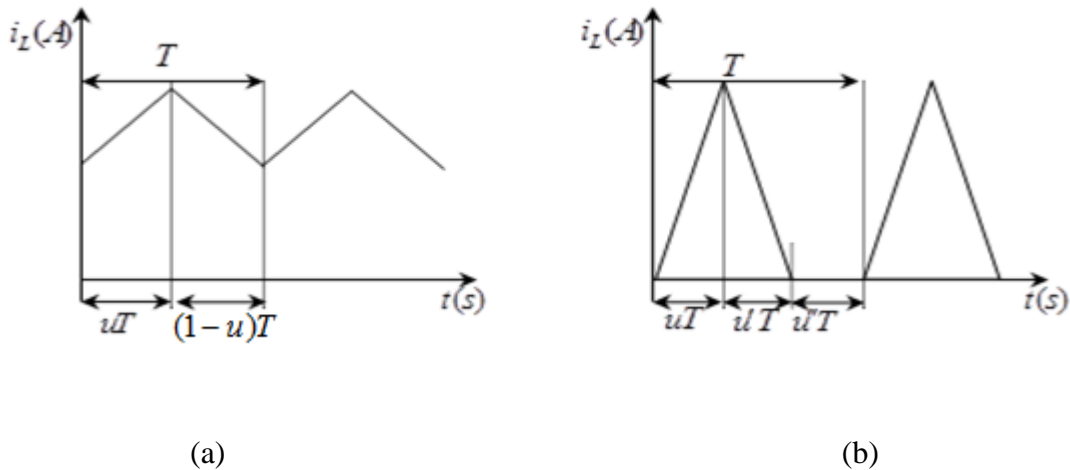


Fig. I.3. Modes de conduction des convertisseurs.

I.2.2 Convertisseur série ou abaisseur de tension

Le hacheur série dévolteur (Buck converter ou step-down converter) est de loin le hacheur le plus utilisé en raison de sa simplicité [Pin 07]. Il permet de transformer une tension continue fixe en une tension d'alimentation plus faible réglable par l'utilisateur.

Le schéma d'un hacheur abaisseur est montré en Fig. I.2.a. Au cours de l'état passant de l'interrupteur, la diode D se bloque, la source d'entrée fournit de l'énergie à la charge et à l'inductance L qui se charge (elle emmagasine de l'énergie). Au cours de l'état bloqué de l'interrupteur S et la conduction de la diode D , l'énergie emmagasinée dans l'inductance est transférée à la charge.

I.2.2.1 Mode de conduction continue

En mode de conduction continue, le gain en tension ou la fonction de transfert du convertisseur abaisseur en régime permanent est donné par :

$$u = \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (\text{I.1})$$

où V_{in} est la tension d'entrée et V_o la tension de sortie désirée, t_{on} le temps de fermeture de l'interrupteur S et T la période de commutation. Si on néglige les pertes de tous les éléments du

hacheur, la puissance d'entrée $P_{in} = I_{in}V_{in}$ est égale à la puissance de sortie (la puissance de la charge) $P_o = I_oV_o$. Par conséquent [Eri 97][Omo 06]

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{V_{in}}{V_o} = \frac{1}{u} \quad (\text{I.2})$$

$$V_o = u \cdot V_{in} \quad (\text{I.3})$$

La tension de sortie varie donc linéairement avec le rapport cyclique u . Ce dernier étant compris entre 0 et 1, la tension de sortie V_o , est toujours inférieure à la tension d'entrée V_{in} .

I.2.2.2 Mode de conduction discontinue

Dans le cas de la conduction discontinue, la tension de sortie est donnée par [Seg 99]:

$$V_o = \frac{V_{in}}{\frac{2LI_o}{u^2V_{in}T} + 1} \quad (\text{I.4})$$

On peut voir que l'expression de la tension de sortie est bien plus complexe que celle obtenue en MCC. En effet, la tension de sortie dépend non seulement de la tension d'entrée et du rapport cyclique u , mais aussi de la valeur de l'inductance L , de la période de commutation T et du courant de sortie I_o . Par conséquent, il est plus commode de faire fonctionner le convertisseur abaisseur en MCC.

I.2.2.3 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 de la charge est égal à la moitié de l'ondulation Δi_L . On se trouve alors à la limite entre la conduction continue et la conduction discontinue.

L'inductance L présente une ondulation Δi_L définie comme étant la différence entre la valeur maximale et la valeur minimale du courant en Fig. I.3. (a). Elle est donnée par [Omo06] [Gir03]

$$\Delta i_L = i_{L\max} - i_{L\min} = \frac{V_o(1-u)}{Lf} = \frac{V_{in}}{Lf}(1-u)u \quad (\text{I.5})$$

avec $f = \frac{1}{T}$, la fréquence de commutation.

Sachant que l'ondulation du courant est maximale pour $u = 0.5$, on peut écrire pour un courant d'ondulation maximum désiré [Eri 97]

$$L \geq \frac{V_{in}}{4\Delta i_{L\max} f} \quad (\text{I.6})$$

La valeur maximale admissible pour Δi_L résulte d'un compromis :

- Une valeur trop faible de Δi_L conduit à une valeur excessive de l'inductance L .
- Une valeur trop élevée de Δi_L augmente la valeur maximale du courant que le commutateur S et la diode doivent supporter. Elle augmente aussi la largeur de la zone correspondant à la conduction discontinue.

Si la fréquence de commutation f et la résistance de charge R désirées sont établies, alors il existe une valeur minimale L_{\min} pour l'inductance qui assure le mode de conduction continue.

$$L_{\min} = \frac{1-u}{2f} R \quad (\text{I.7})$$

Si la valeur de l'inductance L et la résistance de charge R désirées sont établies, alors il existe une valeur minimale pour la fréquence de commutation f_{\min} qui assure le mode de conduction continue.

$$f_{\min} = \frac{1-u}{2L} R \quad (\text{I.8})$$

Le choix de la fréquence de commutation f est crucial. Plus elle est grande, plus est petit le noyau de l'inductance et plus sont importantes les pertes par commutation de la puissance [Seg 99].

I.2.2.4 Modélisation du convertisseur abaisseur en mode de conduction continue

Le système passe par deux états de conduction. On obtient un système d'équations pour chaque état.

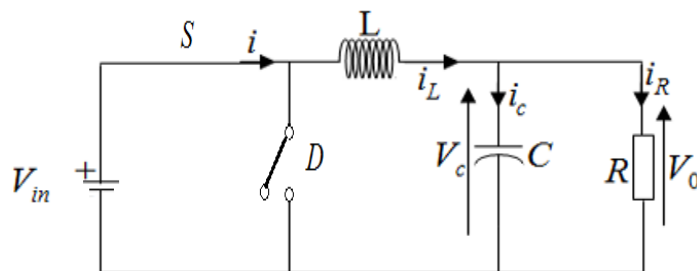


Fig. I.4. Schéma équivalent du convertisseur abaisseur avec commutateur fermé.

À l'instant $t = 0$, l'interrupteur S est fermé pendant une durée uT , on obtient alors les équations:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_o \\ C \frac{dV_c}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

À l'instant $t = uT$, l'interrupteur S est ouvert pendant une durée $T(1 - u)$ [Luo 05], et le système d'équations suivant est obtenu:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -V_o \\ C \frac{dV_c}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

où $V_o = V_c$

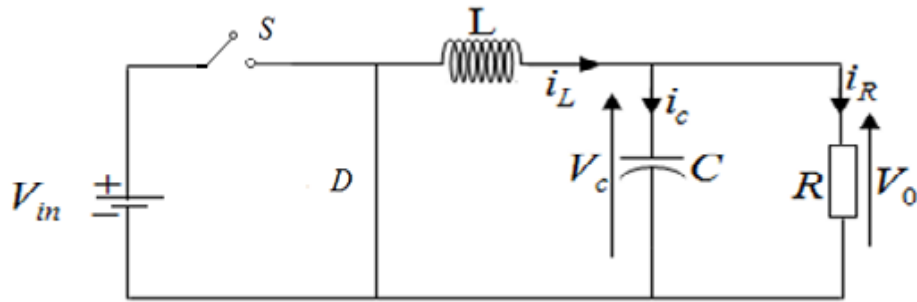


Fig. I.5. Schéma équivalent du convertisseur abaisseur avec commutateur ouvert.

Le modèle moyen de l'espace d'état décrivant les dynamiques de tension et de courant d'un convertisseur abaisseur en mode de conduction continue est alors donné par :

$$\begin{cases} \dot{i}_L = -\frac{1}{L} V_c + \frac{V_{in}}{L} u \\ \dot{V}_c = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{RC} V_c \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

En sélectionnant la tension aux bornes du condensateur V_c et sa dérivée \dot{V}_c comme variables d'état du système, c'est-à-dire [Fan 11]:

$$\begin{cases} x_1 = V_c \\ x_2 = \frac{dV_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

On en déduit le modèle d'espace d'état décrivant le système comme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{V_{in}}{LC}u \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Le convertisseur est toujours supposé idéal lorsqu'il est modélisé dans les méthodologies analytiques conventionnelles négligeant ainsi certains paramètres propres au système [Max 01][San 90][San 91].

Considérer les composants idéals, sans pertes, simplifie le développement du modèle, mais peut parfois conduire à des erreurs dans la prévision du comportement dynamique [Maz 01].

C'est dans ce contexte que nous allons considérer dans ce qui suit un convertisseur abaisseur présentant des composants incluant des éléments parasites.

I.2.2.5 Modèle moyen d'un convertisseur abaisseur avec éléments parasites

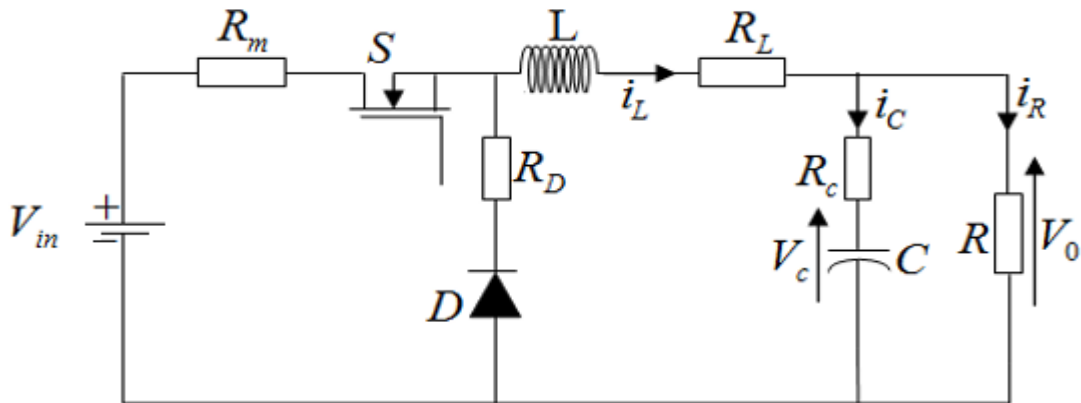


Fig. I.6. Schéma du circuit équivalent d'un convertisseur abaisseur.

Afin de rendre les techniques de conception des contrôleurs pertinentes et applicables aux convertisseurs DC-DC, un modèle moyen [Ras 93] est nécessaire pour décrire la dynamique de ces convertisseurs. Ce modèle permet des procédures de conception simples, en particulier pour les convertisseurs DC-DC [For 98].

On donne dans ce qui suit le modèle moyen dans l'espace d'état pour un convertisseur DC-DC abaisseur non idéal (tenant compte des chutes de tension aussi bien dans les interrupteurs de puissance que dans les composants du circuit).

▪ Modèle moyen global

Le circuit d'un convertisseur abaisseur tenant en considération les éléments parasites est illustré en Fig. I.6. Dans ce schéma, les composants du convertisseur ne sont pas considérés idéaux, et R_c , R_L , R_D et R_m représentent respectivement la résistance série équivalente du condensateur, la résistance de l'inductance, la résistance de la diode et celle de l'interrupteur.

En utilisant les lois fondamentales de Kirchhoff sur les tensions et les courants, le modèle dynamique du convertisseur DC-DC abaisseur peut être aisément obtenu.

a- Interrupteur fermé

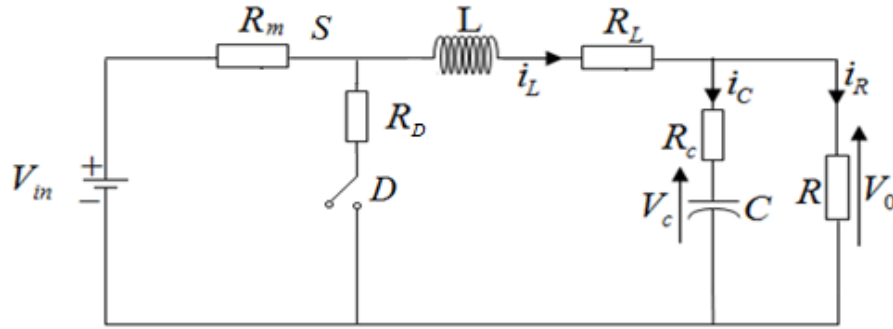


Fig. I.7. Schéma du circuit équivalent global d'un convertisseur abaisseur.

Lorsque l'interrupteur est fermé, la diode est polarisée en inverse et le circuit équivalent du convertisseur abaisseur est montré en Fig. I.7.

La loi de Kirchhoff relative aux courants donne :

$$i_R = i_L - i_C = i_L - C \frac{dV_c}{dt} \quad (\text{I.14})$$

L'application de la loi des mailles pour la maille interne de gauche nous mène à :

$$L \frac{di_L}{dt} + (R_L + R_m)i_L + i_C R_c + V_c = V_{in} \quad (\text{I.15})$$

En réarrangeant l'équation (I.15), on obtient :

$$i_C = C \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{R_c} \left(V_{in} - L \frac{di_L}{dt} - (R_L + R_m)i_L - V_c \right) \quad (\text{I.16})$$

En combinant les équations (I.14) et (I.16), on obtient la 1^{ère} équation d'état :

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{(R + R_c)L} V_c - \left(\frac{RR_c}{(R + R_c)L} + \frac{R_L}{L} + \frac{R_m}{L} \right) i_L + \frac{V_{in}}{L} \quad (\text{I.17})$$

L'application de la loi des mailles à la maille interne de droite donne :

$$V_c + i_C R_c = i_R R \quad (\text{I.18})$$

En associant l'équation (I.18) avec l'équation (I.14), on aboutit à la 2^{ème} équation d'état :

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{1}{(R+R_c)C}V_c + \frac{R}{(R+R_c)C}i_L \quad (\text{I.19})$$

b-Interrupteur ouvert

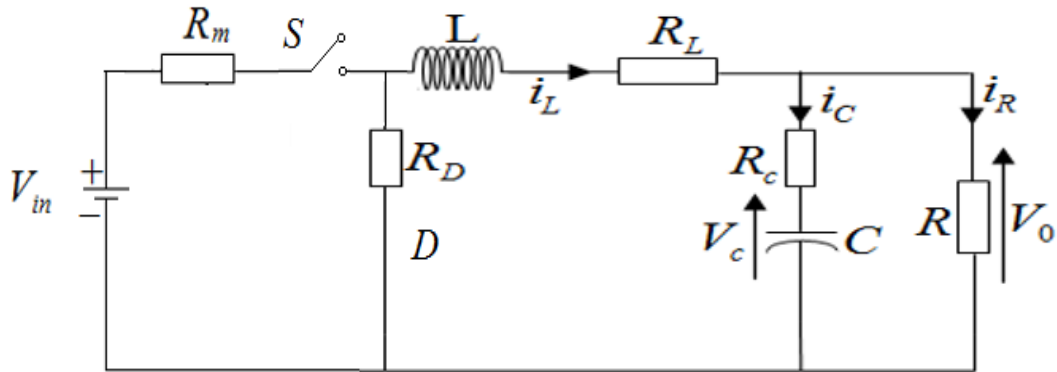


Fig. I.8. Schéma du circuit équivalent global d'un convertisseur abaisseur.

Tant que l'interrupteur de puissance reste ouvert, la diode est maintenue polarisée en sens direct afin d'acheminer le courant de l'inductance. Le schéma équivalent du convertisseur abaisseur pendant la période d'ouverture de l'interrupteur de puissance est montré en Fig. I.8.

En utilisant la même approche qu'auparavant, les équations différentielles suivantes sont obtenues :

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{1}{(R+R_c)C}V_c + \frac{R}{(R+R_c)C}i_L \quad (\text{I.20})$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{(R+R_c)L}V_c - \left(\frac{RR_c}{(R+R_c)L} + \frac{R_L}{L} + \frac{R_D}{L} \right) i_L \quad (\text{I.21})$$

Il faut noter que les deux résistances de fuite de la diode et de l'interrupteur ont des valeurs assez faibles et pratiquement proches l'une de l'autre. On assume par conséquent, que $R_m = R_D$ pour simplifier notre étude. En faisant cette approximation, et en s'articulant sur les équations (I.17), (I.19), (I.20) et (I.21), on obtient les équations correspondantes au modèle moyen :

$$\begin{cases} \frac{dV_c}{dt} = -\frac{1}{(R+R_c)C}V_c + \frac{R}{(R+R_c)C}i_L \\ \frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{(R+R_c)L}V_c - \left(\frac{RR_c}{(R+R_c)L} + \frac{R_L}{L} + \frac{R_m}{L} \right) i_L + \frac{V_{in}}{L}u \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Pour le convertisseur abaisseur, la tension de sortie V_o peut être déterminée à travers l'équation suivante :

$$V_o = Ri_R = R(i_L - i_c) = R \left(i_L - \frac{V_o - V_c}{R_c} \right) \quad (\text{I.23})$$

En résolvant cette équation, on extrait l'expression de V_o

$$V_o = \left(\frac{RR_c}{R+R_c} \right) i_L + \left(\frac{R}{R+R_c} \right) V_c \quad (\text{I.24})$$

Noter que la résistance du condensateur R_c est négligeable lorsqu'on la compare avec la résistance de charge R , par conséquent, il est plus raisonnable de négliger R_c . Comme résultat à cette approximation et en se référant à l'équation (I.24), on obtient :

$$V_o = V_c \quad (\text{I.25})$$

En simplifiant le modèle moyen, les équations (I.22) peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{(R+R_c)C}x_1 + \frac{R}{(R+R_c)C}x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{R}{(R+R_c)L}x_1 + \left(-\frac{RR_c}{(R+R_c)L} - \frac{R_L}{L} - \frac{R_m}{L} \right) x_2 + \frac{V_{in}}{L}u \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

x_1 et x_2 représentent respectivement la tension du condensateur et le courant de l'inductance.

La modélisation d'un convertisseur élévateur DC-DC est présentée dans la section suivante.

I.2.3 Convertisseur parallèle ou élévateur de tension

Un convertisseur élévateur, ou hacheur survolteur, est une alimentation à découpage (Fig. I.2.b) qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur.

$$V_o = V_{in} \frac{1}{1-u} \quad (\text{I.27})$$

avec $0 \leq u \leq 1$

En mode de conduction continue, lorsque l'interrupteur S est fermé (Fig. I.9), l'inductance L emmagasine de l'énergie et la charge est déconnectée de la source. Les équations d'état obtenues sont :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} V_{in} \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(-\frac{V_c}{R}\right) \end{cases} \quad 0 < t < uT \quad (\text{I.28})$$

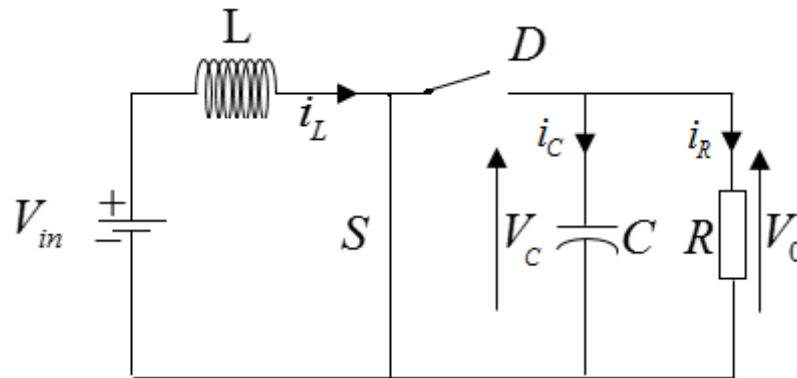


Fig. I.9. Schéma équivalent du convertisseur élévateur avec interrupteur fermé.

Lorsque S est ouvert (Fig. I.10), l'inductance se trouve en série avec le générateur et sa tension s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la charge.

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_{in} - V_c) \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{V_c}{R}\right) \end{cases} \quad uT < t < T \quad \text{où } V_o = V_c \quad (\text{I.29})$$

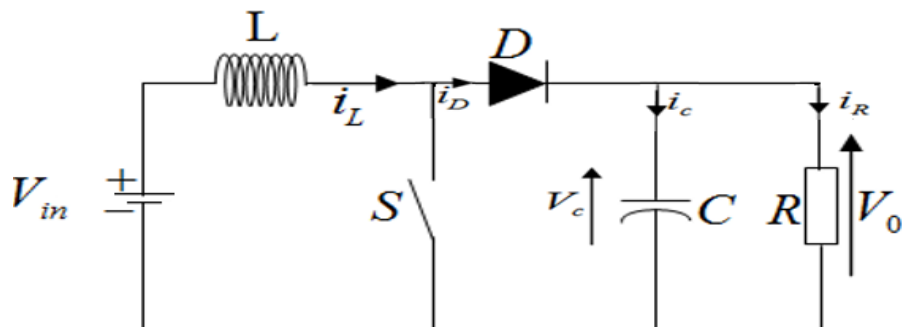


Fig. I.10. Schéma équivalent d'un convertisseur élévateur avec interrupteur ouvert.

En combinant les équations (I.28) et (I.29), on aboutit aux équations d'état d'un convertisseur DC-DC élévateur qui s'écrivent:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L}(1-u) + \frac{1}{L}V_{in} \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C}(1-u) - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

où x_1 représente le courant traversant la bobine, x_2 la tension aux bornes du condensateur et u le rapport cyclique tel que $0 \leq u \leq 1$.

Il est approprié de revoir, avant d'aborder les techniques de commande proposées, un exemple de commande conventionnelle des convertisseurs dans le but d'apprécier les améliorations dans les performances, un correcteur **PI** est donc utilisé pour permettre ultérieurement, une étude comparative.

I.3 Commandes conventionnelles des convertisseurs DC-DC

Les méthodes usuellement employées pour commander un convertisseur de puissance sont la commande par correcteur **PI** et la commande par retour d'état. Il est d'autant plus facile de les appliquer car nous disposons du modèle moyen du convertisseur, qui peut être mis sous forme d'une fonction de transfert (pour la commande **PI**) ou d'une représentation d'état (pour la commande par retour d'état). Le choix de la loi de commande dépend de l'application considérée.

I.3.1 Contrôleur en cascade de type PI d'un convertisseur abaisseur [Tsa 05]

I.3.1.1 Introduction

Dans cette section, un contrôleur **PI** conventionnel est présenté.

La synthèse d'une loi de commande en cascade de deux contrôleurs **PI** réside dans la décomposition de la dynamique du convertisseur en deux sous-systèmes de premier ordre décrivant les dynamiques de la tension de sortie et du courant d'entrée. Dans ce cas, le convertisseur à commander est mené par deux boucles de régulation, la boucle primaire (boucle de régulation de tension) qui fournit le signal de consigne à la boucle secondaire (boucle de régulation de courant) pour ajuster la tension de sortie.

I.3.1.2 Conception du contrôleur

I.3.1.2.1 Boucle de contrôle de tension

La boucle de régulation externe conçue pour contrôler la tension de sortie est régie par l'équation (I.31) :

$$CV_o(t) = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \quad (\text{I.31})$$

Si le courant inducteur $i_L(t)$ est pris comme entrée de commande du convertisseur, la fonction de transfert entre la tension de sortie régulée et le courant d'inducteur est donnée par :

$$G_v(p) = \frac{V_o(p)}{I_L(p)} = \frac{R}{1 + RCp} \quad (\text{I.32})$$

où $V_o(p)$ et $I_L(p)$ sont les transformées de Laplace respectives de $V_o(t)$ et de $i_L(t)$ et p est la variable de Laplace. Considérons le contrôleur **PI** ayant la forme :

$$G_{pI_1}(p) = \frac{K_1(1 + R_1Cp)}{R_1p} \quad (\text{I.33})$$

où K_1 est une constante positive et R_1 est la valeur nominale de R . La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$\begin{aligned} H_B(p) &= \frac{V_o(p)}{V_{ref}(p)} = \frac{G_{pI_1}(p)G_v(p)}{1 + G_{pI_1}(p)G_v(p)} \\ &= \frac{K_1R_1RCp + K_1R}{R_1RCp^2 + (R_1 + K_1R_1RC)p + K_1R} \end{aligned} \quad (\text{I.34})$$

où $V_{ref}(p)$ est la transformée de Laplace de la tension de référence $V_{ref}(t)$. L'équation caractéristique du système est donnée par :

$$\Delta(p) = p^2 + 2\zeta\omega_n p + \omega_n^2 = 0 \quad (\text{I.35})$$

avec $\omega_n = \sqrt{\frac{K_1R}{R_1RC}} = \sqrt{\frac{K_1}{R_1C}}$ la fréquence propre du système et ζ le coefficient d'amortissement

régi par :

$$2\zeta\omega_n = \frac{R_1 + K_1R_1RC}{R_1RC} = \frac{1}{RC} + K_1 \quad (\text{I.36})$$

Il apparaît clairement que la fréquence propre non amortie ω_n est indépendante de la résistance de charge R . Le système en boucle fermée amorti de manière critique avec $\zeta = 1$, aboutit aux résultats suivants :

$$2\omega_n = \frac{1}{R_1C} + K_1 \quad (\text{I.37})$$

et

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1}{R_1C}} \quad (\text{I.38})$$

En résolvant les équations (I.37) et (I.38), on obtient :

$$K_1 = \frac{1}{R_1 C} \quad (\text{I.39})$$

La fréquence propre non amortie s'écrit :

$$\omega_n = \frac{1}{R_1 C} \quad (\text{I.40})$$

Pour évaluer la robustesse du contrôleur conçu, et en se basant sur les équations (I.33) et (I.39), deux cas extrêmes sont testés. Avec une charge quasi nulle, et en utilisant l'équation (I.36), on obtient :

$$2\zeta\omega_n \rightarrow \infty \quad (\text{I.41})$$

Ceci implique que le système est sur amorti pour $\zeta \rightarrow \infty$. Si la charge approche l'infini, alors :

$$2\zeta\omega_n = K_1 \Rightarrow \zeta = 0.5 \quad (\text{I.42})$$

Les deux tests indiquent que la commande du système est fiable même pour différentes conditions de charge car, si le courant de charge est supérieur à la valeur nominale, le système deviendra sur amorti, ce qui entraînera un ralentissement de la réponse de ce dernier. Dans le cas où le courant de charge est inférieur à la valeur nominale, le taux d'amortissement ne descendra pas en dessous de 0.5.

I.3.1.2.2 Boucle de contrôle de courant

A partir de la boucle de régulation de tension, si le signal de sortie du régulateur **PI** est pris comme courant de référence, la boucle de régulation de courant peut être conçue sur la base de la dynamique suivante :

$$L\dot{i}_L(t) + V_o(t) = V_{in} u(t) \quad (\text{I.43})$$

Le diagramme de la boucle de contrôle du courant est représenté par la Fig. I.11 où $i_{ref}(t)$ est le courant de référence de l'inductance généré par la boucle primaire du contrôleur **PI**.

Pour un contrôleur **PI** de la forme suivante :

$$G_{PI_2}(p) = \frac{K_2(1+Tp)}{p} \quad (\text{I.44})$$

où K_2 et T sont des coefficients, le courant de l'inductance peut être déterminé par le théorème de superposition comme:

$$I_L(p) = -\frac{p}{Lp^2 + K_2TV_{in}p + K_2V_{in}} V_o(p) + \frac{K_2(Tp+1)V_{in}}{Lp^2 + K_2TV_{in}p + K_2V_{in}} I_{ref}(p) \quad (\text{I.45})$$

où $I_L(p)$ et $I_{ref}(p)$ sont les transformées de Laplace respectives du courant inducteur et du courant de référence. L'équation (I.45) indique que, si la tension $V_o(p)$ est correctement limitée

à un niveau fixe, le régulateur **PI** peut éliminer les perturbations subites au niveau de la tension de sortie.

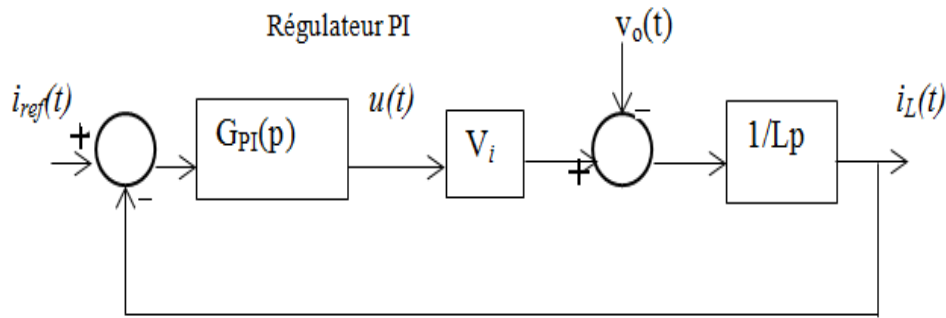


Fig. I.11. Schéma de la boucle de contrôle de courant.

L'exigence primordiale du contrôle en cascade est que la dynamique du processus de la boucle secondaire doit être beaucoup plus rapide que celle de la boucle primaire. En règle générale, la dynamique du processus de la boucle secondaire doit être au moins quatre fois plus rapide que celle de la boucle primaire. Si la fréquence propre non amortie de la boucle de courant est choisie de telle sorte qu'elle soit N fois plus rapide que celle de la boucle de tension et donc :

$$\omega_1 = N\omega_n = \sqrt{\frac{K_2 V_{in}}{L}}, \quad N > 4 \quad (\text{I.46})$$

alors le coefficient K_2 requis est donné par :

$$K_2 = \frac{N^2 \omega_n^2 L}{V_{in}} \quad (\text{I.47})$$

Dans ce cas, la boucle de courant est commandée pour être amortie de façon critique, on obtient donc :

$$2N\omega_n = \frac{K_2 T V_{in}}{L} \Rightarrow T = \frac{2}{N\omega_n} \quad (\text{I.48})$$

Pour le régulateur **PI** de la boucle de courant de l'équation (I.44) et en considérant les paramètres des équations (I.47) et (I.48), la fréquence propre non amortie de la boucle de courant sera N fois celle de la boucle de tension et la boucle de courant est soumise à un amortissement critique sous une tension d'alimentation nominale V_{in} .

I.3.1.3 Résultats de simulation

Les paramètres du convertisseur DC-DC dévolteur ont été choisis comme en [Tsa 05] :

$L = 1\text{mH}$, $C = 120\mu\text{F}$, et une tension d'alimentation nominale $V_{in} = 50\text{V}$. Le courant de charge nominal est égal à 1A .

A partir de l'équation (I.39), et pour une tension de sortie désirée égale à 10V et une résistance de charge nominale R_1 égale à 10Ω , on obtient :

$$K_1 = \frac{1}{R_1 C} = 833.3 \quad (\text{I.49})$$

Et le contrôleur **PI** de la boucle de tension de l'équation (I.33) devient :

$$G_{PI_1}(p) = 0.1 + \frac{83.33}{p} \quad (\text{I.50})$$

La dynamique de la boucle de commande de courant, a été réglée telle qu'elle soit 20 fois plus rapide que la dynamique de tension avec $N = 20$. Les équations (I.47) et (I.48) donnent :

$$K_2 = \frac{N^2 \omega_n^2 L}{V_{in}} = 5555 \quad T = \frac{2}{N \omega_n} = 1.2 \times 10^{-4} \quad (\text{I.51})$$

Et le contrôleur **PI** de la boucle de courant de l'équation (I.44) devient :

$$G_{PI_2}(p) = 0.6666 + \frac{5555}{p} \quad (\text{I.52})$$

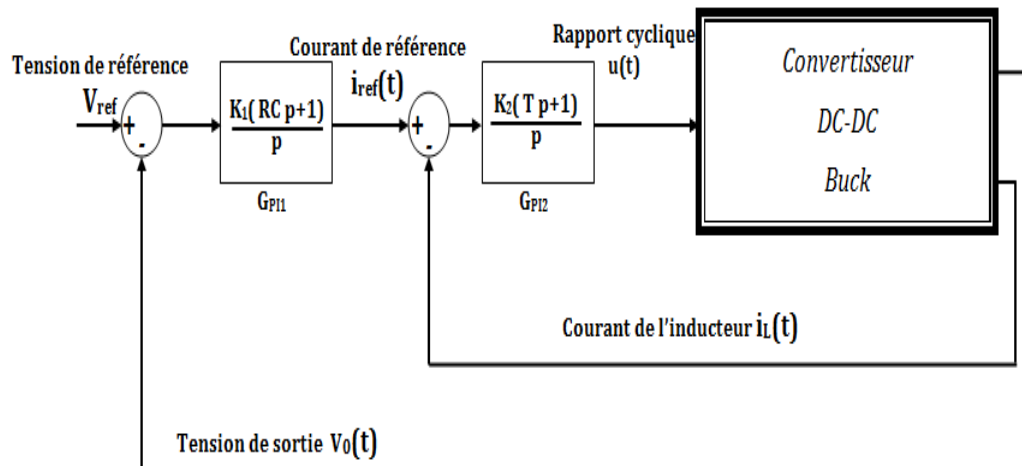


Fig. I.12. Schéma de la commande en cascade du convertisseur DC-DC abaisseur.

Un certain nombre de tests sont employés en simulation, pour évaluer les performances du contrôleur conçu. Les scénarios suivants ont été considérés :

Scénario 1

Le convertisseur fonctionne avec les conditions nominales suivantes : une tension de référence $V_{ref} = 10V$ et une charge nominale $R_1 = 10 \Omega$. Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures suivantes :

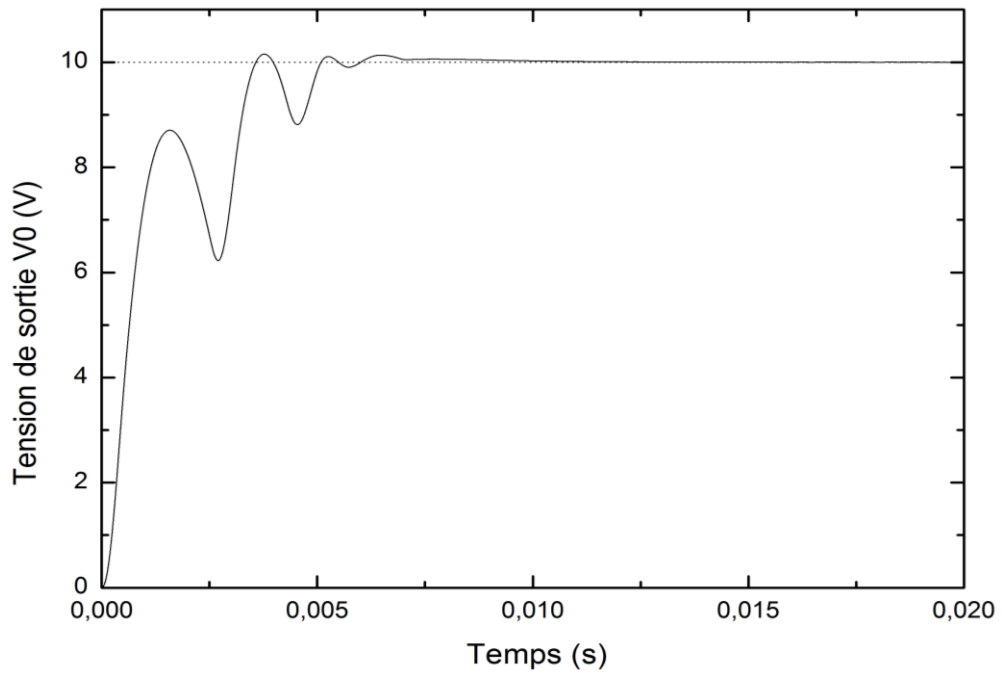


Fig. I.13. Evolution de la tension de sortie.

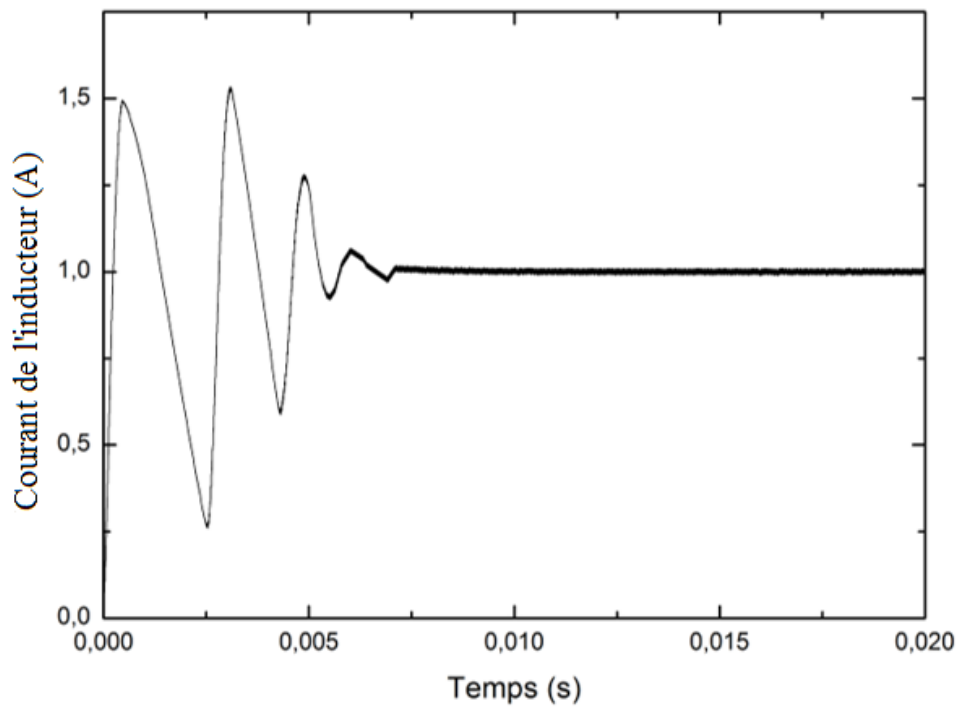


Fig. I.14. Evolution du courant de l'inducteur.

Scénario 2

Les performances du contrôleur **PI** en cascade sont analysées en présence de variations de la charge. Cette dernière, est variée de sa valeur nominale $R = 10 \Omega$ à $R = 50 \Omega$ de façon alternée.

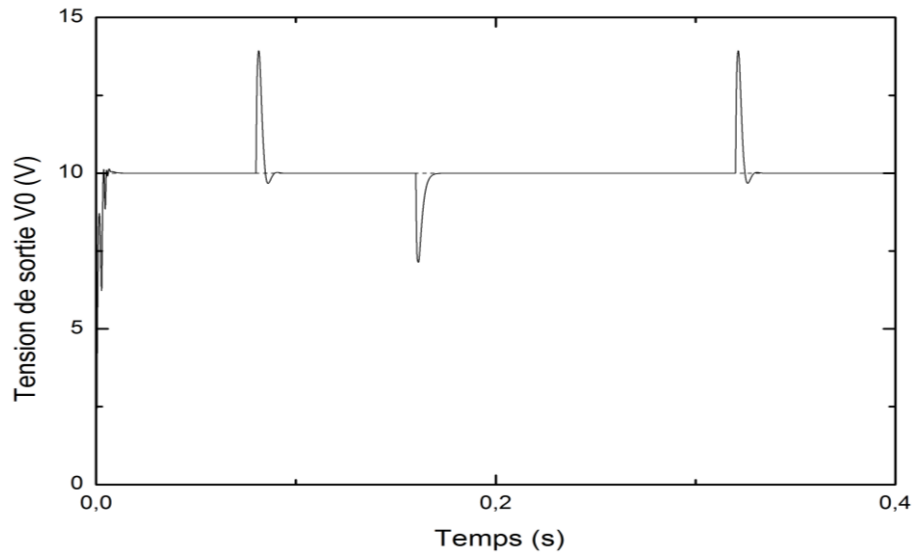


Fig. I.15. Evolution de la tension de sortie.

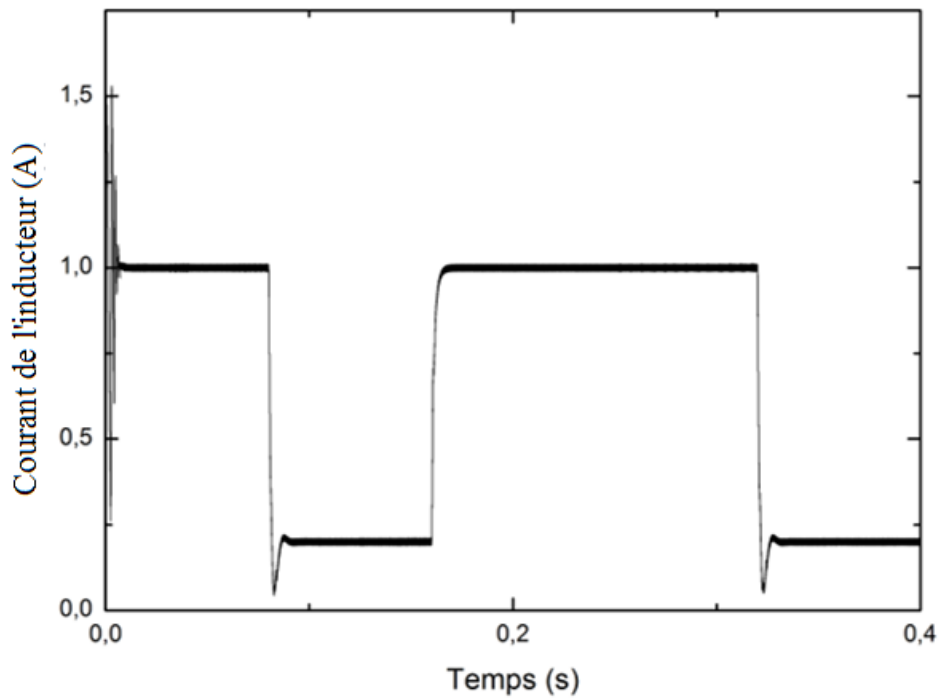


Fig. I.16. Evolution du courant de l'inducteur.

On constate un bon suivi de tension (Fig. I.15) mais avec des dépassements importants de l'ordre de 40% ce qui n'est pas acceptable. Le convertisseur opère bien cependant en mode continu comme l'illustre l'évolution du courant en Fig. I.16.

Scénario 3

Un test classique souvent utilisé et permettant de comparer la robustesse des algorithmes de commande proposés consistant en une variation du signal de référence est maintenant considéré.

Un changement de la tension de référence de 24V à 12V à 8V est produit, avec un pas temporel constant égal à $\Delta t = 0.08\text{sec}$.

Les résultats de simulation sont présentés dans les figures Fig. I.17 et Fig. I.18.

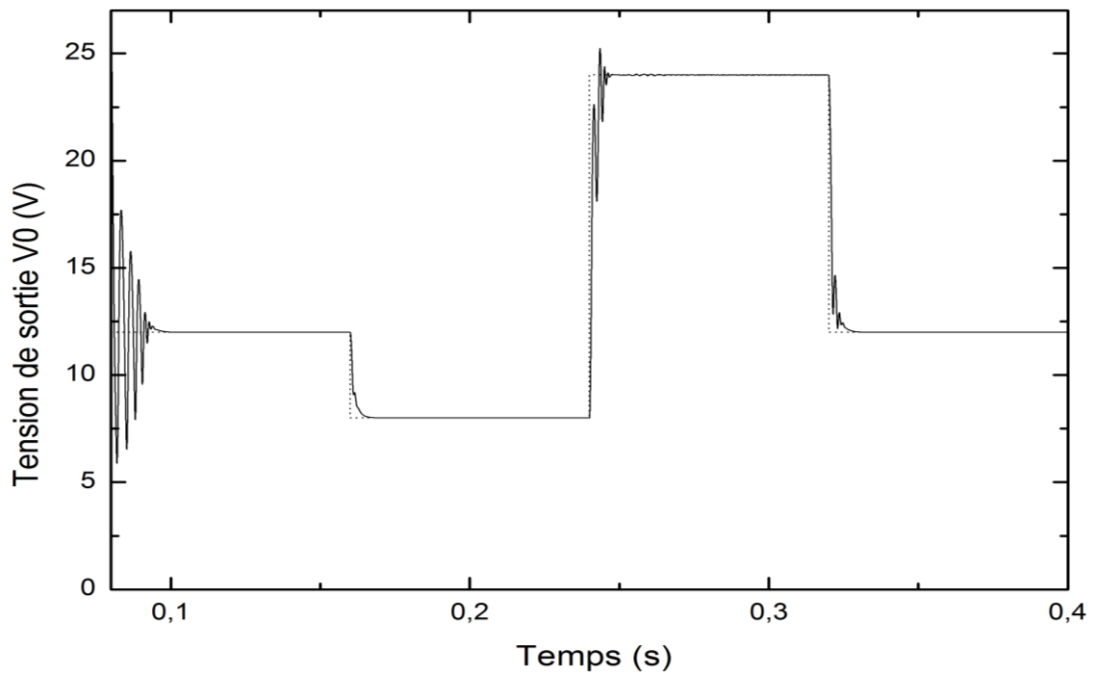


Fig. I.17. Evolution de la tension de sortie.

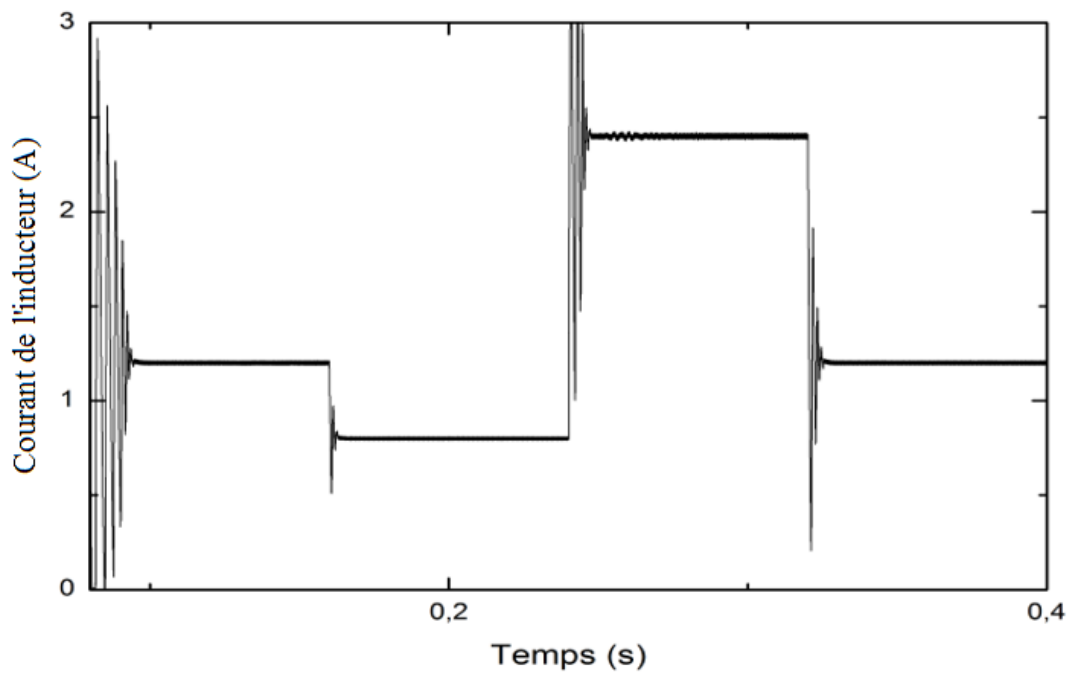


Fig. I.18. Evolution du courant de l'inducteur.

Le régulateur **PI** semble assez robuste à ce test mais présente des oscillations importantes en régime transitoire.

Scénario 4

La boucle de contrôle est soumise au test de changement de la tension d'alimentation pour une charge donnée.

Les figures (I.19 et I.20) montrent la performance du contrôleur **PI** lors du changement de la tension d'alimentation de $V_{in} = 48\text{ V}$ à $V_{in} = 24\text{ V}$ et vice versa.

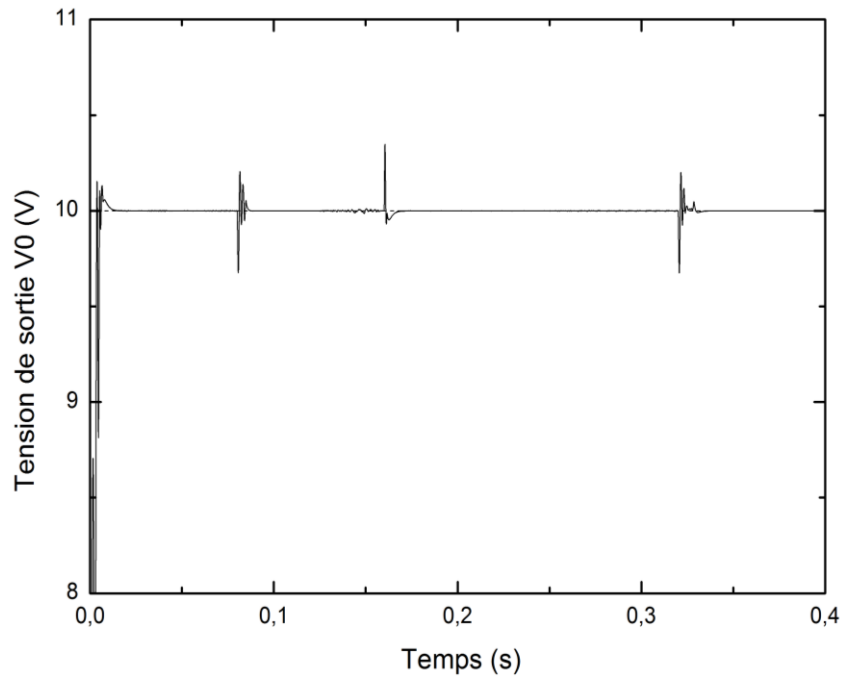


Fig. I.19. Evolution de la tension de sortie.

Dans ce test, un léger dépassement de la tension d'environ 0.75 V a lieu lors des transitions avec un maintien de suivi de la tension acceptable montré en Fig. I.19. Le convertisseur est en MCC lors de ce test comme l'indique la courbe de courant en Fig. I.20.

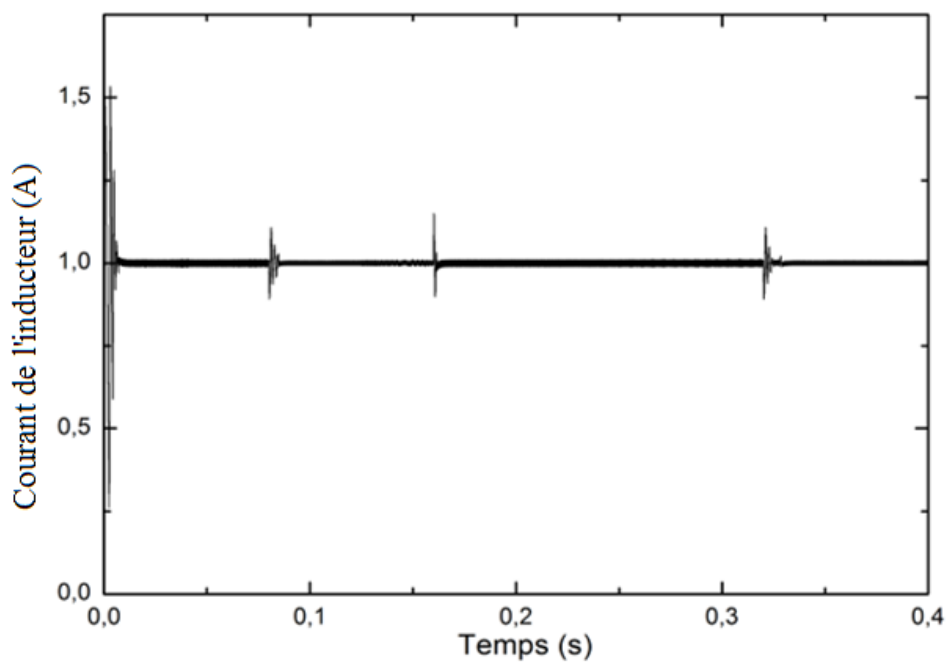


Fig. I.20. Evolution du courant de l'inducteur.

I.4 Conclusion

La modélisation des convertisseurs statiques de type abaisseur et élévateur a été présentée dans ce chapitre pour permettre l'application et éventuellement l'implémentation des techniques de commandes sur ces derniers. Un contrôleur conventionnel en cascade de type **PI** a été ensuite étudié pour commander un convertisseur DC-DC abaisseur. Il convient de noter néanmoins, que les théories de commande conventionnelles appliquées à un convertisseur, peuvent être efficaces autour d'un point de fonctionnement fixe et avec de petites perturbations, mais pas lorsque celui-ci subit d'importantes perturbations alors que dans de nombreuses applications le contrôleur utilisé doit être robuste. Il est donc important de développer des techniques de contrôle robuste pour commander les convertisseurs DC-DC.

C'est dans ce but que le chapitre suivant introduit deux algorithmes de commande robuste dans leurs versions classiques à savoir la commande par mode glissant (**SMC**) et la commande synergétique (**SC**). Ces commandes seront appliquées aux convertisseurs étudiés. Dans le reste de cette thèse, l'appellation "convertisseurs" est utilisée pour désigner les convertisseurs statiques DC-DC.

Chapitre II

Techniques de Commande Robuste des Convertisseurs DC-DC

Techniques de Commande Robuste des Convertisseurs DC-DC

II.1 Introduction

Les convertisseurs DC-DC ont des caractéristiques inhérentes de non linéarités et de variation dans le temps qui provoquent souvent des difficultés pour la conception des lois de commandes robustes [Kad 06]. Les commandes conventionnelles linéaires appliquées à ces convertisseurs, échouent généralement lorsqu'il s'agit de conserver la robustesse des systèmes en présence des non linéarités, de la variation aussi bien des paramètres que des tensions d'entrée [Sah 08][Rac 97].

Pour répondre aux défis présentés par le contrôle des convertisseurs DC-DC, on a opté pour deux types de techniques de commande robuste : la commande par mode glissant et la commande synergétique.

La commande par mode glissant (Sliding Mode Control : **SMC**) est un type de contrôle non linéaire, qui est relativement facile à implémenter. En effet il a été montré dans des travaux antérieurs [Ala 01], que les contrôleurs **SMC** peuvent être implémentés en utilisant des circuits analogiques simples [Chi 99][Tan 05a]. De telles propriétés la rendent parfaitement adaptée et applicable dans les systèmes non linéaires, y compris l'électronique de puissance [Mar 04][Lin07]. Il a aussi été démontré à plusieurs reprises que la commande **SMC** est une solution viable pour améliorer les performances de contrôle des convertisseurs [Car 92][Tan 06b]. Une autre approche parmi les techniques robustes de contrôle utilisée dans cette thèse 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 [San 04]. Un rappel de la théorie de la commande par mode glissant est abordé dans les sections suivantes.

II.2 Notions de commande par mode glissant

II.2.1 Introduction

La commande par mode glissant a été introduite initialement comme moyen de contrôle des systèmes à structure variable [Utk 99]. Les premiers cas d'application aux convertisseurs DC-DC ont été signalés en 1983 [Bil 83] et en 1985 [Ven 85].

Depuis lors, il y a eu un grand intérêt de la communauté spécialisée dans son développement. Le principal avantage du contrôle **SMC** sur d'autres types de méthodes de contrôle non linéaires est sa facilité de mise en œuvre. Cela le rend bien adapté aux fins de régulation du courant DC-DC. Cependant, le principal problème associé à l'application du contrôle **SMC** est sa nature à fréquence variable, qui provoque des pertes de puissance excessives et des interférences électromagnétiques. Néanmoins, si ce problème est correctement géré, le contrôle **SMC** a un énorme potentiel dans les applications industrielles [Tan 12].

Le contrôle **SMC** est naturellement bien adapté au contrôle des systèmes à structure variable. Caractérisés par la commutation, les convertisseurs de puissance sont intrinsèquement des systèmes à structure variable. Il est donc approprié d'appliquer le contrôle **SMC** aux convertisseurs de puissance [Tan 12]. De plus, le contrôle **SMC** offre une excellente capacité de traitement des grands signaux, ce qui est important pour les convertisseurs DC-DC. Etant donné que la conception des contrôleurs de modulation de largeur d'impulsion (**PWM**) conventionnels est basée sur les petits signaux, les convertisseurs contrôlés fonctionnent de manière optimale uniquement pour des conditions spécifiques [Mid76] et échouent souvent à fonctionner de façon satisfaisante avec de grandes variations paramétriques ou de charges [For 98] [Kas 92] [Mit 98]. En utilisant les contrôleurs **SMC**, les convertisseurs peuvent obtenir une meilleure régulation et des performances dynamiques pour une plage de fonctionnement plus large.

Le principe de la commande par mode glissant est de contraindre l'état du système à atteindre une hypersurface donnée dans l'espace d'état et à y rester.

L'objectif est de forcer le système en question à suivre l'état de référence et de fonctionner selon une dynamique pré-choisie. Une fois que les trajectoires d'états du système atteignent la surface de glissement et y demeurent, ce dernier se trouve en régime glissant. Tant que les conditions du régime glissant restent assurées, les dynamiques du système sont insensibles aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques [Ras 04].

II.2.2 Présentation d'un système à structure variable par mode glissant [Lop 06]

Le concept d'algorithme à structure variable, à régime glissant et à commande discontinue peut s'énoncer ainsi (Fig. II.1) : on applique à l'entrée du système à commander une

commande $u(t)$ fournie par un algorithme utilisant une fonction s (fréquemment linéaire) de la sortie $y(t)$ et de ses dérivées (ou de l'erreur en sortie $e = y - y_d$ et des dérivées de l'erreur), fonction appelée par abus de langage "**surface**". La surface $s = 0$ peut être une droite ou une hypersurface selon l'ordre du système à commander, dans l'espace des phases de la sortie (ou l'espace des phases de l'erreur en sortie). La dynamique du système à commander est alors définie par $s = 0$ et $\dot{s} = 0$ au lieu d'être définie par la transmittance entre la sortie $y(t)$ et l'entrée $u(t)$.

La commande comprend en général deux termes ($u = u_{eq} + u_c$) : un terme continu appelé commande équivalente $u_{eq}(t)$ correspondant au régime glissant idéal pour lequel non seulement le point de fonctionnement reste sur la surface mais aussi pour lequel la dérivée de la fonction de la surface reste nulle et un terme de commutation $u_c = -k \cdot \text{sign}(s)$ qui impose l'attractivité de la surface.

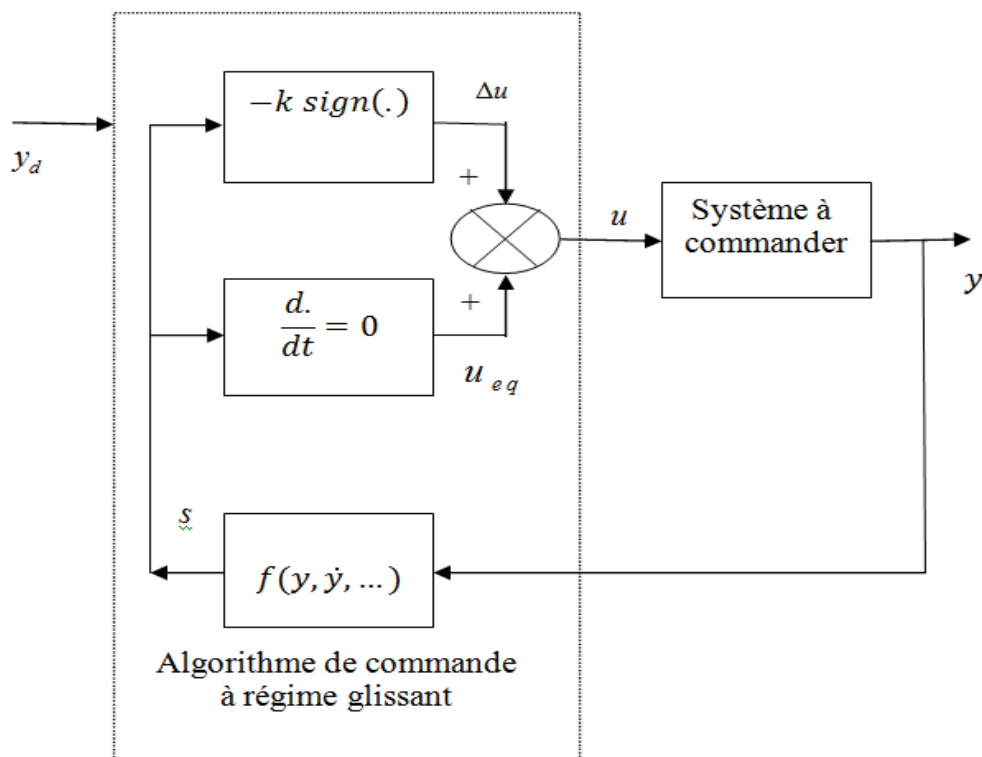


Fig. II.1. Schéma de principe d'un système monovariante commandé par mode glissant.

II.2.3 Conception de la commande par mode glissant

La conception des régulateurs par mode glissant prend en charge les performances désirées d'une façon systématique, la mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite trois étapes :

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

II.2.3.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes. Ces deux facteurs dépendent simultanément de l'objectif visé et de l'application en question.

Soit un système défini par l'équation d'état non linéaire de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{x}^{(n)} &= f(x) + g(x)u \\ y &= x \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

où : $x^{(n)}$ est la $n^{\text{ième}}$ dérivée de x en fonction du temps, u la commande du système et $x = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T$ le vecteur d'état.

Dans l'équation (II.1), $f(x)$ et $g(x)$ ne sont pas connus mais la limite supérieure et le signe de $g(x)$ sont connus [Bou 08]. Notre but est d'atteindre un état désiré $y_d = [y_d, \dot{y}_d, \dots, y_d^{(n-1)}]$ en présence des incertitudes du modèle sur $f(x)$ et $g(x)$. On définit le vecteur de l'erreur de poursuite comme $e = y - y_d = [e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)}]^T$. Une surface de glissement $s(t)$ variant en fonction du temps dans l'espace d'état \mathcal{R}^n est donnée par [Asa 86]

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \sigma \right)^{n-1} e \quad (\text{II.2})$$

où σ est une constante strictement positive.

Sachant que la condition initiale est donnée par $y_d(0) = y(0)$, le problème de poursuite de l'état désiré $x(t) = x_d(t)$ revient à maintenir les états du système sur la surface $s(t)$ pour tout $t > 0$.

La commande u est choisie de telle sorte que l'existence du mode glissant est établie et que $s\dot{s} \leq 0$.

Un choix particulier est donné par l'équation II.3:

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2(t) \leq -\eta |s(t)|, \quad \eta > 0 \quad (\text{II.3})$$

L'équation (II.3) [Slo 91] qui est appelée condition d'attraction, force les trajectoires d'état à se diriger vers la surface de glissement comme indiqué en Fig. II.2.

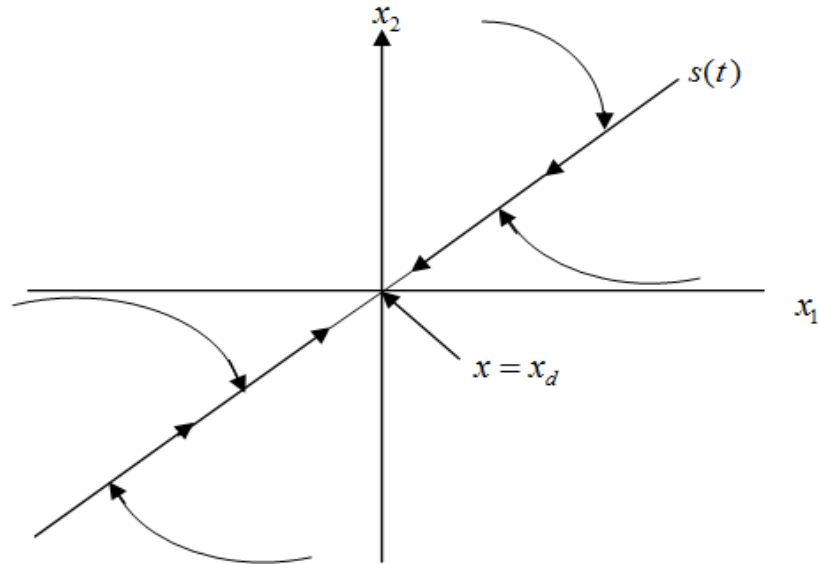


Fig. II.2. Portrait de phase d'une surface de glissement.

On assume que $s(0) > 0$ et on définit t_f comme étant le temps nécessaire à une trajectoire pour atteindre la surface s .

L'équation (II.3) peut être réécrite comme :

$$\frac{d}{dt} s(t) \leq -\eta \quad (\text{II.4})$$

En intégrant (II.4) de $t = 0$ à $t = t_f$ on obtient :

$$s(t_f) - s(0) \leq -\eta(t_f - 0) \quad (\text{II.5})$$

Vu que $s(t_f) = 0$, l'équation (II.5) deviendra :

$$t_f \leq s(0)/\eta. \quad (\text{II.6})$$

t_f peut aussi être obtenu en considérant le cas où $s(0) < 0$, ce qui va nous mener à:

$$t_f \leq |s(0)|/\eta. \quad (\text{II.7})$$

L'équation (II.7) garantit que si les trajectoires sont à l'extérieur de $s(t)$, elles atteindront la surface de glissement dans un temps fini inférieur à $|s(0)|/\eta$. Lorsque la surface de glissement $s = 0$ est atteinte, l'erreur tend vers zéro ($x = x_d$) exponentiellement avec une constante de temps égale à $(n-1)/\sigma$.

II.2.3.2 Condition d'attractivité

Cette condition permet de donner à la surface de glissement une dynamique de convergence vers zéro. Elle est exprimée par [Utk 77]:

$$\begin{aligned} \dot{s}(x) &> 0 & \text{si } s(x) < 0 \\ \dot{s}(x) &< 0 & \text{si } s(x) > 0 \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

Elle peut donc être formulée comme :

$$s(x)\dot{s}(x) < 0 \quad (\text{II.9})$$

L'inégalité (II.9) est appelée condition d'attractivité. Elle est globale mais elle n'est pas suffisante pour assurer une convergence en temps fini vers la surface de glissement.

Pour assurer une convergence de $s(x,t)$ vers 0 en un temps fini, une condition plus forte doit être respectée. Dans le cas des modes glissants classiques, on utilise généralement la condition d'attractivité non-linéaire dite condition de η -attractivité [Utk 92]

$$s(x)\dot{s}(x) \leq -\eta |s(x)| \quad (\text{II.10})$$

II.2.3.3 Elaboration de la loi de commande

Parmi les commandes de mode glissant utilisées figure la méthode de la commande équivalente basée sur le critère de stabilité de Lyapounov. La loi de commande est choisie telle que la dérivée d'une fonction choisie de Lyapounov soit négative. L'idée est d'utiliser la fonction scalaire $s(x)$ choisie pour définir une fonction de Lyapounov :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^T(x) s(x) \quad (\text{II.11})$$

La fonction de Lyapounov est définie positive de manière évidente et sa dérivée est :

$$\dot{V}(x) = s(x)\dot{s}(x) < 0 \quad (\text{II.12})$$

La commande développée doit satisfaire la condition (II.12).

II.2.3.3.1 Méthode de la commande équivalente [Utk 92]

Cette méthode consiste à admettre qu'en mode de glissement tout se passe comme si le système était piloté par une commande u_{eq} , solution de $\dot{s} = 0$, dite commande équivalente, qui permet de maintenir l'état du système sur la surface $s = 0$.

a) Synthèse de la loi de commande.

Une fois la commande équivalente déterminée, la dynamique du système peut être décrite par la substitution de u_{eq} dans l'équation d'état. En se basant sur cette méthode, le calcul de la commande équivalente s'effectue en prenant en considération les conditions d'invariance suivantes :

$$\begin{cases} s(x) = 0 \\ \dot{s}(x) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Considérons l'exemple d'un système non-linéaire avec une seule entrée, représenté par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t).u \quad (\text{II.14})$$

L'existence du mode glissant implique que :

$$\dot{s}(x, t) = \frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = 0 \quad (\text{II.15})$$

En remplaçant (II.14) dans (II.15), on trouve :

$$\frac{\partial s}{\partial x} \cdot \dot{x} = \frac{\partial s}{\partial x} (f(x, t) + g(x, t).u_{eq}) = 0 \quad (\text{II.16})$$

En supposant que $\frac{\partial s}{\partial x}(g(x, t))$ est inversible, on a :

$$u_{eq} = \left[\frac{\partial s}{\partial x}(g(x, t)) \right]^{-1} \cdot \frac{\partial s}{\partial x}(f(x, t)) \quad (\text{II.17})$$

Par conséquent, on peut déterminer la dynamique sur la surface de glissement pour tout instant :

$$\dot{x} = \left[\text{I} - g(x, t) \left[\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right]^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} \right] f(x, t) \quad (\text{II.18})$$

Il est remarquable de constater que les dynamiques du système en mode glissant sont d'ordre inférieur au système original.

II.2.3.3.2 Commande de commutation

En général, l'élaboration de la commande en utilisant cette approche est simple et directe. Cependant, comme nous l'avons vu plus haut, la mise en œuvre directe de cette loi de commande entraîne la commutation des systèmes à très haute fréquence donnant un effet de vibration indésirable dans les systèmes [Tan 05][Utk 99]. Cela la rend inapte pour certaines applications où ceci est considéré comme un bruit à haute fréquence indésirable. Par conséquent, pour de tels systèmes, il est nécessaire de restreindre la gamme de la fréquence de fonctionnement, par exemple, en utilisant une fonction d'hystérésis [Tan 12].

La commande discontinue ou de commutation qui permet de garantir la condition d'attractivité, peut prendre plusieurs formes. La forme la plus simple est celle d'un relais.

$$u_c = -k \text{sign}(s(x)) \quad (\text{II.19})$$

où k est une constante positive.

Ce type de commande est utilisé dans la commande d'un convertisseur abaisseur présenté dans les sections subséquentes.

II.3 Commande par mode glissant des convertisseurs DC-DC

II.3.1 Commande par mode glissant d'un convertisseur abaisseur

Les équations dynamiques d'un convertisseur abaisseur s'écrivent comme :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(uV_{in} - V_o) \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C}\left(i_L - \frac{V_o}{R}\right) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

II.3.1.1 Synthèse de la loi de commande

La surface de glissement classique suivante est choisie comme :

$$s(t) = \sigma e + \dot{e}, \quad \sigma > 0 \quad (\text{II.21})$$

L'erreur sur la tension de sortie e du convertisseur et sa dérivée sont définies par :

$$\begin{cases} e = V_{ref} - V_o \\ \dot{e} = -\dot{V}_o \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

où V_{ref} , et V_o représentent respectivement la tension de sortie désirée, et la tension de sortie actuelle.

En considérant le modèle du convertisseur abaisseur donné dans (II.20), la surface de glissement peut être exprimée par [Tan 06c][Ben 08]:

$$s(t) = -\frac{1}{C}i_L + \left(\frac{1}{RC} - \sigma\right)V_o + \sigma V_{ref} \quad (\text{II.23})$$

et sa dérivée donnée par:

$$\dot{s}(t) = \left(\frac{1 - \sigma RC}{RC^2}\right)i_L - \left(\frac{L - \sigma RLC - R^2C}{R^2C^2L}\right)V_o - \left(\frac{V_{in}}{LC}\right)u \quad (\text{II.24})$$

Le signal de commande u est constitué de deux composants : u_c et u_{eq} .

La commande équivalente peut être calculée comme :

$$u_{eq} = \alpha_1 i_L - \alpha_2 V_o \quad (\text{II.25})$$

$$\alpha_1 = \frac{L - \sigma RLC}{RCV_{in}}$$

$$\alpha_2 = \frac{L - \sigma RLC - R^2C}{R^2CV_{in}}$$

Considérons la fonction de Lyapounov définie par :

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (\text{II.26})$$

Pour assurer la stabilité du système et rendre la surface de glissement attractive, la dérivée temporelle de V doit être négative. Cette condition mène à :

$$s\dot{s} = s \left(\frac{V_{in}}{LC} u_c \right) \quad (\text{II.27})$$

Pour satisfaire cette condition, la commande de commutation u_c est définie comme :

$$u_c = -k \text{sign}(s) \quad (\text{II.28})$$

La simulation de la commande d'un convertisseur abaisseur est utilisée pour illustrer les performances de ce type de commande.

II.3.1.2 Résultats de simulation

Les résultats de simulation sont donnés pour un convertisseur abaisseur, présentant des éléments parasitiques, dont les paramètres sont donnés dans la table II.1

Table II.1: Paramètres du convertisseur DC-DC abaisseur.

C	$1mF$
L	$1mH$
R	10Ω
V_{in}	$12V$

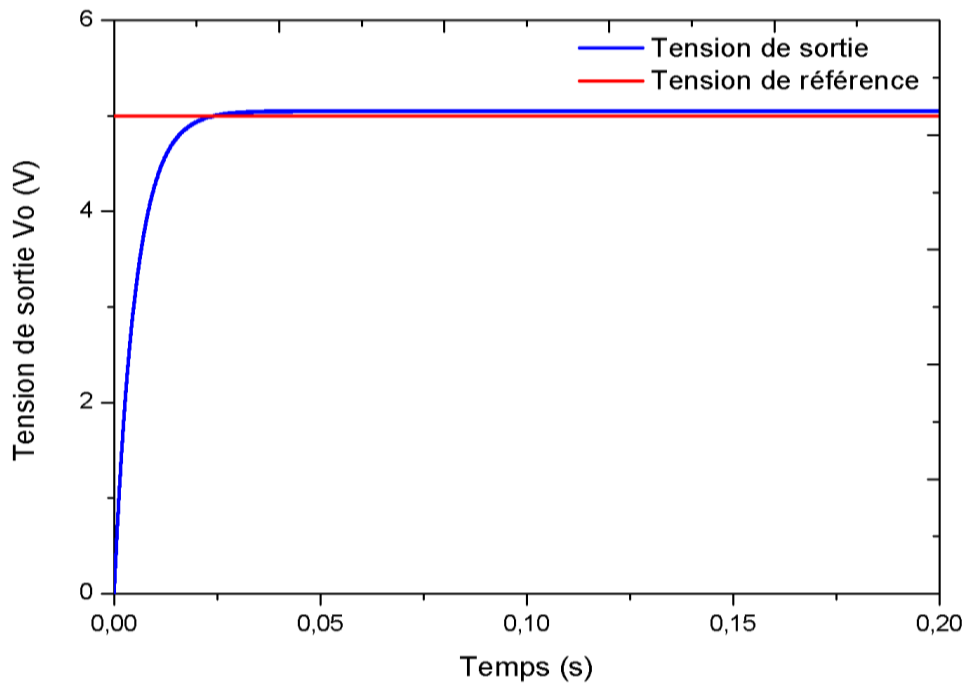


Fig. II.3. Evolution de la tension de sortie.

Les valeurs parasites utilisées sont :

$$R_L = 48.5 \text{ m}\Omega, R_m = 1.8 \Omega, R_C = 13 \text{ m}\Omega, V_d = 0.82 \text{ V}.$$

a) Fonctionnement nominal pour une tension de référence de 5 volts.

On remarque qu'il y a un bon suivi de la tension de référence, malgré une petite erreur en régime dynamique égale à 0.5 volt comme présenté dans les Fig. II.3 et II.4.

Le temps de réponse est d'environ 0.025s.

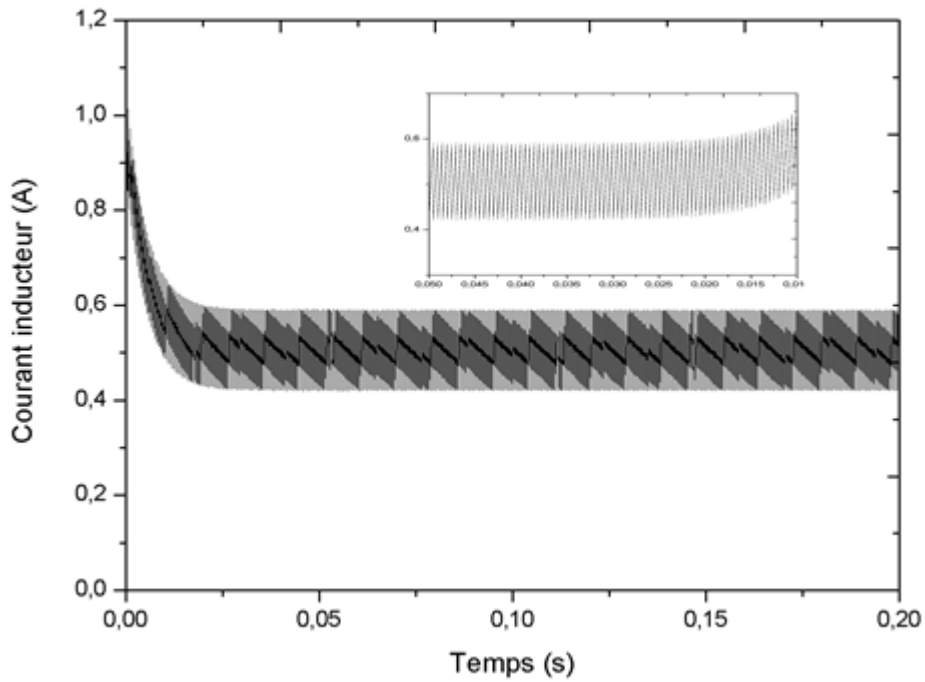


Fig. II.4. Evolution du courant de l'inducteur.

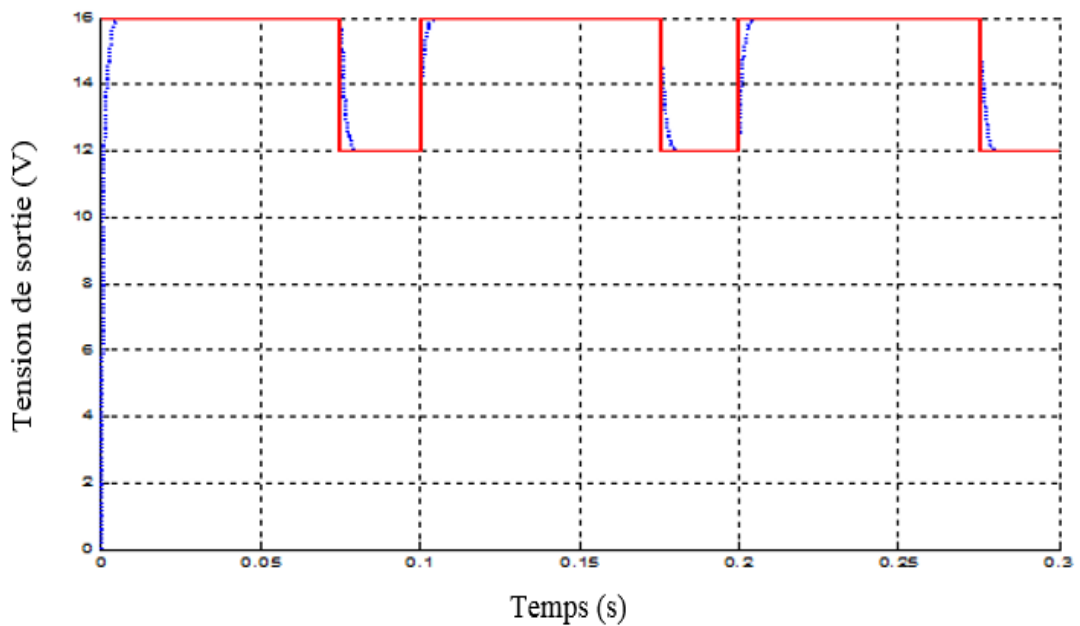


Fig. II.5. Evolution de la tension de sortie.

b) Variation alternée de la tension de référence de 16 à 12 volts.

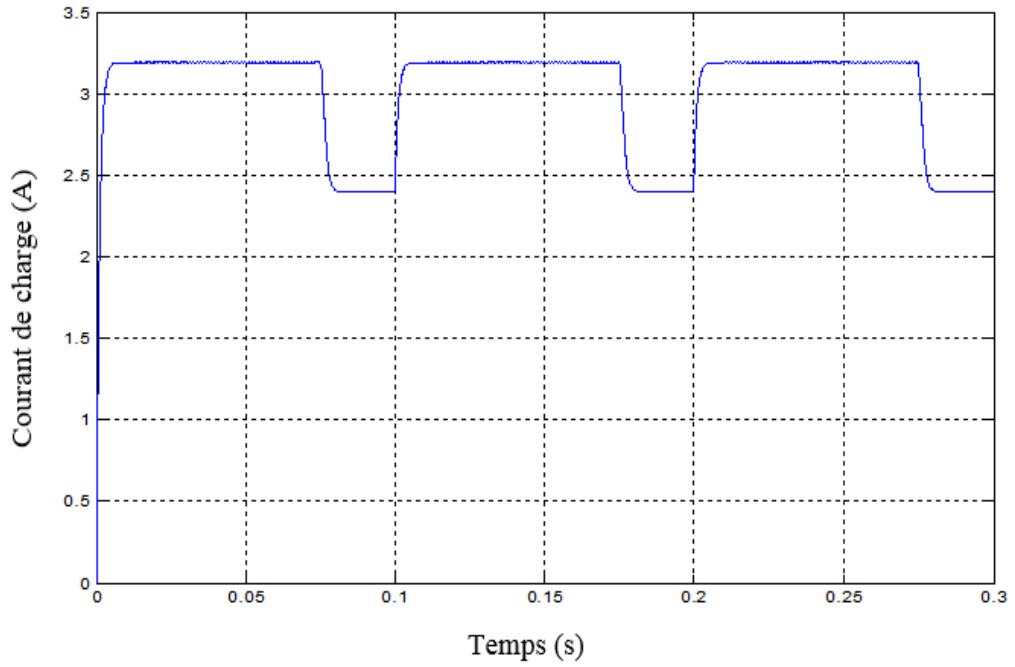


Fig. II.6. Evolution du courant de charge.

c) Variation alternée de la charge de 10 à 50 ohms pour une tension de référence de 10V.

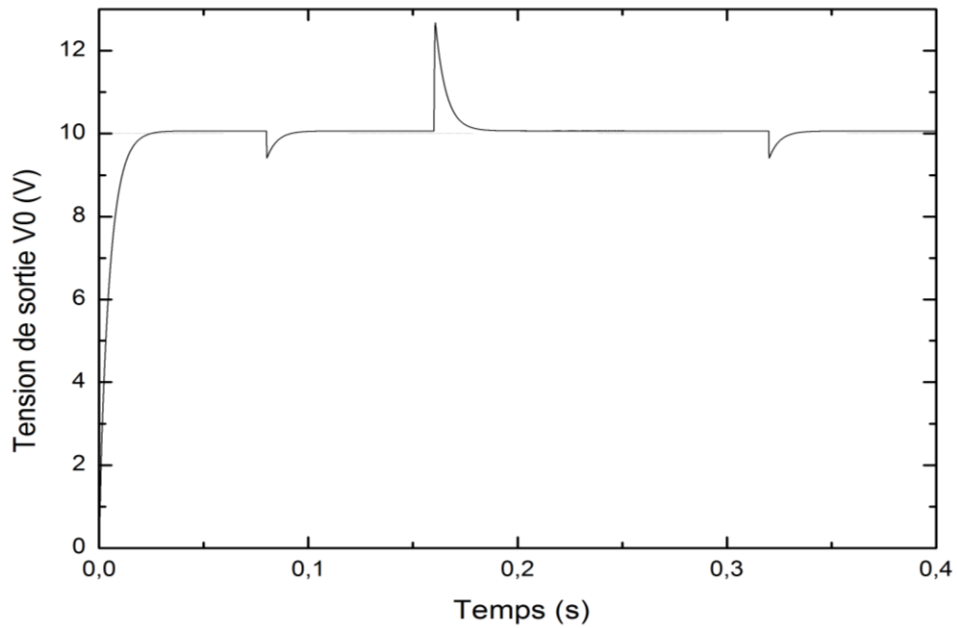


Fig. II.7. Evolution de la tension de sortie.

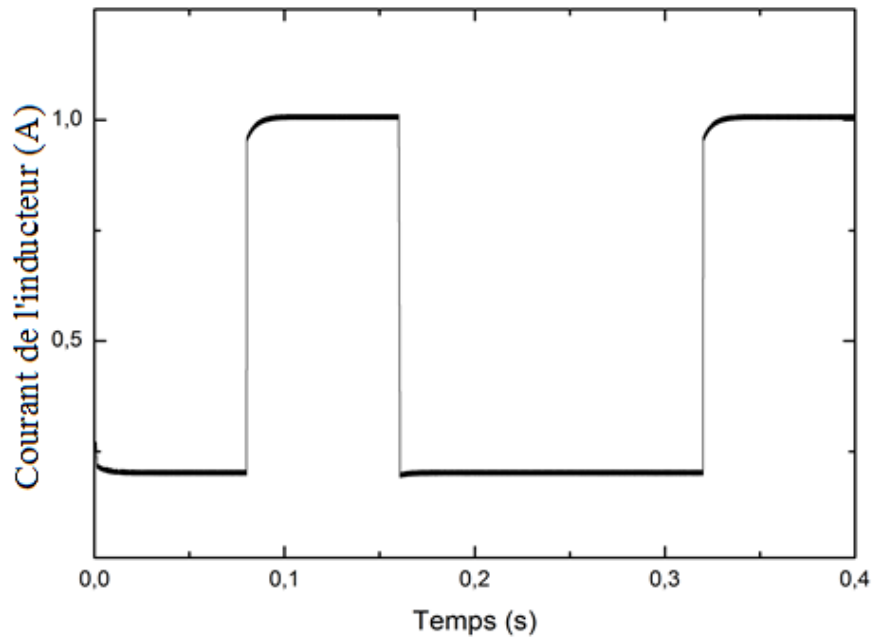


Fig. II.8. Evolution du courant de l'inducteur.

d) Variation alternée de la tension de référence de 14 à 10 à 14 à 10 volts et variation de charge entre 5 et 2.5 ohms.

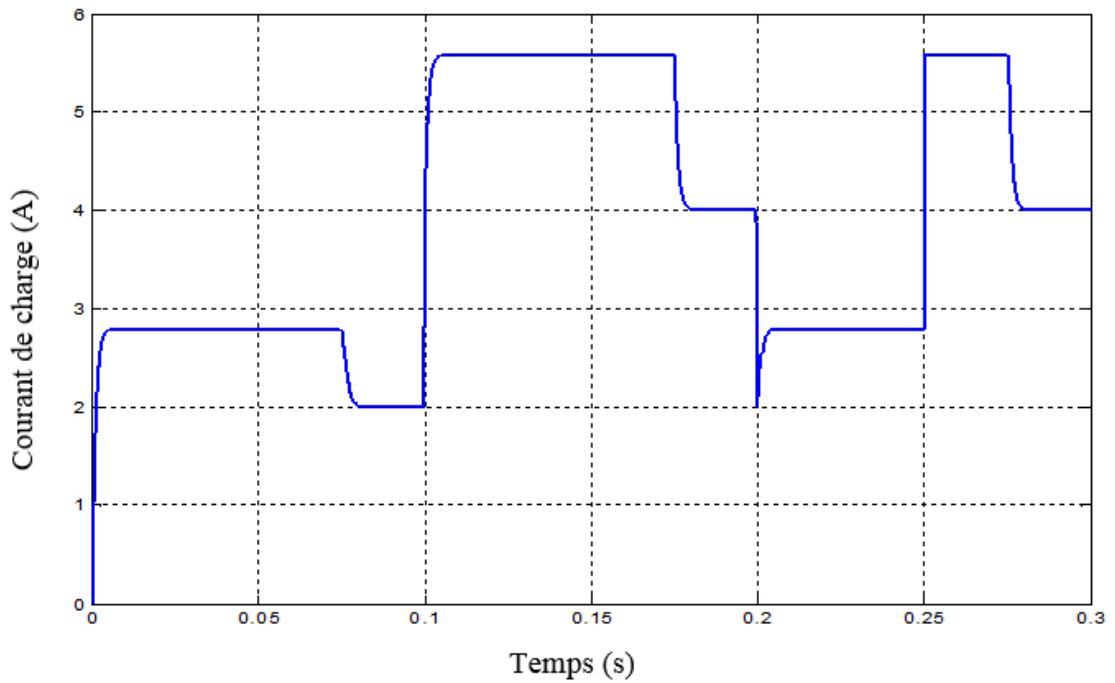


Fig. II.9. Evolution du courant de charge.

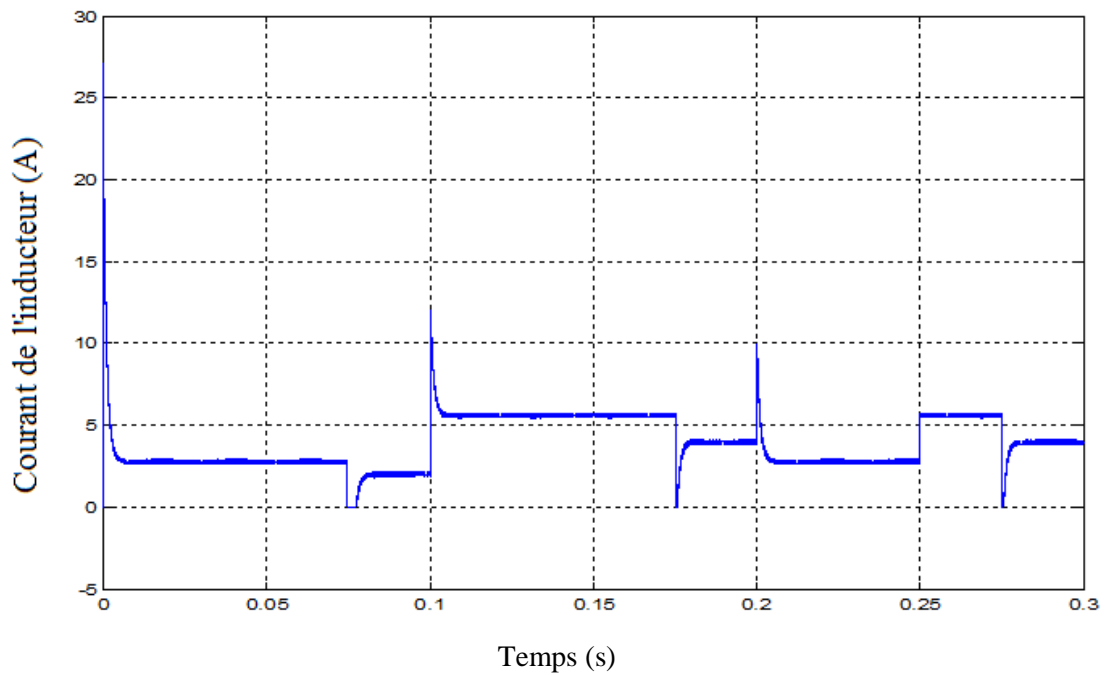


Fig. II.10. Evolution du courant de l'inducteur.

Différents scénarios ont été utilisés pour tester la robustesse de la commande par mode glissant classique et les résultats de simulation sont illustrés dans les figures Fig. II.5 et Fig. II.6. On peut y observer une bonne poursuite du signal de référence qui varie de 16 à 12 à 16 à 12 volts par la tension de sortie. Le courant de charge du convertisseur abaisseur par commande **SMC** avec variation de la tension de référence de 16 à 12 à 16 à 12 volts est montré en Fig. II.6.

Un autre test est réalisé dans le but d'évaluer les performances en robustesse en faisant varier de façon alternée la tension de référence de 14 à 10 à 14 à 10 volts simultanément avec une variation de charge entre 5 et 2.5ohms.

Les figures Fig. II.9 et Fig. II.10 illustrent un bon suivi et ce malgré les conditions de test extrêmes utilisées, à savoir une variation de référence ayant lieu simultanément avec une variation de charge.

II.3.2 Commande par mode glissant d'un convertisseur survolteur

Les équations dynamiques d'un convertisseur élévateur en mode de conduction continue s'écrivent :

$$\begin{cases} \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C}(1-u)i_L - \frac{V_o}{RC} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}V_{in} - \frac{1}{L}V_o(1-u) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Afin d'améliorer les performances du contrôleur, [Hij 09] a proposé d'étudier un mode de contrôle basé sur une surface de glissement qui implique aussi bien le courant inducteur que la

tension de sortie. En choisissant le point d'équilibre désiré comme : $\left(V_{ref}, I_{ref} = \frac{V_{ref}^2}{V_{in} R} \right)$, alors

une surface de glissement pourra être choisie comme :

$$s = K_1 (V_o - V_{ref}) + K_2 (i_L - i_{ref}) \quad (\text{II.30})$$

où K_1, K_2 sont des constantes positives et

$$i_{ref} = \frac{V_{ref} V_o}{V_{in} R} \quad (\text{II.31})$$

Les coefficients de glissement K_1 et K_2 doivent être choisis pour assurer l'existence du mode glissant autour du point d'équilibre désiré.

II.3.2.1 Conditions d'existence

En réécrivant le modèle du convertisseur survolteur (II.29) dans l'espace d'état, et en considérant l'origine comme point d'équilibre, on aura :

$$\begin{cases} C \frac{dx_1}{dt} = (1-u)(x_2 + I_{ref}) - \frac{x_1 + V_{ref}}{R} \\ L \frac{dx_2}{dt} = V_{in} - (1-u)(x_1 + V_{ref}) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

où $x_1 = V_o - V_{ref}$; $x_2 = i_L - I_{ref}$

En remplaçant i_{ref} par son expression (II.31) dans l'expression (II.30), on obtient :

$$\begin{aligned} s &= K_1 (V_o - V_{ref}) + K_2 i_L - \frac{K_2 V_{ref} V_o}{R V_{in}} \\ &= \left(K_1 - \frac{K_2 V_{ref}}{R V_{in}} \right) (V_o) + K_2 i_L - K_1 V_{ref} \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

En écrivant cette dernière équation dans le nouveau système de coordonnées (x_1, x_2) , on obtient :

$$\begin{aligned} s &= \left(K_1 - \frac{K_2 V_{ref}}{R V_{in}} \right) (x_1) + \left(K_1 - \frac{K_2 V_{ref}}{R V_{in}} \right) (V_{ref}) + K_2 x_2 + K_2 I_{ref} - K_1 V_{ref} \\ &= K_1' x_1 + K_2 x_2 \end{aligned} \quad (\text{II.34})$$

où $K_1' = K_1 - \frac{K_2 V_{ref}}{R V_{in}}$

En assumant que la condition $s\dot{s} < 0$ est satisfaite pour $u = 0$ et $u = 1$, on peut déduire que la surface de glissement est régie par les inégalités [Hij 09] :

$$\begin{cases} x_1 \left[-\frac{K'_1}{RC} - \frac{K_2}{L} \right] + \frac{x_2 K'_1}{C} + K_2 \left[\frac{V_{in}}{L} - \frac{V_{ref}}{L} \right] - K'_1 \left[\frac{V_{ref}}{RC} - \frac{I_{ref}}{C} \right] < 0 \\ -\frac{K'_1 x_1}{RC} + \frac{K_2 V_{in}}{L} - \frac{K'_1 V_{ref}}{RC} > 0 \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

En se basant sur ces inégalités et pour assurer l'existence du mode glissant autour du point d'équilibre $(x_1 = 0, x_2 = 0)$, la condition suivante doit être satisfaite [Hij 09] :

$$\frac{K'_1}{K_2} < \frac{RCV_{in}}{LV_{ref}} \quad (\text{II.36})$$

II.3.2.2 Analyse de la stabilité

En considérant le modèle d'espace d'état (II.32), la surface de glissement (II.33) et $\dot{s} = 0$, le contrôle équivalent qui doit être appliqué au système est donné par :

$$u_{eq} = 1 - \frac{\frac{V_{in}}{L} - \frac{K'_1(x_1 + V_{ref})}{K_2 RC}}{x_1 + V_{ref} - \frac{K'_1(x_2 + I_{ref})}{K_2 C}} \quad (\text{II.37})$$

En substituant (II.37) dans le modèle d'espace d'états (II.32), on déduit la dynamique de x_1 :

$$\dot{x}_1 = \frac{V_{in} \left(I_{ref} - \frac{K'_1}{K_2} x_1 \right) - \frac{(x_1 + V_{ref})^2}{R}}{C(x_1 + V_{ref}) - L \left(I_{ref} - \frac{K'_1}{K_2} x_1 \right) \left(\frac{K'_1}{K_2} \right)} \quad (\text{II.38})$$

En considérant une fonction candidate de Lyapounov de la forme $V = \frac{x_1^2}{2}$, alors on a : $\dot{V} = x_1 \dot{x}_1$

telle que :

$$\dot{V} = -x_1^2 \frac{V_{in} \frac{K_1}{K_2} + \frac{V_{ref}}{R} + \frac{V_o}{R}}{C(x_1 + V_{ref}) - L \left(I_{ref} - \frac{K'_1}{K_2} x_1 \right) \left(\frac{K'_1}{K_2} \right)} \quad (\text{II.39})$$

La condition qui permet de garantir $\dot{V} < 0$ est ainsi obtenue :

$$C(x_1 + V_{ref}) - L \left(I_{ref} - \frac{K'_1}{K_2} x_1 \right) \left(\frac{K'_1}{K_2} \right) > 0 \Rightarrow x_1 > \frac{L \left(\frac{V_{ref}^2}{RV_{in}} \right) \frac{K'_1}{K_2} - CV_{ref}}{C + L \left(\frac{K'_1}{K_2} \right)^2} \quad (\text{II.40})$$

En tenant compte des limitations de la région de glissement définies par (II.35) et de la condition d'existence (II.36), la condition (II.40) est toujours satisfaite le long de la zone de glissement de la surface de commutation. Le système est asymptotiquement stable.

II.3.2.3 Résultats de simulation

Le convertisseur élévateur contrairement au convertisseur abaisseur est un dispositif assez instable dont la modélisation et le contrôle sont assez délicats. L'application de la commande par mode glissant utilisée dans cette simulation indique une erreur statique assez importante comme le montre Fig. II.11 lorsqu'il est soumis à une variation de charge de 100%. La même remarque peut être faite lors du test de la variation de la tension de référence car une erreur statique subsiste en régime permanent comme illustré en Fig. II.14, d'où l'opportunité d'utiliser les approches intégrales.

Les figures Fig. II.13, 15 et 16 montrant les évolutions de courant confirment le maintien du convertisseur en mode de conduction.

a) Variation de charge de 30 à 60Ω pour une tension de référence $V_{ref}=48V$.

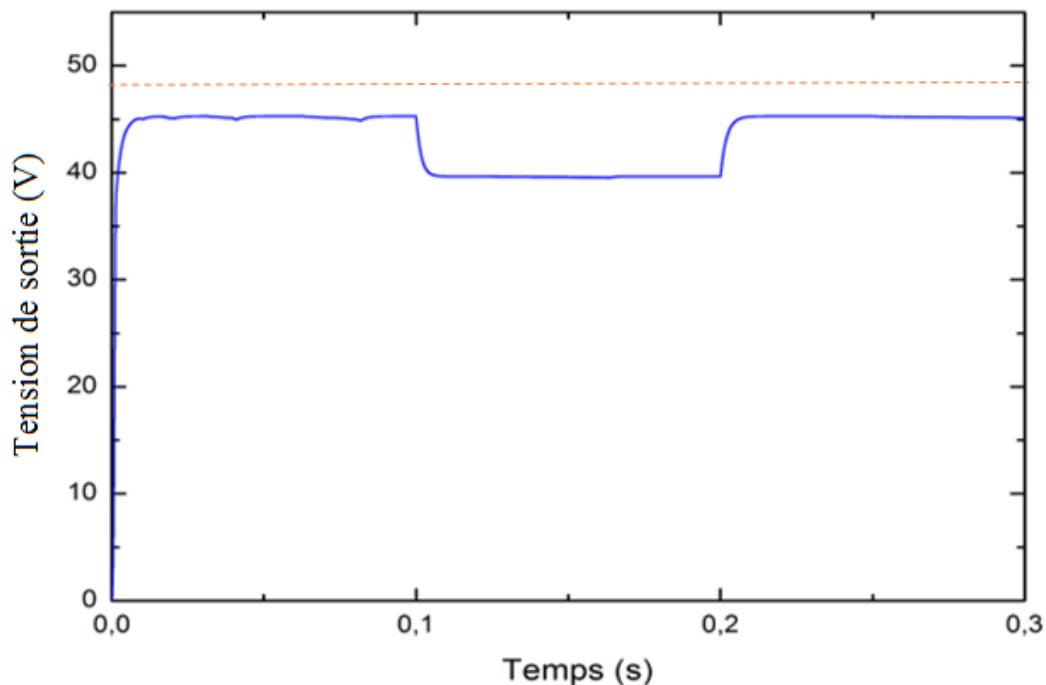


Fig. II.11. Evolution de la tension de sortie.

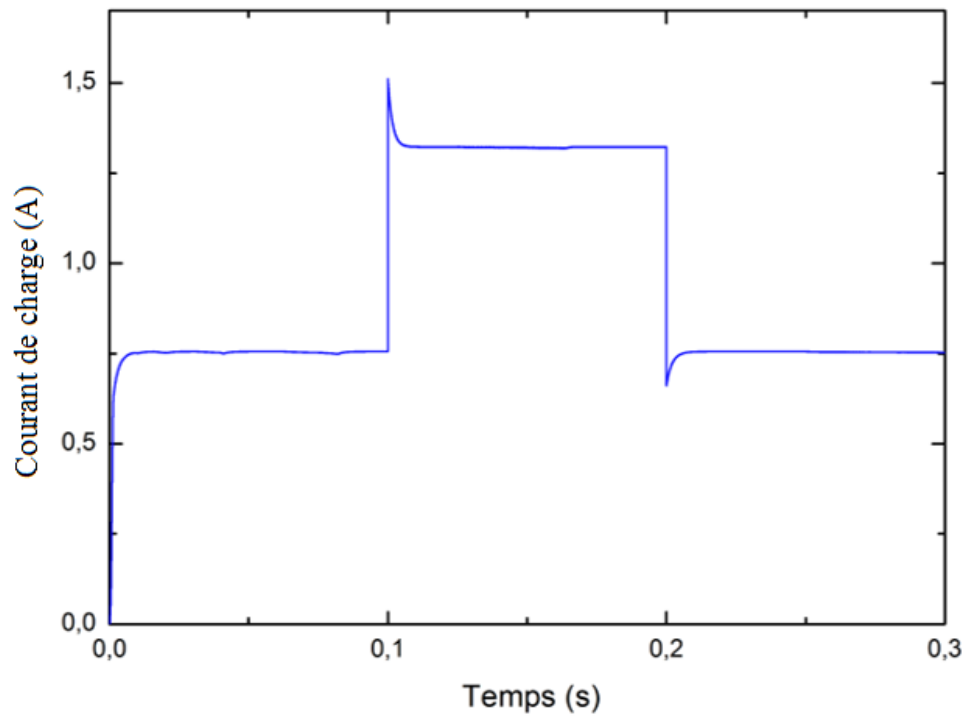


Fig. II.12. Evolution du courant de charge.

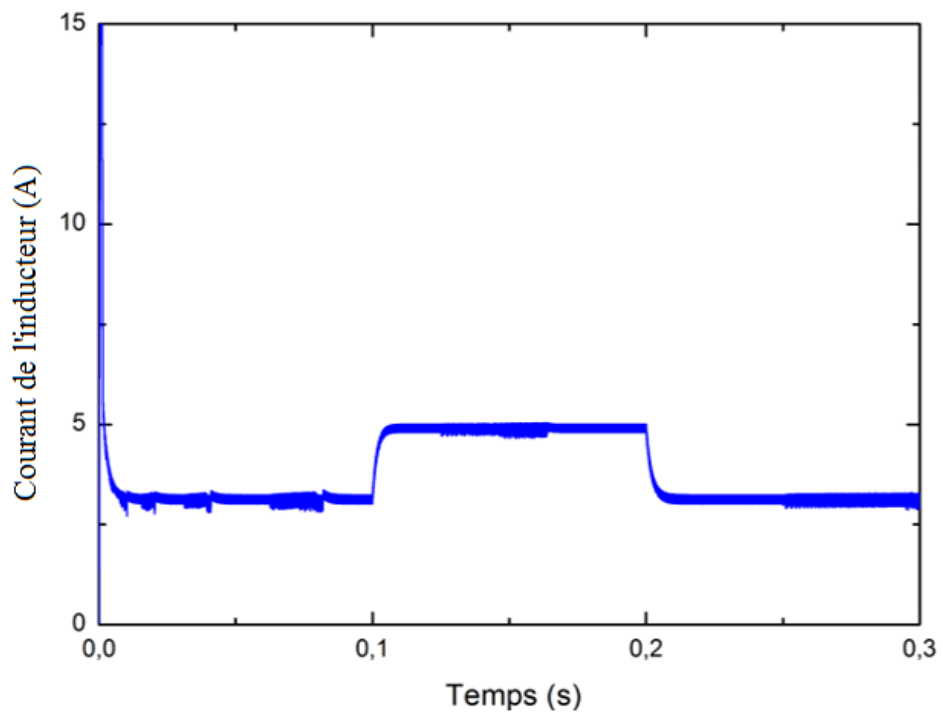


Fig. II.13. Evolution du courant d'inducteur.

b) Variation de la tension de référence de 30-48 V.

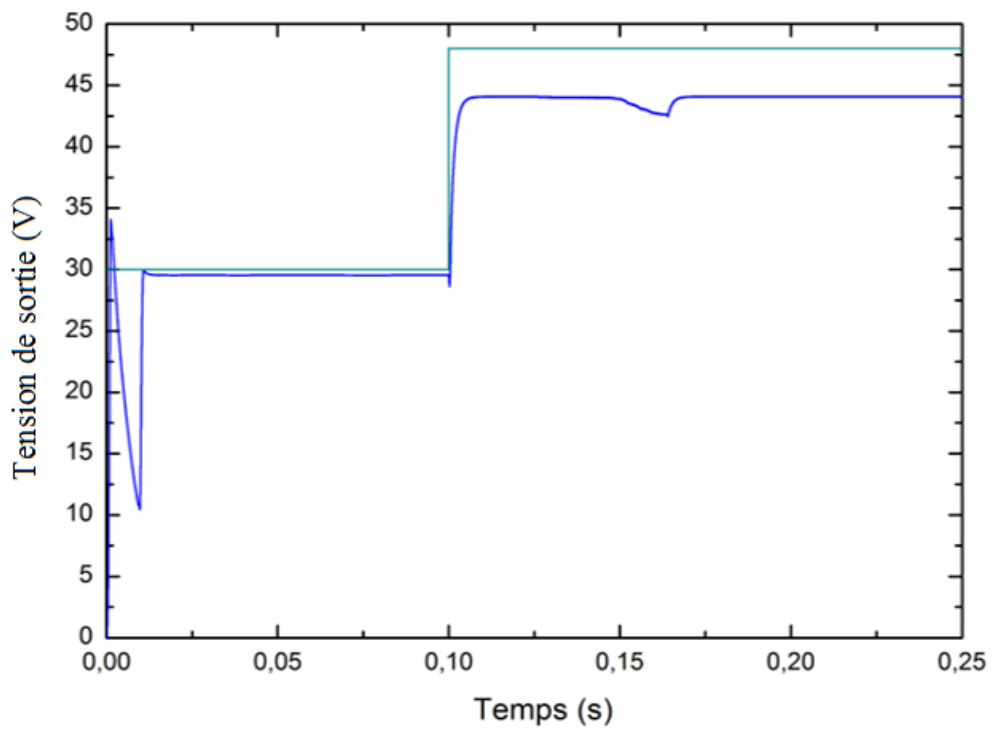


Fig. II.14. Evolution de la tension de sortie.

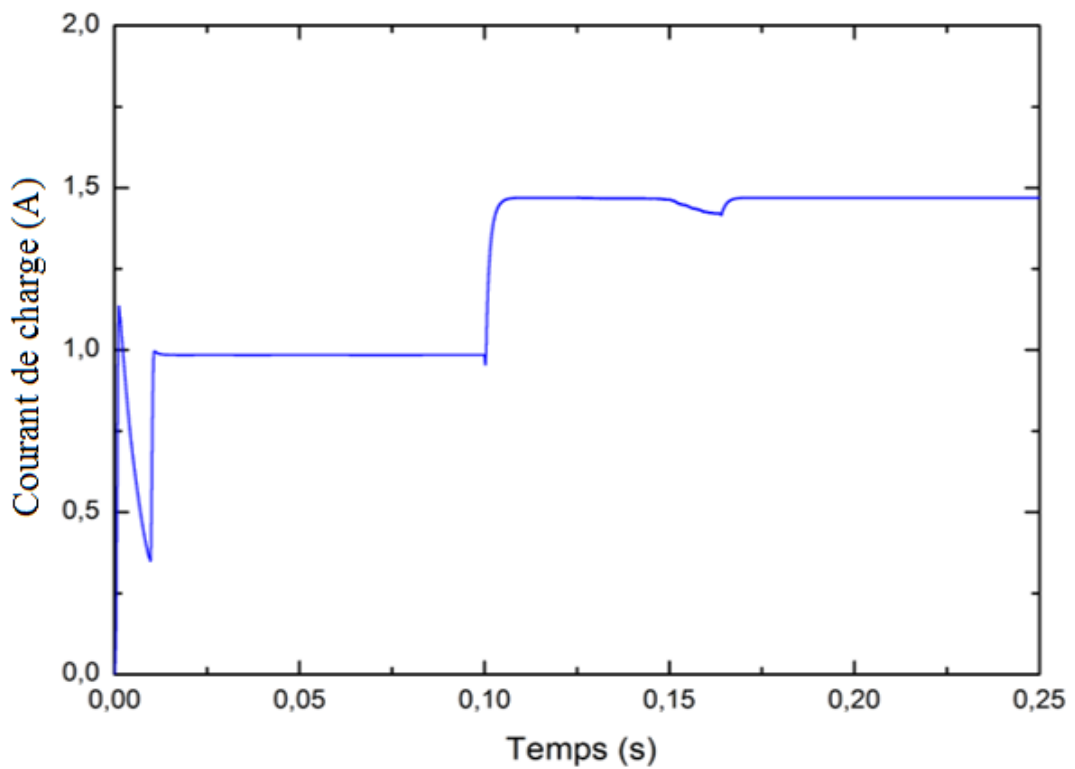


Fig. II.15. Evolution du courant de charge.

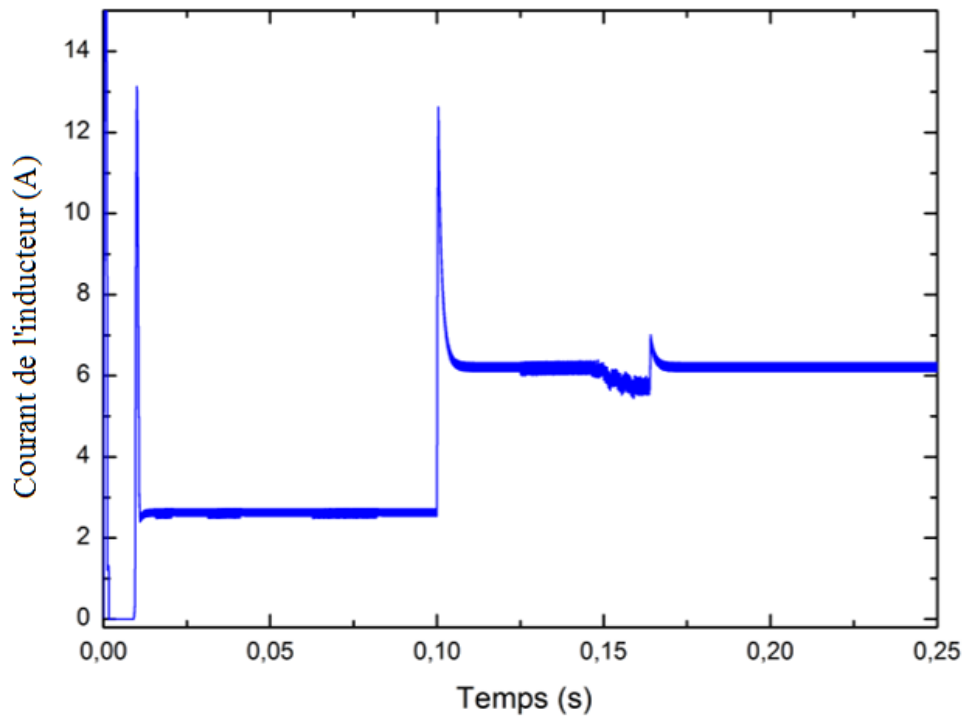


Fig. II.16. Evolution du courant d'inducteur.

La commande par mode glissant ayant été choisie dans le contrôle des convertisseurs de base et ses résultats de simulation présentés et discutés on abordera dans la section subséquente le contrôle synergétique.

II.4 Principes de la commande synergétique

II.4.1 Introduction

L'avantage primordial de la commande synergétique (SC) par rapport à la commande par mode glissant est que sa loi de commande est continue et n'induit donc aucun problème de broutement, inconvénient majeur de la commande SMC limitant pendant longtemps son implémentation hard sur des applications pratiques [San 03].

Ces deux techniques partagent les propriétés de la réduction de l'ordre et du découplage mais contrairement au mode glissant (SMC), la commande synergétique convient à l'implémentation, car n'exigeant pas une bande passante importante du signal de commande [San 04]. Récemment cette théorie a été appliquée avec succès dans le domaine de l'électronique de puissance. Son application à un convertisseur élévateur a été présentée dans [San 03], et quelques aspects pratiques concernant la simulation et le hardware ont été discutés dans [San 04] [Kon 04]. Parmi les applications pratiques réussies figure le chargeur de batteries [Jia 04].

La commande synergétique ne requiert pas la linéarisation du modèle. Elle utilise une

macro-variable qui peut être fonction de deux ou plusieurs variables d'état du système. Un choix adéquat de la macro-variable garantit les performances requises [Hak 97][San03].

II.4.2 Synthèse de la commande synergétique [Jia 09][Kol 02]

Soit un système non linéaire défini par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, u, t) \quad (\text{II.41})$$

où x , u et t représentent respectivement le vecteur d'état du système, le vecteur de commande et le temps.

La synthèse du contrôleur synergétique débute par le choix d'une macro-variable Ψ par le concepteur, afin de satisfaire le cahier des charges et prendre en considération d'éventuelles contraintes de contrôle. Elle est définie par :

$$\Psi = \psi(x, t) \quad (\text{II.42})$$

où Ψ est la macro-variable et $\psi(x, t)$ une fonction des variables d'état et du temps définie par l'utilisateur. L'objectif de la commande synergétique est de forcer le système à évoluer sur le domaine choisit au préalable par le concepteur :

$$\Psi = 0 \quad (\text{II.43})$$

La macro-variable peut être choisie par le concepteur, selon certains paramètres tels que l'objectif de la commande, le temps de réponse, limitations de la commande, etc. La macro-variable peut être une combinaison linéaire des variables d'état, et elle est forcée d'évoluer d'une façon désirée exprimée par une contrainte telle que :

$$\tau \dot{\Psi} + \Psi = 0, \quad \tau > 0 \quad (\text{II.44})$$

où τ est un paramètre de contrôle qui indique la vitesse de convergence du système en boucle fermée vers le domaine indiqué.

En tenant compte de la chaîne de la différentiation qui est donnée par :

$$\frac{d\psi(x, t)}{dt} = \frac{\partial \psi(x, t)}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (\text{II.45})$$

La substitution de (II.41) et de (II.45) dans (II.44) permet d'écrire :

$$\tau \frac{\partial \psi(x, t)}{\partial x} \cdot f(x, u, t) + \psi(x, t) = 0 \quad (\text{II.46})$$

En résolvant (II.46) pour u , la loi de commande peut être trouvée comme :

$$u = g(x, t, \psi(x, t), \tau) \quad (\text{II.47})$$

Il apparaît clairement de l'équation précédente que la commande dépend non seulement des variables d'état du système, mais également de la macro-variable et de la constante de temps τ choisies. En d'autres termes, le concepteur peut choisir les caractéristiques du contrôleur en spécifiant une macro-variable appropriée et une constante de temps adéquate τ .

En synthétisant le contrôleur, chaque domaine introduit une nouvelle contrainte dans le domaine de l'espace d'état et réduit ainsi l'ordre du système d'un degré, tout en allant dans la direction de la stabilité globale. Dans la synthèse du contrôleur synergétique montré ci-dessus, il est clair que le contrôleur synergétique agit sur le système non linéaire entier et une linéarisation ou une simplification du modèle n'est pas nécessaire.

Par le choix approprié des macro-variables, le concepteur peut obtenir les caractéristiques intéressantes suivantes pour le système final [Jia 09][Li 02]:

- Stabilité globale
- Insensibilité vis-à-vis des paramètres
- Suppression du bruit.

Cette technique sera maintenant utilisée dans la commande des convertisseurs.

II.5 Commande synergétique d'un convertisseur dévolteur (SC)

II.5.1 Détermination de la commande

Le modèle dynamique d'un convertisseur DC-DC abaisseur en mode de conduction continu décrit par (I.13) est rappelé ainsi pour convenance :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{V_{in}}{LC} u \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

L'objectif de la loi de commande est de forcer la tension de sortie du circuit à suivre une tension de référence spécifiée tout en restreignant les trajectoires du système à opérer selon le choix de la contrainte imposée (II.44).

Définissons tout d'abord l'erreur de poursuite et sa dérivée comme :

$$\begin{cases} e = x_1 - V_{ref} \\ \dot{e} = x_2 \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

où V_{ref} est la tension de sortie désirée, x_1 la tension aux bornes du condensateur C et x_2 sa dérivée par rapport au temps.

La macro-variable $\psi(e)$ est exprimée par :

$$\psi = \lambda e + \dot{e} \quad (\text{II.50})$$

où λ est une constante positive choisie par le concepteur.

L'évolution dynamique des macro-variables conduit les trajectoires du système à évoluer selon une façon appropriée exprimée par une contrainte choisie par le concepteur comme indiquée par l'équation :

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

τ est une constante qui indique la vitesse de convergence du système en boucle fermée vers l'attracteur désiré.

En différentiant la macro-variable (II.50) et en tenant compte de (II.49), on aboutit à (II.52) :

$$\dot{\psi} = \lambda x_2 + \dot{x}_2 \quad (\text{II.52})$$

La combinaison des équations (II.48), (II.51) et (II.52), mène à (II.53) :

$$\lambda x_2 - \frac{1}{LC} x_1 - \frac{1}{RC} x_2 + \frac{V_{in}}{LC} u_{sc} = -\frac{\psi}{\tau} \quad (\text{II.53})$$

En résolvant pour la loi de commande u_{sc} , on obtient :

$$u_{sc} = \left[-\frac{\psi}{\tau} + \frac{1}{LC} x_1 + \left(\frac{1}{RC} - \lambda \right) x_2 \right] \left(\frac{V_{in}}{LC} \right)^{-1} \quad (\text{II.54})$$

II.5.2 Résultats de simulation

Les paramètres du convertisseur abaisseur utilisés sont :

Table II.2: Paramètres du convertisseur DC-DC abaisseur [Zer 18]

C	$120 \mu F$
L	$1 mH$
R	10Ω
V_{in}	$48V$

a) Fonctionnement nominal pour $V_{ref}=12V$

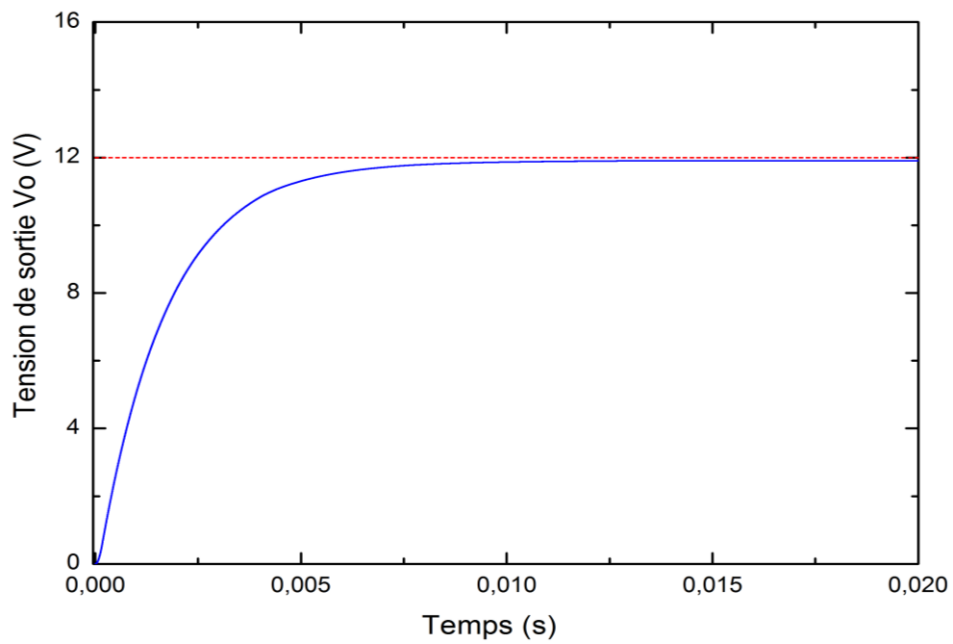


Fig. II.17. Evolution de la tension de sortie.

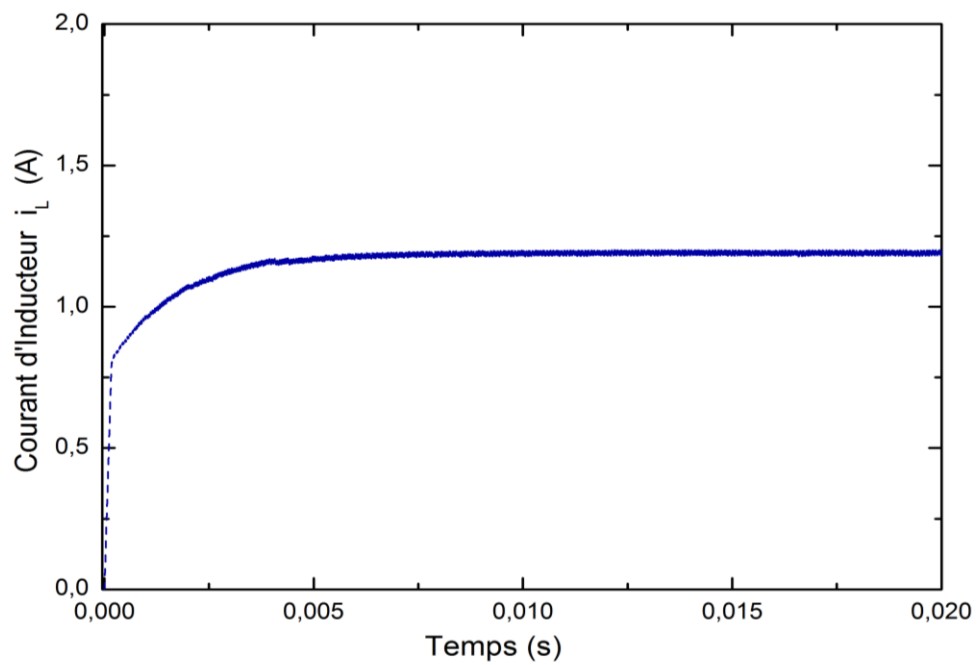


Fig. II.18. Evolution du courant de l'inducteur.

b) Variation de la référence de 12V à 30V à 5V.

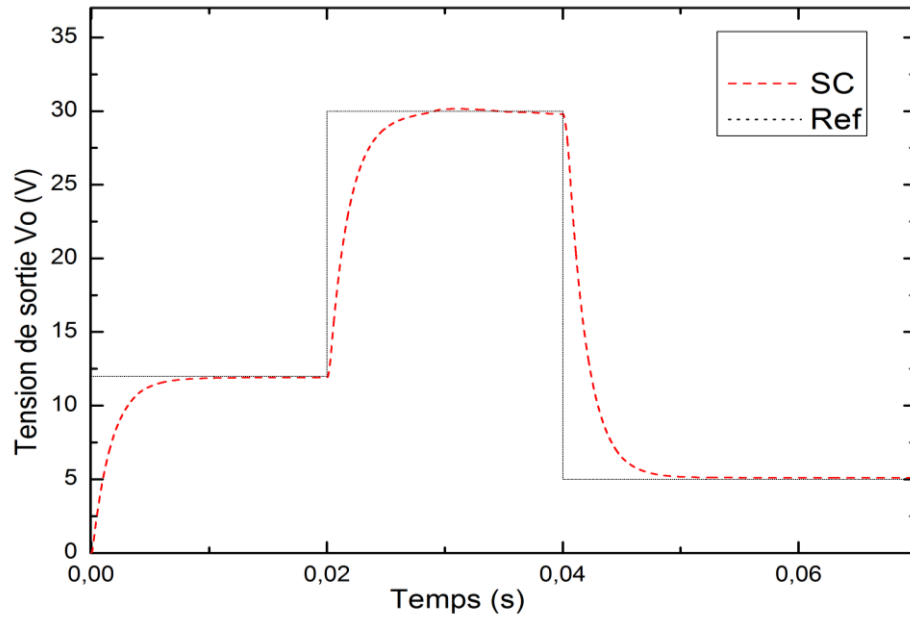


Fig. II.19. Evolution de la tension de sortie.

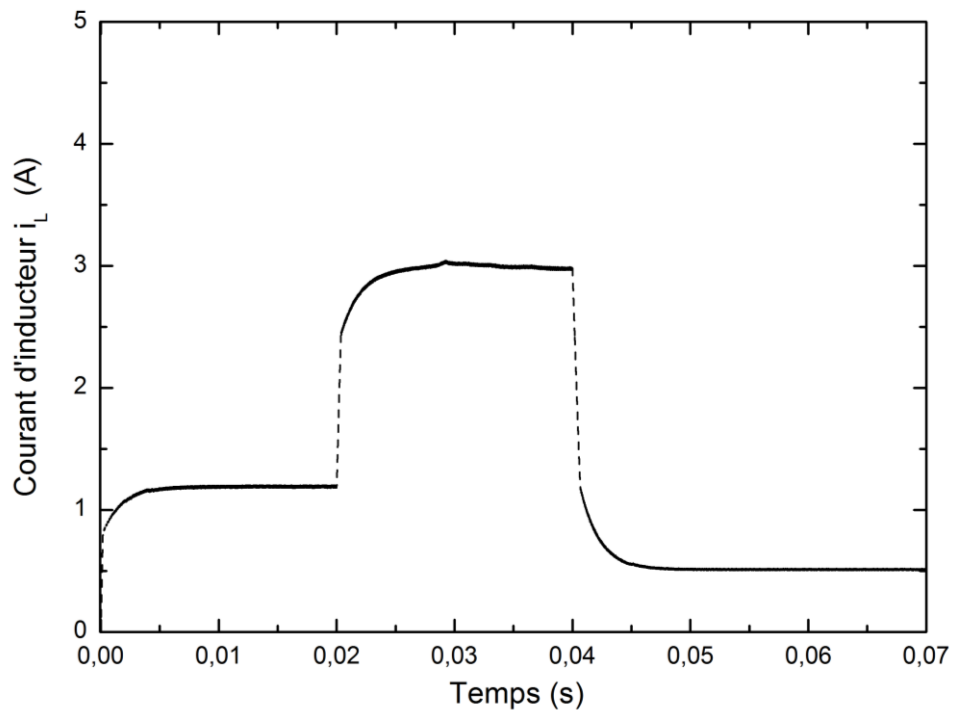


Fig. II.20. Evolution du courant d'inducteur.

c) Variation de la charge de 10 à 15 puis à 5Ω pour $V_{ref}=24V$.

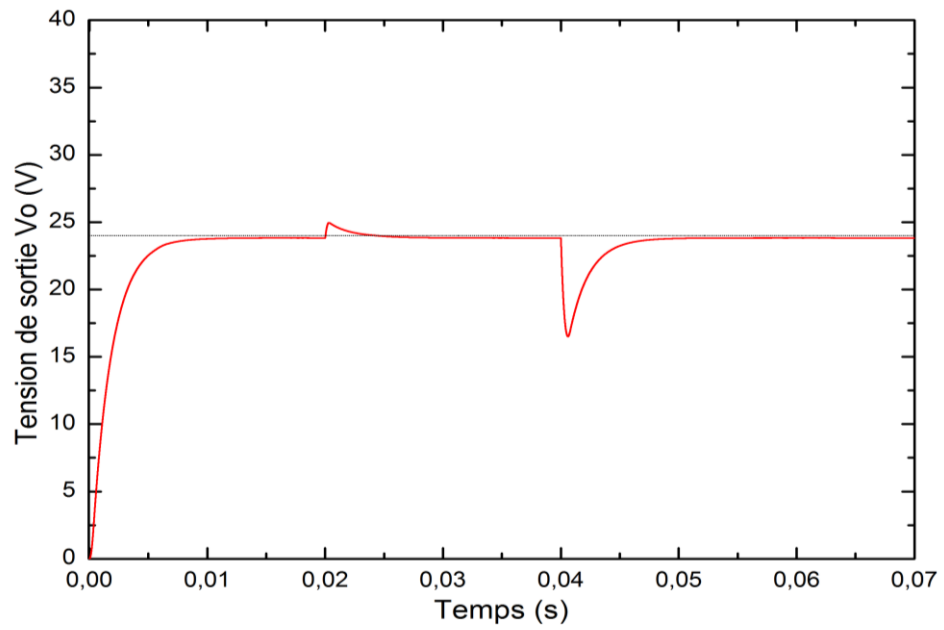


Fig. II.21. Evolution de la tension de sortie.

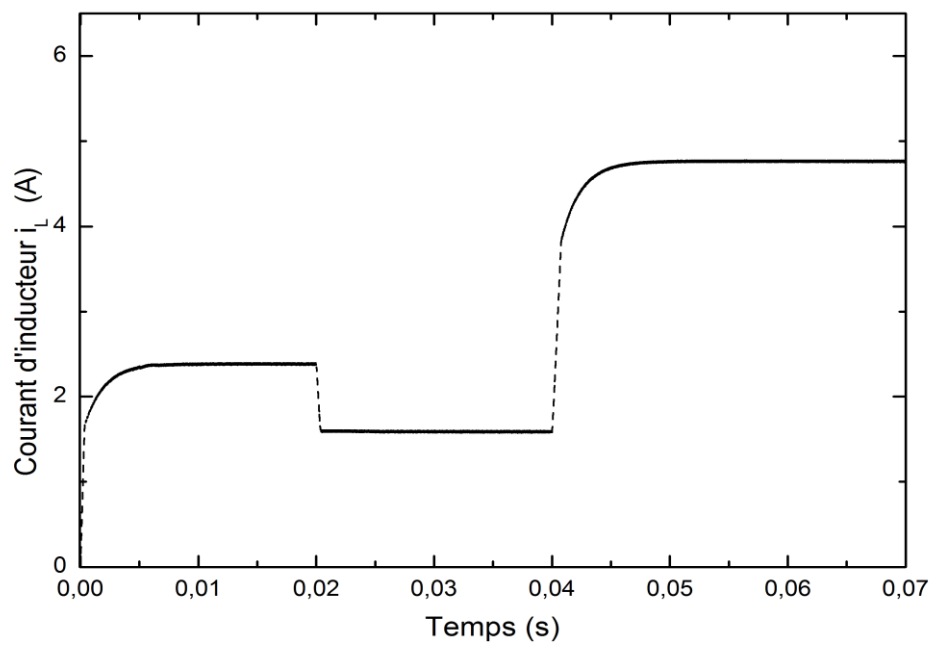


Fig. II.22. Evolution du courant de l'inducteur.

d) Variation de la tension d'entrée de 40 à 30 à 24V.

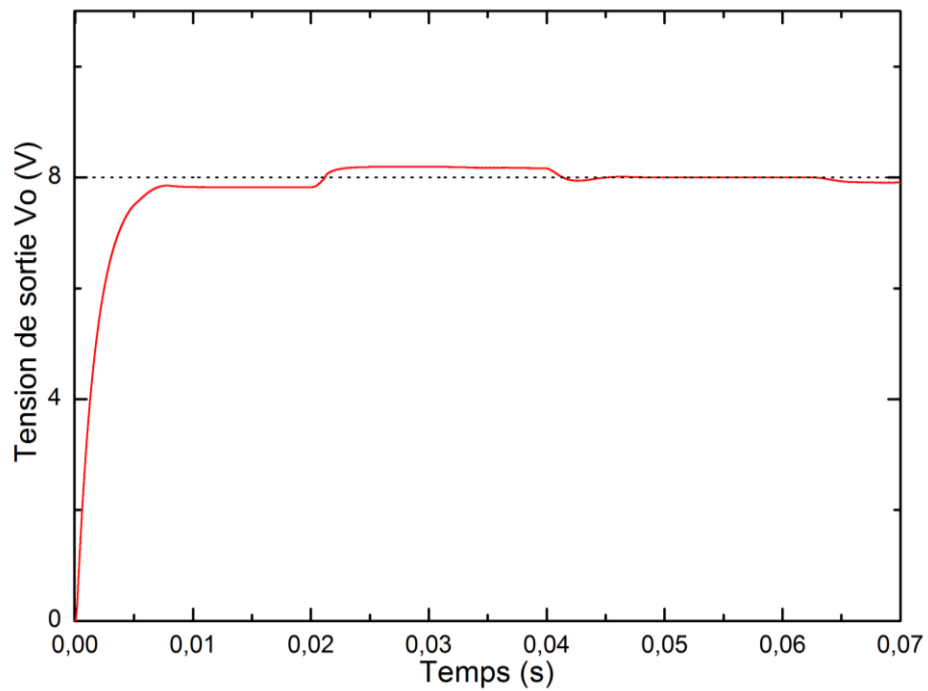


Fig. II.23. Evolution de la tension de sortie.

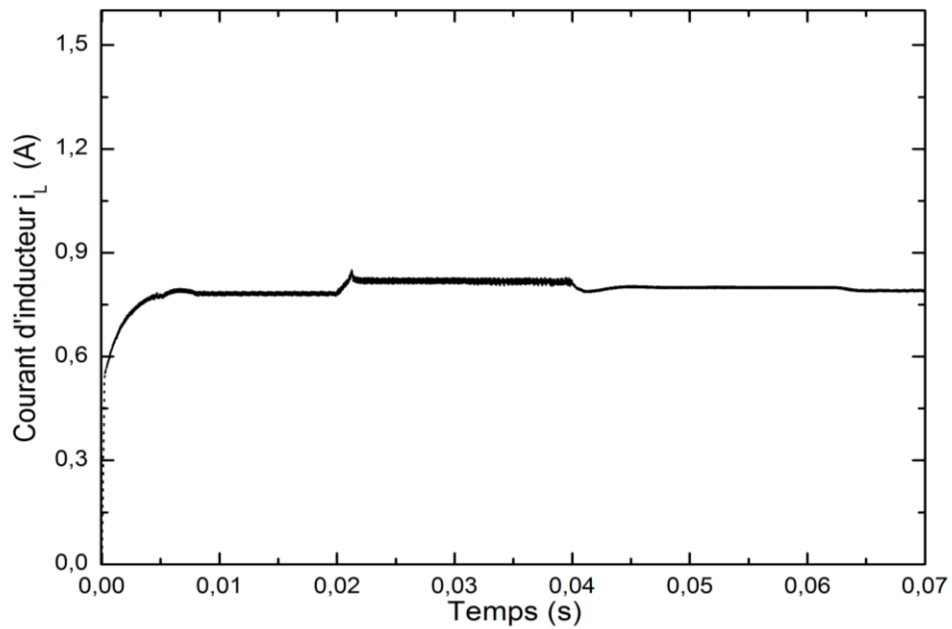


Fig. II.24. Evolution du courant inducteur.

Différents scénarios ont été utilisés pour tester la robustesse de la commande synergétique classique et les résultats de simulation sont illustrés dans les figures Fig. II.19-Fig. II.24.

On peut observer en Fig. II.19 une bonne poursuite du signal de référence, qui varie de 12 à 30 puis à 5volts, de la tension de sortie. Le courant d'inducteur du convertisseur abaisseur par commande **SC** avec variation de la référence de 12 à 30 à 5 volts est montré en Fig. II.20. Il est clair que ce dernier varie d'une manière continue.

Un autre test est réalisé dans le but d'évaluer les performances en robustesse en faisant varier la charge de 10 à 15 à 5 ohms. Les figures Fig. II.21 et Fig. II.22 illustrent un bon suivi aussi bien de la tension de sortie que du courant d'inducteur.

Les figures II.23 et II.24, montrent respectivement les évolutions de la tension de sortie et du courant inducteur pour une variation de la tension d'entrée de 24 à 48 puis à 12V tout en maintenant la référence égale à 12 V. On remarque que la réponse du convertisseur est rapide aux perturbations au niveau de la ligne et il est confirmé à travers ces figures que le convertisseur est bien en mode de conduction continue.

II.6 Commande synergétique d'un convertisseur survolteur

Le comportement dynamique du convertisseur DC-DC de type survolteur dans le cas où l'interrupteur de puissance S est fermé ou ouvert peut être représenté par les équations d'états suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L}(1-u) + \frac{1}{L}V_{in} \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C}(1-u) - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

$$0 \leq u \leq 1 \quad (\text{II.56})$$

où x_1 représente le courant traversant la bobine, x_2 la tension aux bornes du condensateur et u le rapport cyclique.

II.6.1 Développement de la commande synergétique du convertisseur élévateur

L'objectif est d'obtenir une loi de commande u fonction des variables d'état x_1, x_2 , qui fournit les valeurs requises de la tension de sortie du convertisseur tel que $x_2 = x_{2ref}$, et donc, du courant $x_1 = x_{1ref}$ pour différents modes de fonctionnement [San 04][Kol 02].

Afin de forcer la convergence vers l'état d'équilibre souhaité, ψ est choisie comme une combinaison linéaire des erreurs des variables d'état de sorte que l'origine soit le point de fonctionnement permanent désiré. Donc la forme générale de la macro-variable est :

$$\psi = K^T (x - x_{ref}) \quad (\text{II.57})$$

On choisit $K^T = [k_1 \ 1]$

$$\psi = k_1 (x_1 - x_{1ref}) + (x_2 - x_{2ref}) \quad k_1 : \text{constante} \quad (\text{II.58})$$

Pour un bon fonctionnement du convertisseur DC-DC élévateur, le courant de référence x_{1ref}

peut être calculé par l'équation suivante : $x_{1ref} = \frac{x_{2ref}^2}{RV_{in}}$

La substitution de l'expression (II.58) de ψ dans l'équation (II.44) qui régit l'évolution dynamique de la macro-variable donne :

$$\tau(\dot{x}_2 + k_1 \dot{x}_1) + (x_2 - x_{2ref}) + k_1(x_1 - x_{1ref}) = 0 \quad (\text{II.59})$$

En substituant les dérivées $\dot{x}_2(t)$ et $\dot{x}_1(t)$ de l'équation (II.55) et en résolvant pour u , on aboutit à la loi de commande suivante :

$$u = 1 - \left[\frac{\frac{k_1 V_{in}}{L} - \frac{1}{RC} x_2 + k_1 \frac{(x_1 - x_{1ref})}{\tau} + \frac{(x_2 - x_{2ref})}{\tau}}{\frac{k_1}{L} x_2 - \frac{x_1}{C}} \right]; \quad x_1 \neq 0; \quad x_2 \neq 0; \quad (\text{II.60})$$

Il est à noter que les conditions initiales sont non nulles et que dans cette équation les termes

$\frac{x_2 - x_{2ref}}{\tau}$ et $k_1 \frac{x_1 - x_{1ref}}{\tau}$ s'annulent quand la trajectoire atteint l'attracteur $\psi = 0$.

La loi de commande (II.60) force la trajectoire des variables d'état à satisfaire l'équation (II.44). Selon cette équation, la trajectoire converge vers l'attracteur $\psi = 0$, puis reste sur ce dernier pour tout instant ultérieur. Donc, à partir de ce moment, la trajectoire d'état satisfait l'équation :

$$\psi = k_1 (x_1 - x_{1ref}) + x_2 - x_{2ref} = 0 \quad (\text{II.61})$$

Cette équation établit une dépendance linéaire entre les deux variables d'état x_1 et x_2 , réduisant ainsi de "un" l'ordre du système. Une interprétation géométrique de l'équation (II.61) dans le plan de phase est montrée en Fig. II.25.

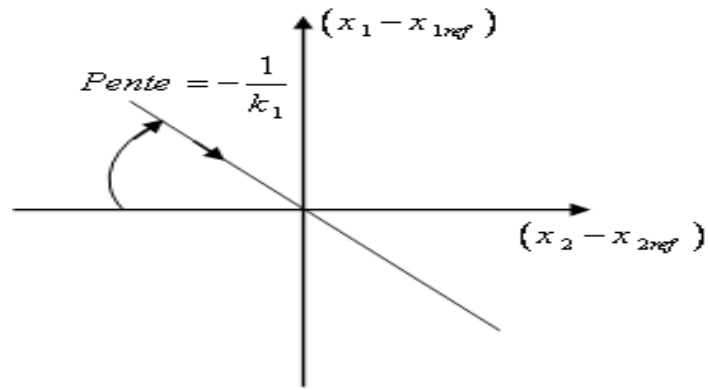


Fig. II.25. Interprétation géométrique de la macro-variable dans le plan de phase.

Le point d'équilibre (où l'erreur converge vers zéro) est l'origine. L'équation (II.61) représente une ligne droite passant par l'origine avec une pente $-1/k_1$. Le point de fonctionnement du système converge vers la ligne droite et se déplace alors le long de cette ligne jusqu'à l'origine.

II.6.2 Résultats de simulation

Dans ce qui suit, on applique la technique de commande synergétique au convertisseur DC-DC élévateur avec les paramètres suivants [Mon 03][Kol 02]:

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes (Fig. II.26-Fig. II.31) pour :

Conditions initiales $x_0 = [20V \ 1A]$

$$x_{ref} = [40V \ 3.81A].$$

Table II.3: Paramètres du convertisseur DC-DC survolteur [San 04].

C	$1.36mF$
L	$46\mu H$
R	35Ω
V_{in}	$12V$

Cas 01 : Commande synergétique simple pour $k_1 = 1$, et pour différentes valeurs de τ .

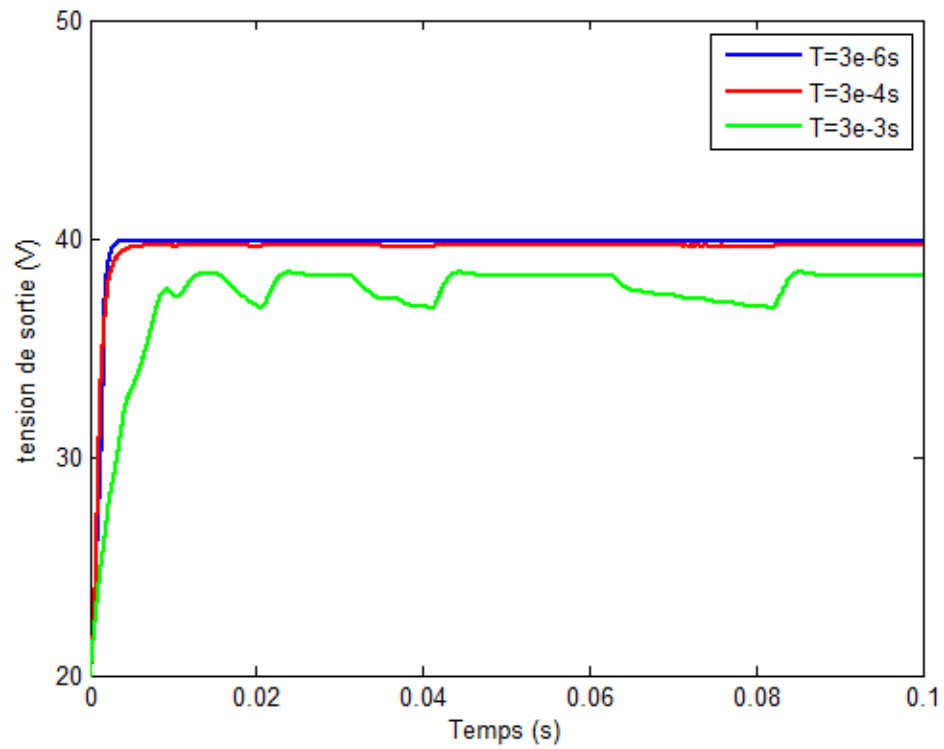


Fig. II.26. Evolution de la tension de sortie pour différentes valeurs de τ .

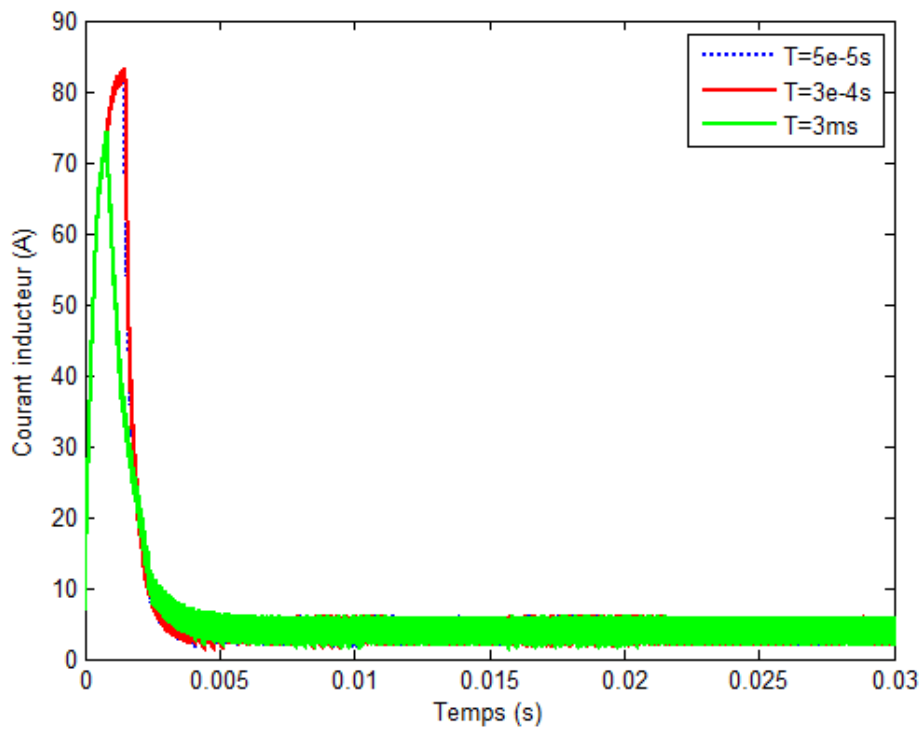


Fig. II.27. Evolution du courant inducteur pour différentes valeurs de τ .

Cas 02: Commande synergétique simple pour $\tau = 0.2 \mu s$ et pour différentes valeurs de k_1

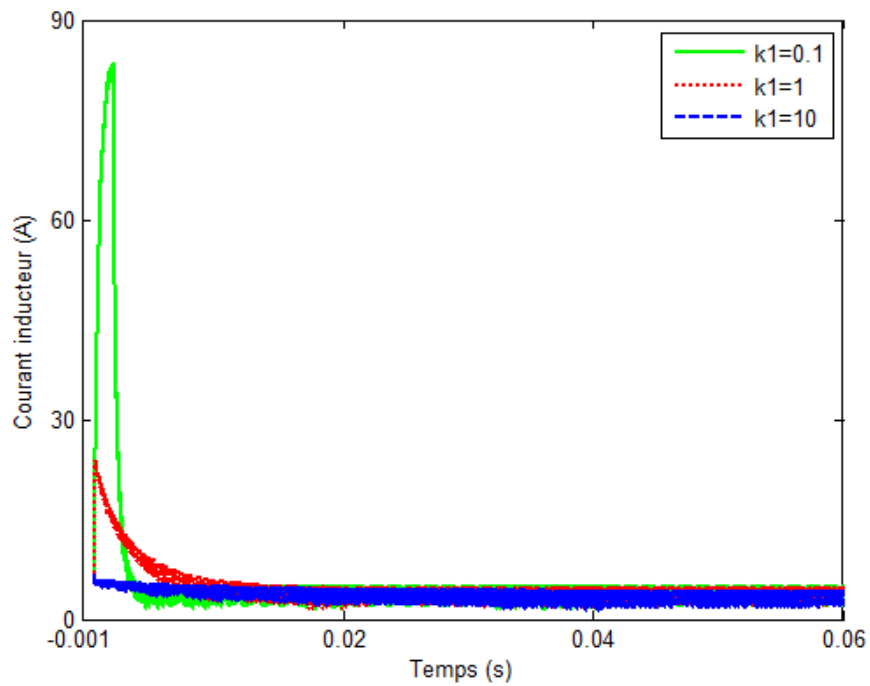


Fig. II.28. Evolution du courant inducteur pour différentes valeurs de k_1 .

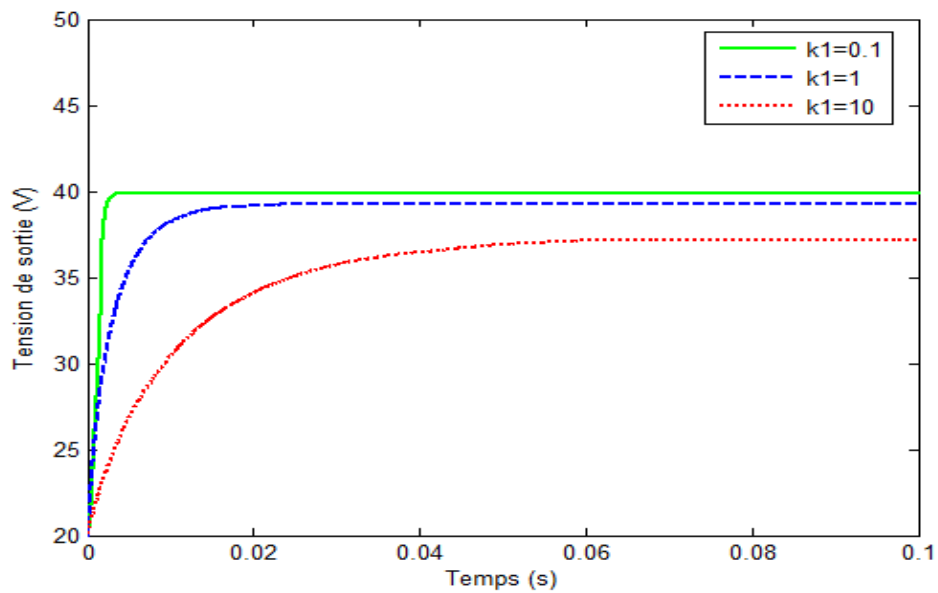


Fig. II.29. Evolution de la tension de sortie pour différentes valeurs de k_1 .

On remarque d'après les résultats de simulation obtenus par l'application de la commande synergétique à un convertisseur survolteur que la variation des paramètres k_1 et τ influe significativement sur les allures de la tension de sortie et du courant de l'inducteur du

convertisseur. En diminuant les valeurs des constantes k_1 et τ , le suivi de la tension de référence ainsi que le temps de réponse sont meilleurs, mais on remarque un dépassement élevé durant le mode transitoire du courant de l'inducteur.

Cas 03 : Comparaison des résultats de la commande synergétique avec ceux de la commande par mode glissant [San04]

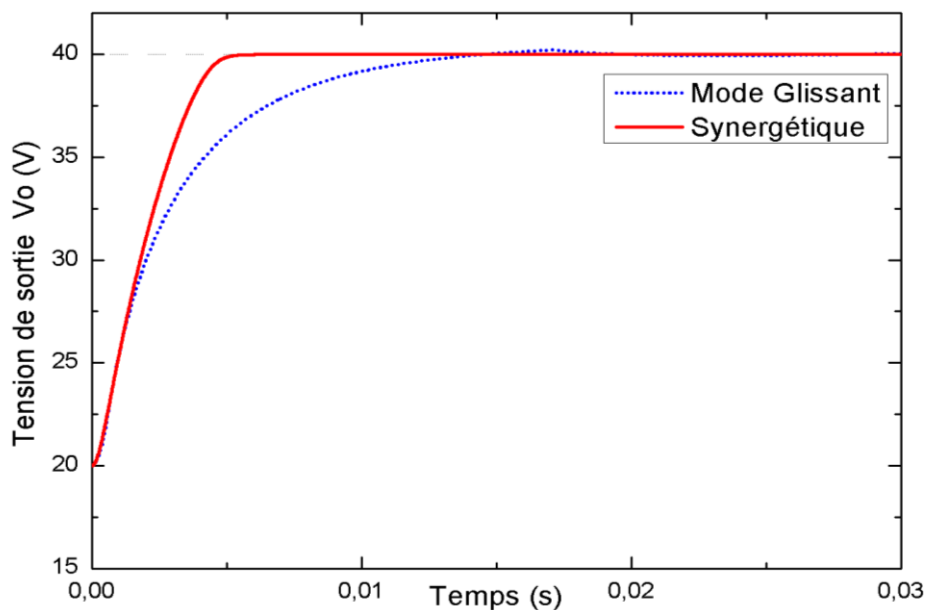


Fig. II.30. Evolution de la tension de sortie par SMC et SC.

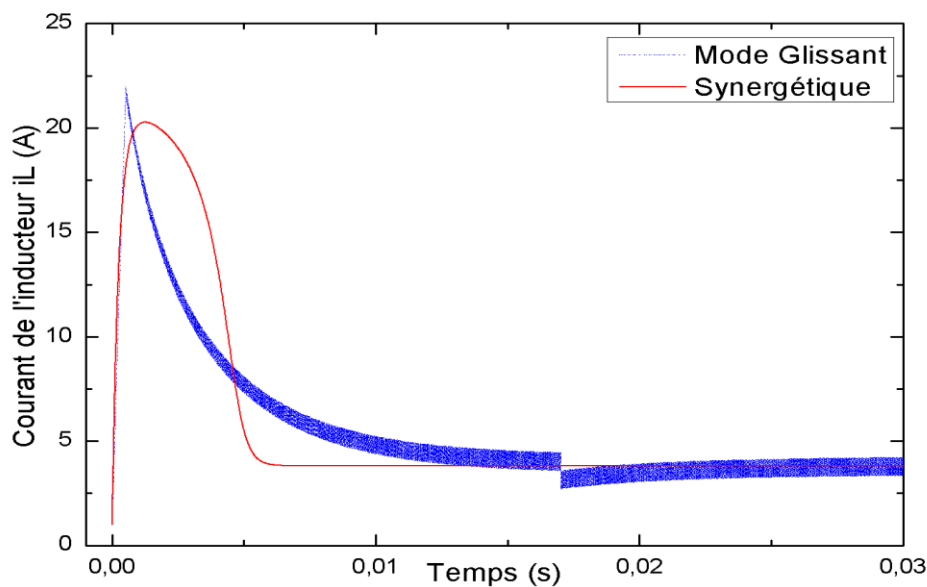


Fig. II.31. Evolution du courant inducteur par SMC et SC.

On remarque une meilleure prestation en termes de temps de réponse de l'approche synergétique sur celle de mode glissant ainsi qu'un dépassement moindre du courant d'inducteur.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, les fondements théoriques des commandes robustes utilisées ont été présentés. La commande par mode glissant qui est une commande basée sur le choix d'une surface de glissement fonction des états du système de façon qu'elle soit attractive. Sa nature à fréquence variable élevée provoquant l'effet de broutement (chattering) ont fait tourner les automaticiens vers d'autres types de commandes. La commande synergétique est apparue plus récemment pour pallier à ce problème. Les atouts majeurs de cette commande c'est qu'elle ne requière pas la linéarisation du modèle des systèmes à commander et le signal de commande n'exige pas une bande passante très élevée.

Les résultats de simulation des commandes synergétique et par mode glissant classiques appliquées aux convertisseurs abaisseur et élévateur ont été présentés et discutés. Dans le but d'améliorer les performances en précision des convertisseurs DC-DC, des techniques robustes plus avancées, seront revues dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Commandes Avancées de Mode Glissant des Convertisseurs DC-DC

Commandes Avancées de Mode Glissant des Convertisseurs DC-DC

III.1. Introduction

La commande par mode glissant a été appliquée à de nombreux systèmes dont les convertisseurs DC-DC, avec des résultats satisfaisants. Néanmoins, les techniques utilisées n'offrent qu'une convergence asymptotique et une erreur en régime permanent. Cette dernière faiblesse de la commande par mode glissant est adressée en premier lieu par les approches intégrales (**ISM**C) et double intégrale (**DISM**C). La convergence de temps fini sera adressée ultérieurement par les approches dites terminale (**TSM**C) et terminale rapide (**FTSM**C).

La commande par mode glissant intégral est développée dans la section suivante pour un convertisseur abaisseur.

III.2 Commande par mode glissant intégral d'un convertisseur statique DC-DC (ISMC)

Afin de réduire l'erreur statique, on a souvent recours à l'introduction d'un terme proportionnel à l'intégrale de l'erreur dans le choix de la surface de glissement. Ce type de contrôleur est aussi connu sous l'appellation de contrôleur de mode glissant **PID** ou mode glissant intégral (**ISM**C) [Tan12].

Le contrôleur proposé aussi bien pour les convertisseurs élévateur et abaisseur utilise la fonction

de commutation $u = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(s))$ et une surface de glissement de type (III.1) :

$$s = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 \quad (\text{III.1})$$

où u représente l'état logique de l'interrupteur de puissance S , et α_1, α_2 , et α_3 les coefficients de glissement désirés. Dans les deux exemples, V_{ref}, V_{in} et V_o représentent respectivement les tensions de référence, d'entrée, et de sortie instantanées; β indique le rapport de rétroaction (feed-back) de la tension de sortie; i_{ref}, i_L, i_C , et i_R indiquent respectivement les courants instantanés de référence, de l'inducteur, du condensateur et de charge; et $\bar{u} = 1 - u$ est la logique inverse de u .

III.2.1 Application de la commande ISMC à un convertisseur abaisseur

Le schéma de commande par **ISM**C est donné en Fig. III.1.

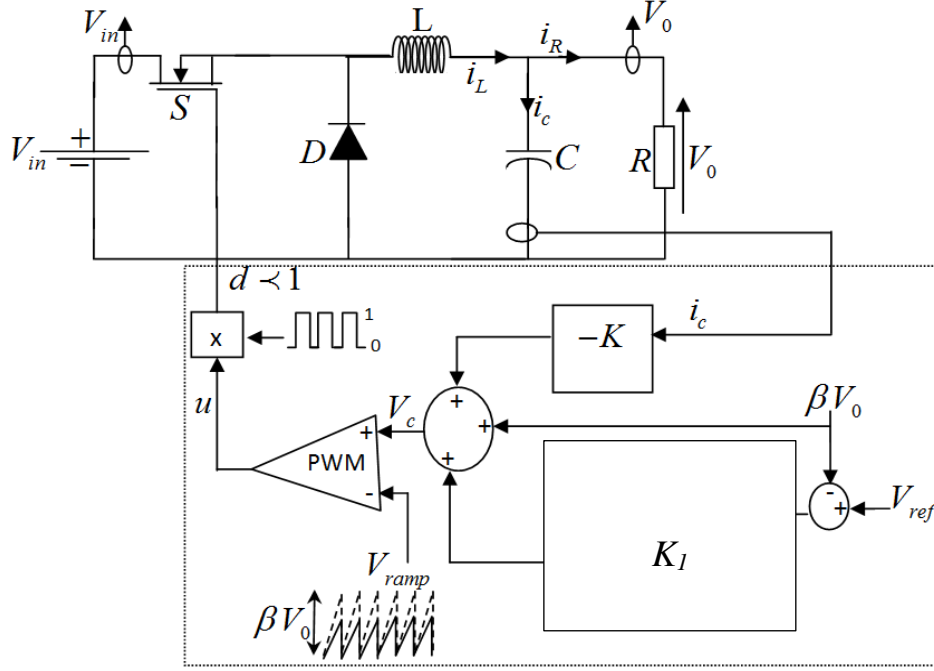


Fig. III.1. Bloc diagramme du contrôleur ISMC d'un convertisseur abaisseur.

Les variables d'état utilisées par la commande par mode glissant intégral pour un convertisseur abaisseur sont l'erreur de tension x_1 , sa dérivée x_2 , et son intégrale x_3 .

Ces variables d'état sont définies par :

$$\begin{cases} x_1 = V_{ref} - \beta V_o \\ x_2 = \dot{x}_1 \\ x_3 = \int x_1 dt \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Les dérivées des variables d'état sont données par l'équation (III.3).

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d[V_{ref} - \beta V_o]}{dt} = -\frac{\beta}{C} i_c \\ \dot{x}_2 = \frac{\beta}{RC^2} i_c - \frac{\beta}{LC} u V_{in} + \frac{\beta V_o}{LC} \\ \dot{x}_3 = x_1 = V_{ref} - \beta V_o \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

La commande équivalente pour l'approche mode glissant intégral pour ce convertisseur abaisseur est obtenue en annulant la dérivée de la surface :

$$(ds/dt) = \alpha_1 \dot{x}_1 + \alpha_2 \dot{x}_2 + \alpha_3 \dot{x}_3 = 0$$

Ce qui aboutit à :

$$u_{eq} = \beta L \left(\frac{1}{RC} - \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \right) i_c + \frac{\alpha_3}{\alpha_2} LC (V_{ref} - \beta V_o) + \beta V_o \quad (\text{III.4})$$

Le choix des paramètres α_i de la surface se fait selon le cahier de charges établit par le concepteur en termes de critères de performance tels que le temps de réponse, le dépassement, la bande passante...

Les paramètres du contrôleur sont donnés par :

$$K = \beta L \left(-\frac{1}{RC} + \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \right) \quad (\text{III.5})$$

$$K_1 = LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} \quad (\text{III.6})$$

Et la commande est donnée par :

$$\begin{aligned} v_c &= -K i_c + \beta V_o + K_1 (V_{ref} - \beta V_o) \\ \hat{v}_{ramp} &= \beta V_{in} \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

III.2.1.1 Résultats de simulation

La commande ISMC est utilisée pour contrôler un convertisseur abaisseur dont les paramètres sont choisis comme :

Table III.1: Paramètres du convertisseur DC-DC abaisseur [Tan 08b].

C	$150\mu F$
L	$100\mu H$
R	$0.75\Omega - 3\Omega$
V_{in}	$24V$

a) Fonctionnement nominal pour $V_{ref}=12V$.

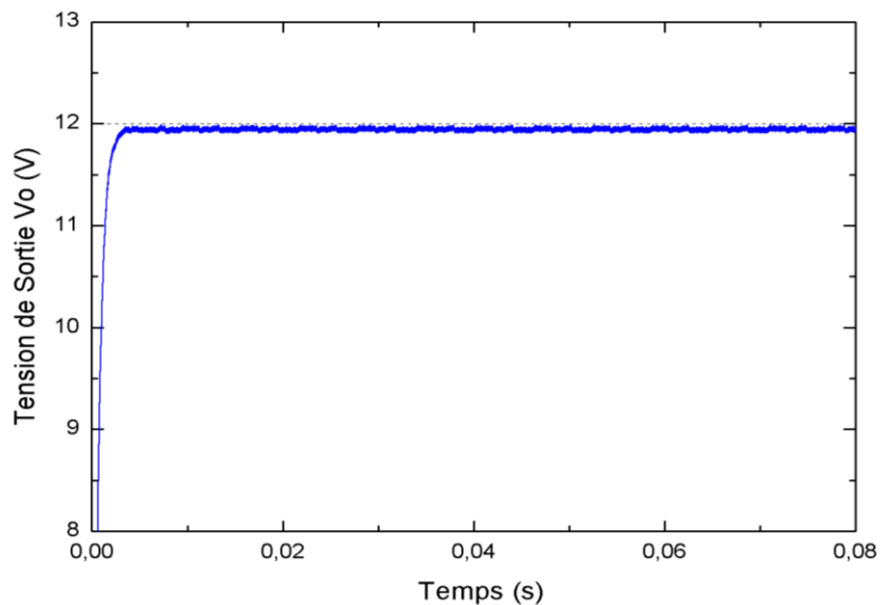


Fig. III.2. Evolution de la tension de sortie.

Le convertisseur utilisé présente des éléments parasites dont les valeurs sont :

$R_L = 0.12\Omega$; $R_C = 21m\Omega$. Une tension de référence $V_{ref} = 12V$ est choisie.

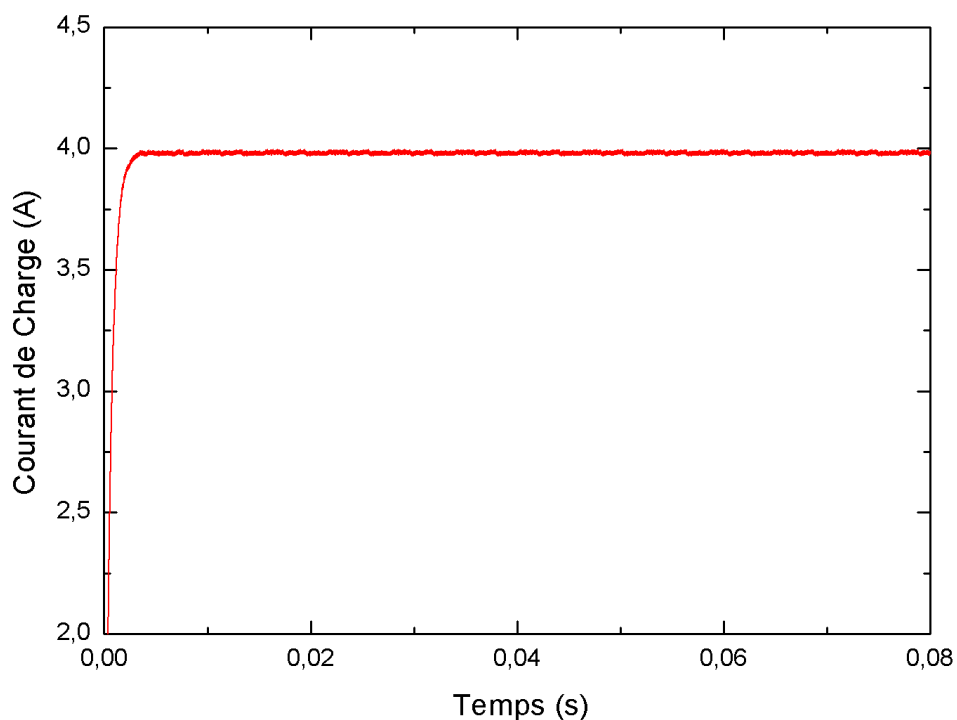


Fig. III.3. Evolution du courant de charge.

b) Variation de charge de 3 à 0,75 Ω pour une tension de référence $V_{ref} = 12V$.

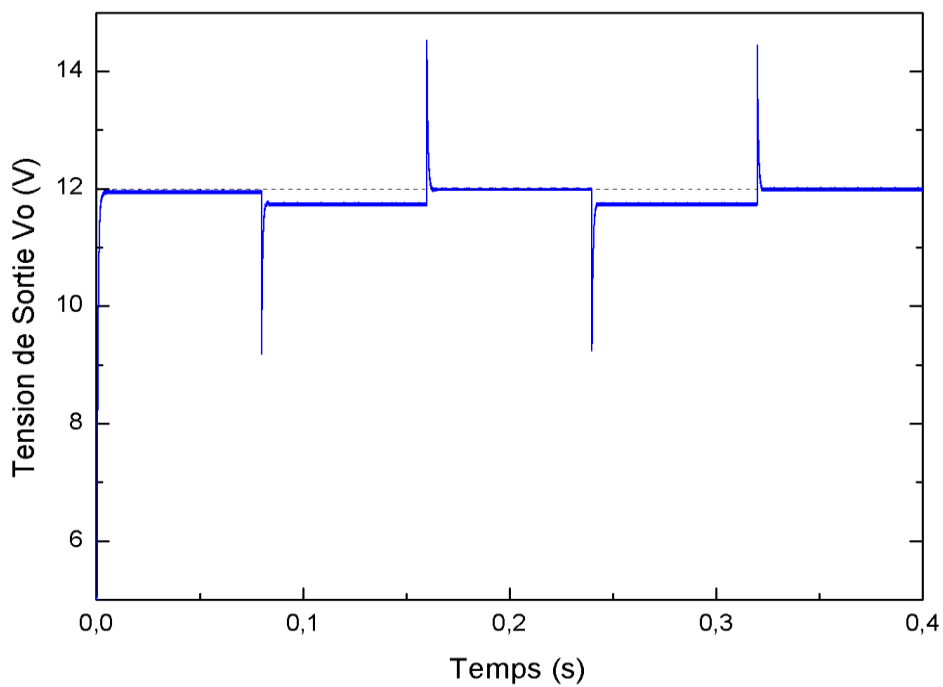


Fig. III.4. Evolution de la tension de sortie.

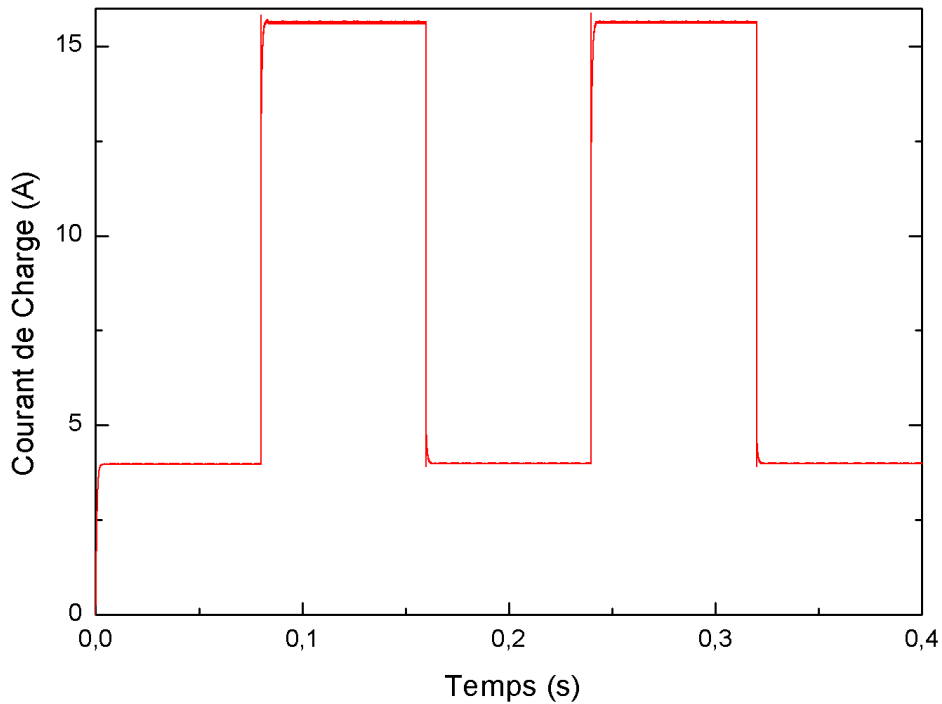


Fig. III.5. Evolution du courant de charge.

Les résultats de simulation obtenus pour un fonctionnement nominal montrent un bon suivi de la tension de référence avec un temps de réponse de l'ordre de 0.003 s. On remarque cependant, qu'une petite erreur en régime permanent persiste.

En faisant varier la charge de 3 à 0.75 ohms, on voit que la tension de sortie suit la tension de référence après un dépassement de l'ordre de 25%. L'erreur en régime permanent est égale à 0.2 volts.

III.2.2 Application de la commande ISMC à un convertisseur élévateur

La procédure précédente est utilisée pour développer la commande intégrale de mode glissant d'un convertisseur DC-DC élévateur incluant les valeurs parasitiques des composants L, et C.

Table III.2: Paramètres du convertisseur DC-DC survolteur [Tan 08b].

Composants	Valeurs nominales	Valeurs parasitiques
C	$220\mu F$	$R_c = 21m\Omega$
L	$300\mu H$	$R_L = 120m\Omega$
R	24Ω	
V_{in}	$24V$	

III.2.2.1 Résultats de simulation

Cas 1) Fonctionnement nominal

Les résultats de simulation sont donnés pour $V_{ref} = 48V$

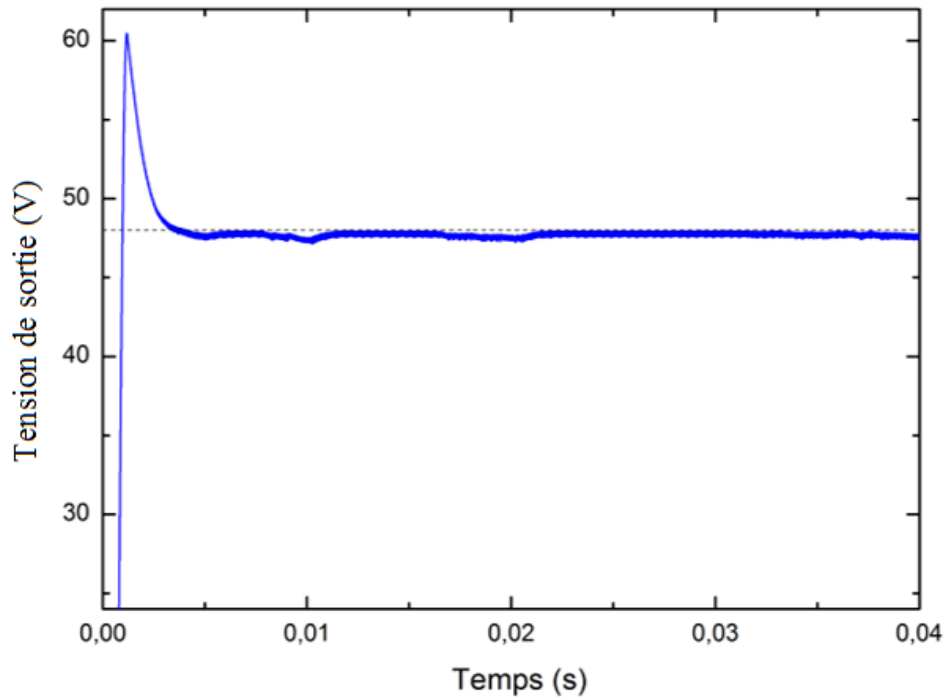


Fig. III.6. Evolution de la tension de sortie.

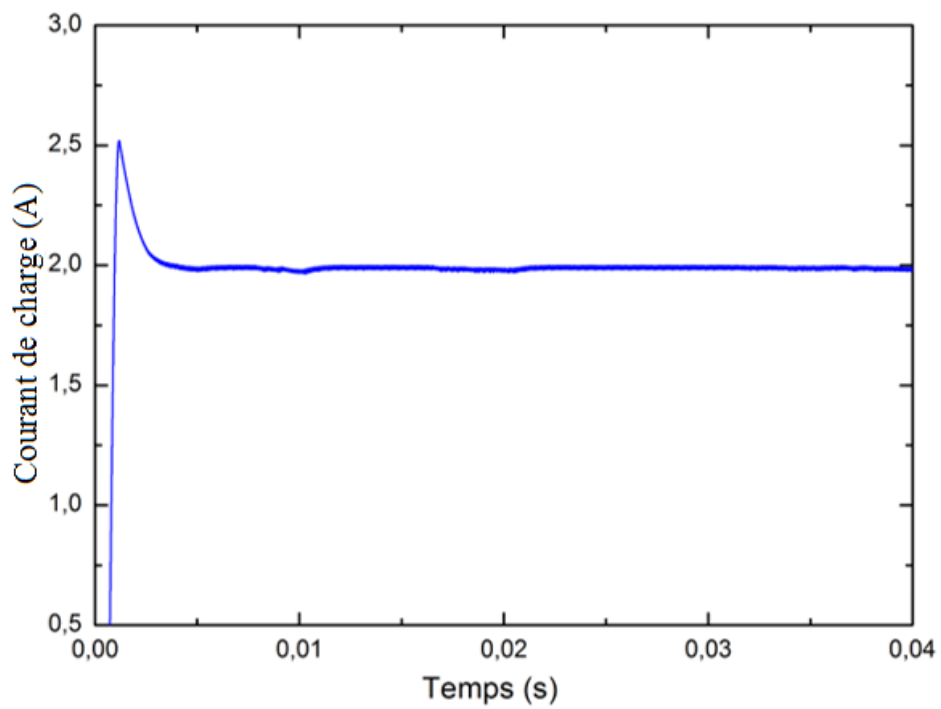


Fig. III.7. Evolution du courant de charge.

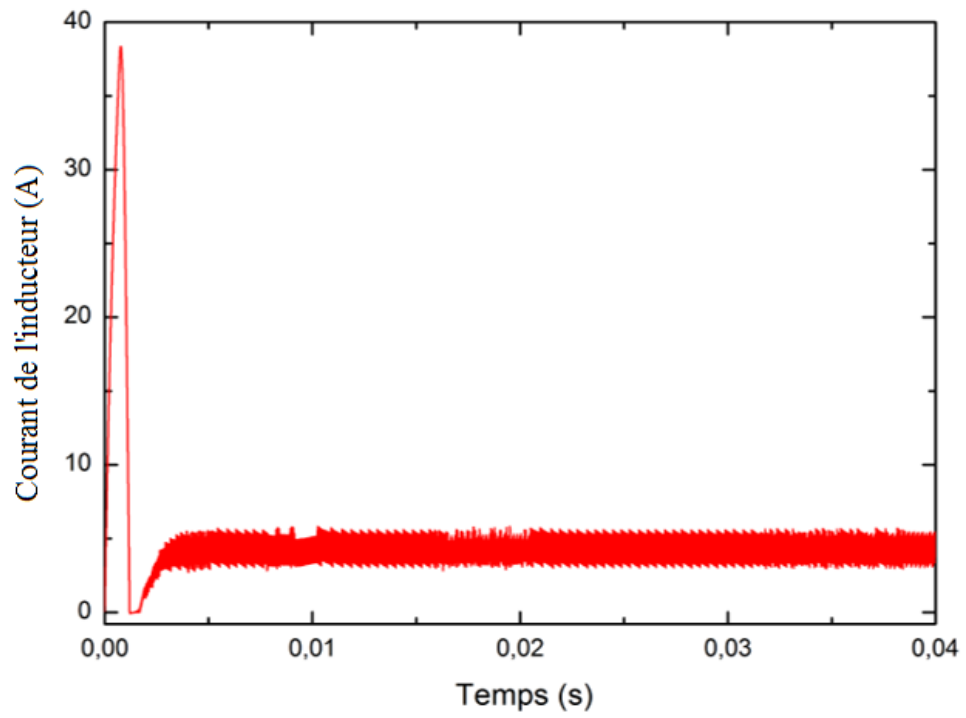


Fig. III.8. Evolution du courant de l'inducteur.

Cas 2) Variation de la tension de référence de 48-30V.

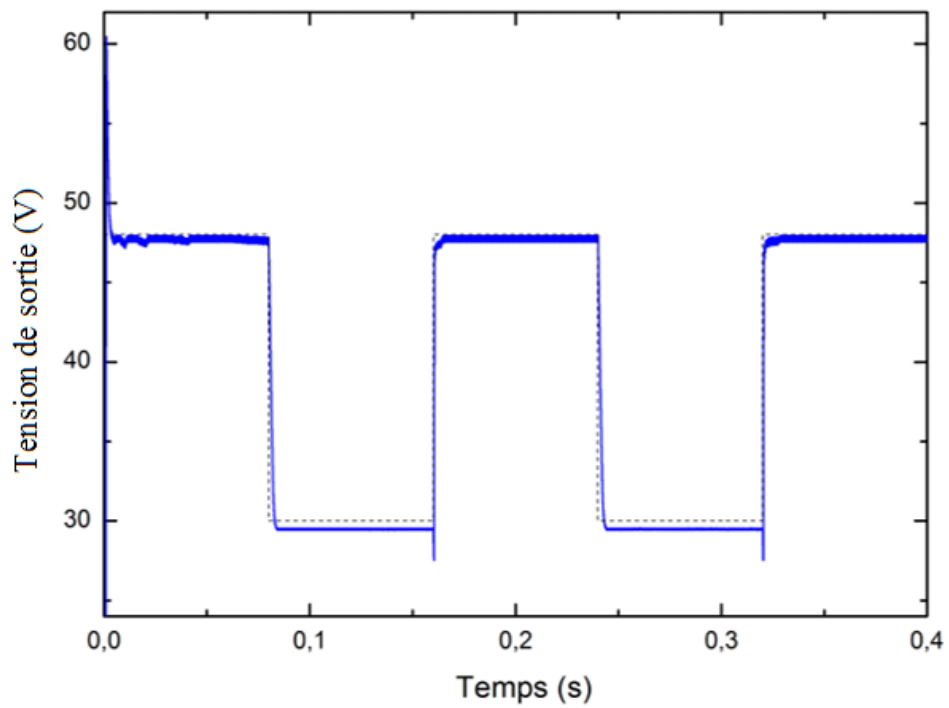


Fig. III.9. Evolution de la tension de sortie.

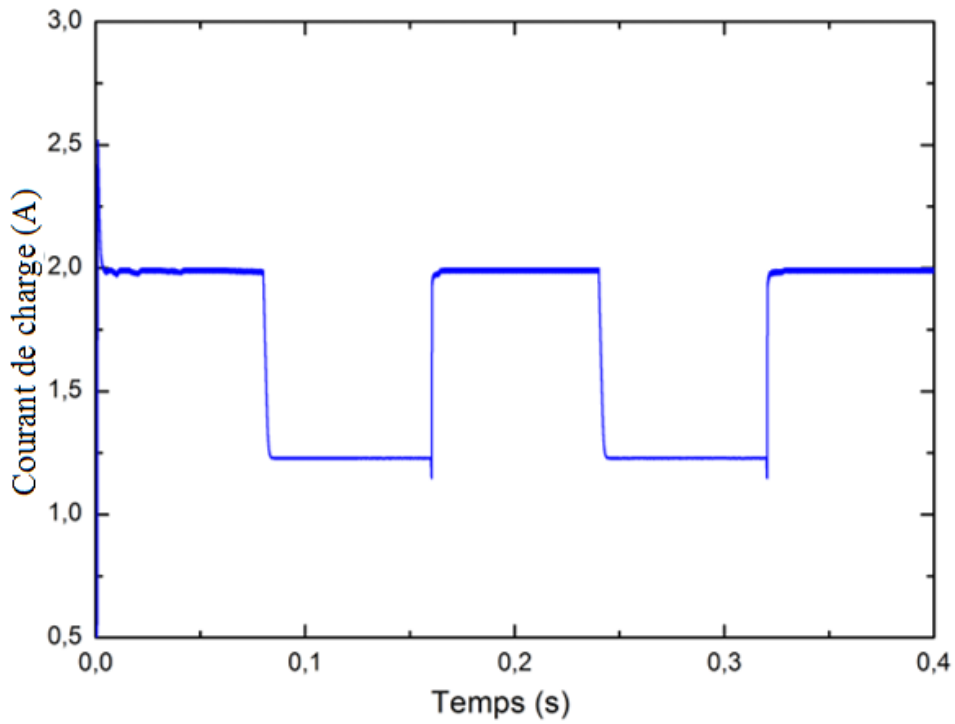


Fig. III.10. Evolution du courant de charge.

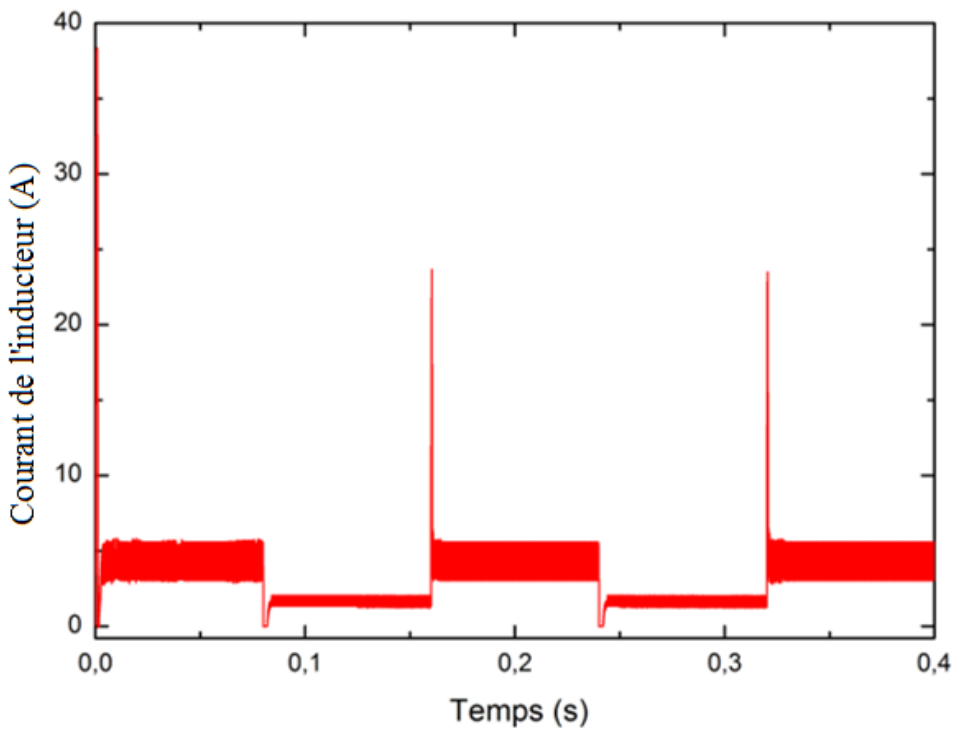


Fig. III.11. Evolution du courant de l'inducteur.

On remarque en Fig. III.6 un dépassement assez important en régime transitoire ainsi qu'une erreur de suivi moyenne de l'ordre de 0.5 volt subsistant en régime permanent et des oscillations de la tension de sortie du convertisseur élévateur dues à la nature de ce type de commande. On voit que l'erreur statique subsiste et ce malgré l'ajout du terme intégral.

L'erreur statique moyenne est estimée à environ 0.45volt.

La commande par mode glissant à double intégrale, présentée dans les sections suivantes, est développée afin d'améliorer les performances en précision des convertisseurs DC-DC, à savoir réduire l'erreur statique.

III.3 Commande par mode glissant PID d'un convertisseur abaisseur (DISMC)[Tan08b]

Dans cette section, on discute l'application d'une commande par mode glissant utilisant une double intégrale pour le contrôle de la tension d'un convertisseur abaisseur [Tan 05b] et du courant d'un convertisseur élévateur [Tan 06a].

III.3.1 Les contrôleurs DISMC

Le contrôleur proposé aussi bien pour les convertisseurs élévateur et abaisseur utilise la fonction de commutation $u = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(s))$ et la surface de glissement :

$$s = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 + \alpha_4 x_4 \quad (\text{III.8})$$

où u représente l'état logique de l'interrupteur de puissance S , et $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ et α_4 les coefficients de glissement désirés.

III.3.1.1 Elaboration de la commande DISMC pour un convertisseur abaisseur

Les variables d'état utilisées par la commande **DISMC** pour un convertisseur abaisseur sont l'erreur de tension x_1 , la dérivée de l'erreur de la tension x_2 , l'intégrale de l'erreur de la tension x_3 , et l'intégrale double de l'erreur de la tension x_4 .

Elles sont désignées par :

$$\begin{cases} x_1 = V_{ref} - \beta V_o \\ x_2 = \dot{x}_1 \\ x_3 = \int x_1 dt \\ x_4 = \int \left(\int x_1 dt \right) dt \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

La substitution du convertisseur abaisseur en mode de fonctionnement en conduction continue (MCC) dans la différentiation temporelle de (III.9) donne le modèle dynamique du système proposé :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d[V_{ref} - \beta V_o]}{dt} = -\frac{\beta}{C} i_c \\ \dot{x}_2 = \frac{\beta}{RC^2} i_c - \frac{\beta V_{in}}{LC} u + \frac{\beta V_o}{LC} \\ \dot{x}_3 = x_1 = V_{ref} - \beta V_o \\ \dot{x}_4 = \int x_1 dt = \int (V_{ref} - \beta V_o) dt \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Le signal de commande équivalent de la commande proposée pour le contrôle de la tension **DISMC** est obtenu en résolvant $\dot{s} = \alpha_1 \dot{x}_1 + \alpha_2 \dot{x}_2 + \alpha_3 \dot{x}_3 + \alpha_4 \dot{x}_4 = 0$ [Utk 99]. Ce qui donne :

$$u_{eq} = \frac{L}{V_{in}} \left(\frac{1}{RC} - \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \right) i_c + \frac{V_o}{V_{in}} + \frac{\alpha_3}{\alpha_2} \frac{LC}{\beta V_{in}} (V_{ref} - \beta V_o) + \frac{\alpha_4}{\alpha_2} \frac{LC}{\beta V_{in}} \int (V_{ref} - \beta V_o) dt \quad (\text{III.11})$$

où $0 < u_{eq} < 1$

III.3.1.2. Application de la commande DISMC à un convertisseur élévateur

Les variables d'état utilisées par la commande **DISMC** pour un convertisseur élévateur sont l'erreur de courant x_1 , l'erreur de tension x_2 , l'intégrale des erreurs du courant et de la tension x_3 , et l'intégrale double des erreurs de courant et de tension x_4 . Elles sont désignées par :

$$\begin{cases} x_1 = [i_{ref} - i_L] \\ x_2 = V_{ref} - \beta V_o \\ x_3 = \int [x_1 + x_2] dt \\ x_4 = \int (\int [x_1 + x_2] dt) dt \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

où

$$i_{ref} = K' [V_{ref} - \beta V_o] \quad (\text{III.13})$$

K' est le gain de l'erreur de tension.

En substituant les modèles du convertisseur élévateur régi par un fonctionnement en MCC dans la dérivée par rapport au temps de l'équation (III.12), on obtient le modèle dynamique du système proposé :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d[i_{ref} - i_L]}{dt} = -\frac{\beta K'}{C} i_C - \frac{V_{in} - \bar{u}V_o}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{d[V_{ref} - \beta V_o]}{dt} = -\frac{\beta}{C} i_C \\ \dot{x}_3 = x_1 + x_2 \\ \dot{x}_4 = \int [x_1 + x_2] dt \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

En utilisant la même approche utilisée précédemment, le signal de commande équivalent issu de la commande **DISMC** pour le contrôle du convertisseur est donné par :

$$\begin{aligned} u_{eq} = 1 - \frac{\beta L}{CV_o} \left(K' + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \right) i_C - \frac{V_{in}}{V_o} + \frac{\alpha_3 L}{\alpha_1 V_o} (V_{ref} - \beta V_o) + \frac{\alpha_3 L}{\alpha_1 V_o} [K' (V_{ref} - \beta V_o) - i_L] \\ + \frac{\alpha_4 L}{\alpha_1 V_o} \int (V_{ref} - \beta V_o) dt + \frac{\alpha_4 L}{\alpha_1 V_o} \int [K' (V_{ref} - \beta V_o) - i_L] dt \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

où u_{eq} est continu et borné entre 0 et 1.

III.3.2 Architecture des contrôleurs DISMC

L'implémentation du contrôleur indirect **SMC** sous la forme **PWM**, requiert un ensemble d'équations comprenant le signal de contrôle v_c et une fonction rampe v_{ramp} avec une amplitude maximale \hat{v}_{ramp} [**Tan 05b**].

III.3.2.1 Cas du convertisseur abaisseur

Le contrôleur de tension **DISMC** proposé pour le convertisseur abaisseur est donné en (III.16) :

$$\begin{cases} v_c = -K_1 i_C + K_2 (V_{ref} - \beta V_o) + K_3 \int (V_{ref} - \beta V_o) dt + \beta V_o \\ \hat{v}_{ramp} = \beta V_{in} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

$$\text{où } K_1 = \beta L \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right); K_2 = \frac{\alpha_3}{\alpha_2} LC; \text{ et } K_3 = \frac{\alpha_4}{\alpha_2} LC \quad (\text{III.17})$$

sont les gains du contrôleur proposé. La méthode d'obtention de la loi de commande (III.16) à partir de l'expression du contrôle équivalent (III.11) suit la procédure détaillée dans [**Tan 05b**].

La figure Fig. III.12 montre le bloc diagramme du contrôleur **DISMC** basé sur la modulation **PWM** pour un convertisseur abaisseur.

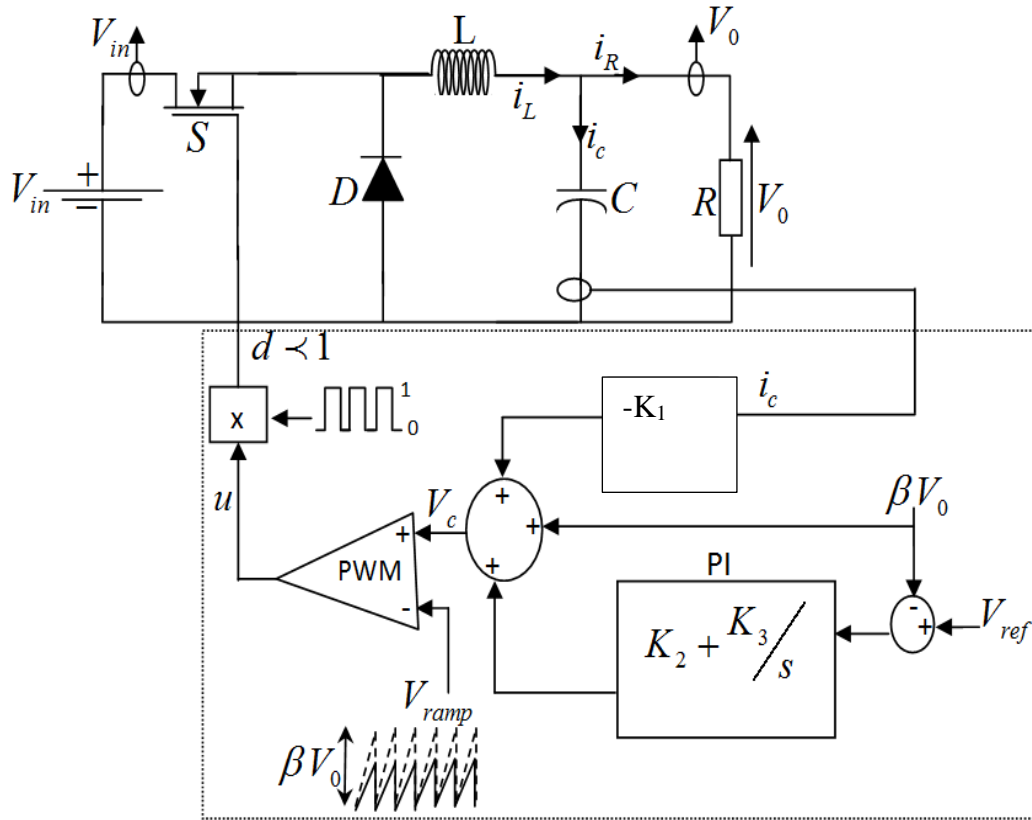


Fig. III.12. Bloc diagramme du contrôleur **DISMC** basé sur la modulation **PWM**.

III.3.2.2 Cas du convertisseur élévateur

Le contrôleur de courant **DISMC** proposé pour le convertisseur élévateur utilise l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_c = K_1 (V_{ref} - \beta V_o) + K_2 \int (V_{ref} - \beta V_o) dt + K_1 [K' (V_{ref} - \beta V_o) - i_L] \\ \quad + K_2 \int [K' (V_{ref} - \beta V_o) - i_L] dt - K_3 i_c + G_s (V_o - V_{in}) \\ \hat{v}_{ramp} = G_s V_o \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

où

$$K_1 = G_s \frac{\alpha_3 L}{\alpha_1}; \quad K_2 = G_s \frac{\alpha_4 L}{\alpha_1}; \quad \text{et} \quad K_3 = G_s \frac{\beta L}{C} \left(K' + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \right) \quad (\text{III.19})$$

sont les gains du contrôleur **DISMC**. Le facteur $0 < G_s < 1$ a été introduit afin d'ajuster l'équation pour se conformer au niveau standard de tension.

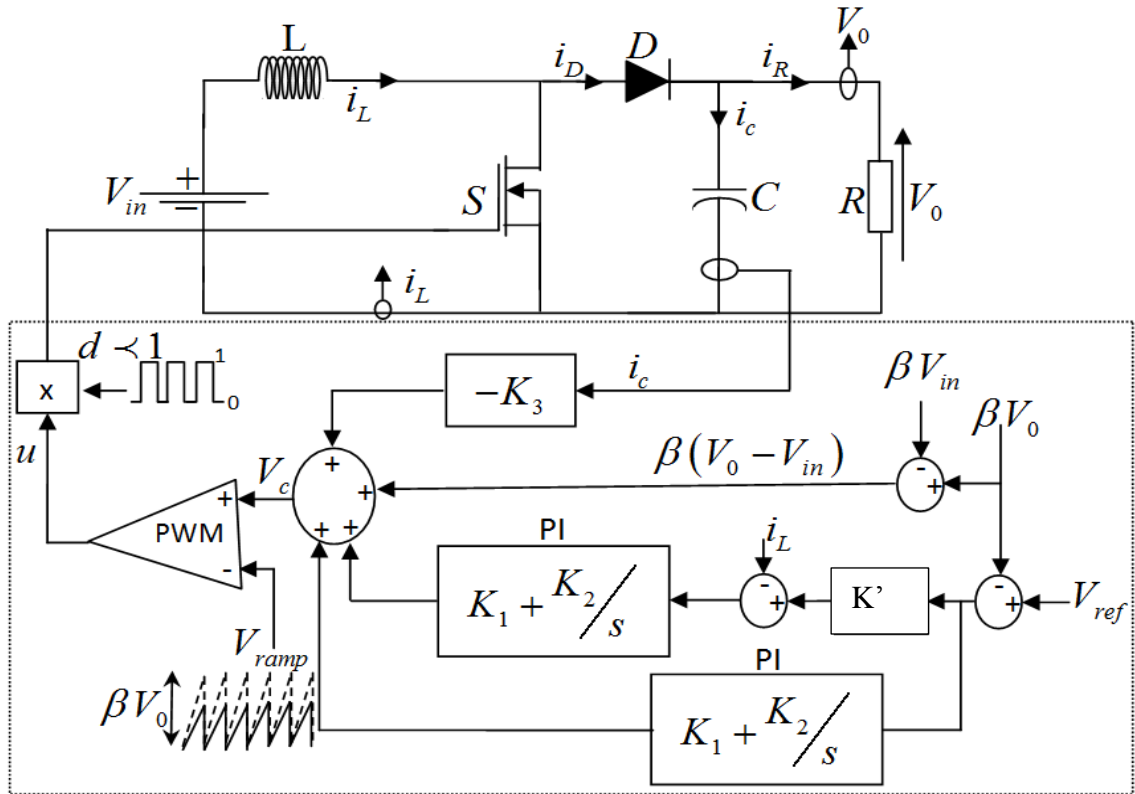


Fig. III.13. Schéma bloc du contrôleur DISMC.

III.3.3 Conditions d'existence

III.3.3.1 Cas du convertisseur abaisseur

La condition d'existence du point d'équilibre en régime permanent pour le convertisseur abaisseur dont la tension est contrôlée par la commande DISMC [Fos 92][Mar 98][Tan 06b] peut être obtenue en substituant l'équation (III.8) et sa dérivée par rapport au temps dans (II.8) tout en prenant en considération la dynamique du système (III.10) comme (III.20) :

$$\begin{cases} -K_1 i_{C(\min)} + K_2 x_{1(\max)} + K_3 x_{3(\max)} \prec \beta(V_{in(\min)} - V_{o(ss)}) \\ K_1 i_{C(\max)} - K_2 x_{1(\min)} - K_3 x_{3(\min)} \prec \beta V_{o(ss)} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

où $V_{in(\min)}$ est la tension minimale d'entrée; $V_{o(ss)}$ indique la tension de sortie désirée en régime permanent c'est à dire approximativement la tension de référence désirée V_{ref} ; $i_{C(\max)}$ et $i_{C(\min)}$ représentent respectivement les courants maximal et minimal du condensateur pendant l'état de pleine charge; $x_{1(\max)}$ et $x_{1(\min)}$ représentent respectivement les erreurs maximale et minimale de la tension en régime permanent; $x_{3(\max)}$ et $x_{3(\min)}$ sont les intégrales maximale et minimale

des erreurs de tension dans le régime permanent. Tous ces paramètres peuvent être calculés lors de la conception du convertisseur.

III.3.3.2 Cas du convertisseur élévateur

La condition d'existence du fonctionnement en régime permanent pour un convertisseur élévateur peut être obtenue en substituant l'équation (III.8) et sa dérivée par rapport au temps dans (II.8) tout en considérant les dynamiques du système (III.14) est (III.21) :

$$\begin{cases} -K_3 i_{C(\min)} + K_1 (x_{1(\max)} + x_{2(\max)}) + K_2 x_{3(\max)} < \beta V_{in(\min)} \\ K_3 i_{C(\max)} - K_1 (x_{1(\min)} + x_{2(\min)}) - K_2 x_{3(\min)} < \beta (V_{o(ss)} - V_{in(\max)}) \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

où $V_{in(\max)}$ et $V_{in(\min)}$ sont les tensions d'entrée maximale et minimale; $V_{o(ss)}$ indique la tension de sortie désirée en régime permanent; $i_{L(\max)}$, $i_{L(\min)}$, $i_{C(\max)}$, et $i_{C(\min)}$ représentent respectivement les courants maximal et minimal de l'inductance et du condensateur complètement chargé; $x_{1(\max)}$ et $x_{1(\min)}$ représentent respectivement les erreurs maximale et minimale du courant en régime permanent; $x_{2(\max)}$ et $x_{2(\min)}$ sont respectivement les erreurs maximale et minimale de la tension en régime permanent; et $x_{3(\max)}$ et $x_{3(\min)}$ sont les intégrales maximale et minimale des erreurs de tension et de courant en régime permanent. La conception des paramètres de commande doit également, satisfaire les inégalités (III.21).

III.3.4 Etude de la stabilité

III.3.4.1 Cas du convertisseur abaisseur

Dans un convertisseur abaisseur, dont la tension est commandée par le contrôleur DISMC, la condition initiale de stabilité nécessite d'assurer $s = 0$ dans l'équation (III.8).

$$\alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 + \alpha_4 x_4 = 0 \quad (\text{III.22})$$

On peut réécrire l'équation (III.22) en utilisant la transformée de Laplace comme :

$$\begin{aligned} \alpha_1 X(p) + \alpha_2 pX(p) + \alpha_3 \frac{X(p)}{p} + \alpha_4 \frac{X(p)}{p^2} &= 0 \\ \Rightarrow p^3 + \frac{\alpha_1}{\alpha_2} p^2 + \frac{\alpha_3}{\alpha_2} p + \frac{\alpha_4}{\alpha_2} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.23})$$

L'application du critère de stabilité de Routh au polynôme précédent requière que tous les coefficients α_i soient positifs et que la condition $\alpha_1 \alpha_3 > \alpha_2 \alpha_4$ soit vérifiée.

III.3.4.2 Cas du convertisseur élévateur

L'équation dynamique d'un convertisseur élévateur dont le courant est commandé par le contrôleur **DISMC** est non linéaire. Pour obtenir la condition de stabilité, une approche différente basée sur la méthode du contrôle équivalent est adoptée [Mar 98][Mar 05].

III.3.4.2.1 Dynamique du glissement idéal

Le remplacement de \bar{u} par \bar{u}_{eq} (aussi appelée méthode du contrôle équivalent) dans la description originale du convertisseur élévateur en **MCC**, convertit le système discontinu en un système continu **SMC** idéal :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} - \frac{V_o}{L} \bar{u}_{eq} \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{i_L}{C} \bar{u}_{eq} - \frac{V_o}{RC} \end{cases} \quad (III.24)$$

Le remplacement de l'expression de \bar{u}_{eq} dans l'équation (III.24) donne :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} - \frac{V_o}{L} \frac{K_1 \frac{V_o}{R} - V_{in} + K_2 [V_{ref} - \beta V_o] + K_2 [i_{ref} - i_L] + K_3 \int [V_{ref} - \beta V_o] dt + K_3 \int [i_{ref} - i_L] dt}{K_1 i_L - V_o} \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{i_L}{C} \frac{K_1 \frac{V_o}{R} - V_{in} + K_2 [V_{ref} - \beta V_o] + K_2 (i_{ref} - i_L) + K_3 \int [V_{ref} - \beta V_o] dt + K_3 \int [i_{ref} - i_L] dt}{K_1 i_L - V_o} - \frac{V_o}{RC} \end{cases} \quad (III.25)$$

III.3.4.2.2 Point d'équilibre

En considérant un point d'équilibre stable sur la surface de glissement sur lequel la dynamique de glissement idéal s'est finalement stabilisée, il n'y aura pas de changement dans la dynamique du système s'il n'y a pas de perturbations au niveau de l'entrée ou au niveau de la charge, c'est à dire $(di_L/dt) = (dV_o/dt) = 0$. En égalisant les équations d'état dans (III.25), on obtient [Tan 08b] :

$$I_L = \frac{V_o'^2}{V_{in}' R} \quad (III.26)$$

où I_L, V_o', V_{in}' et R représentent respectivement le courant de l'inductance, la tension de sortie, la tension d'entrée, et la résistance de charge en régime permanent.

III.3.4.2.3 Linéarisation de la dynamique du glissement idéal

La linéarisation de la dynamique de glissement idéal autour du point d'équilibre transforme l'équation (III.25) en :

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = a_{11}\tilde{i}_L + a_{12}\tilde{V}_o + a_{13}\int\tilde{i}_L dt + a_{14}\int\tilde{V}_o dt \\ \frac{d\tilde{V}_o}{dt} = a_{21}\tilde{i}_L + a_{22}\tilde{V}_o + a_{23}\int\tilde{i}_L dt + a_{24}\int\tilde{V}_o dt \\ \frac{d\left[\int\tilde{i}_L dt\right]}{dt} = a_{31}\tilde{i}_L + a_{32}\tilde{V}_o + a_{33}\int\tilde{i}_L dt + a_{34}\int\tilde{V}_o dt \\ \frac{d\left[\int\tilde{V}_o dt\right]}{dt} = a_{41}\tilde{i}_L + a_{42}\tilde{V}_o + a_{43}\int\tilde{i}_L dt + a_{44}\int\tilde{V}_o dt \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

où \tilde{i}_L et \tilde{V}_o sont respectivement les perturbations variables en fonction du temps du courant inducteur et de la tension de sortie et les coefficients a_{ij} peuvent s'écrire comme:

$$\begin{cases} a_{11} = \frac{K_2 V'_m R'}{K_1 L V'_o - L V'_{in} R'}; a_{12} = \frac{K_1 2V'_{in} - \frac{V'^2_{in} R'}{V'_o} - K_2 K' \beta \frac{V'_{in}}{R'}}{K_1 L V'_o - L V'_{in} R'}; a_{13} = \frac{K_3 V'_m R'}{K_1 L V'_o - L V'_{in} R'}; a_{14} = \frac{K_3 K' \beta (V'_{in} / R')}{K_1 L V'_o - L V'_{in} R'}; \\ a_{21} = \frac{K_1 V'_{in} - \frac{V'^2_{in} R'}{V'_o} - K_2 V'_o}{K_1 C V'_o - C V'_{in} R'}; a_{22} = \frac{V'_{in} - K_2 K' \beta V'_o}{K_1 C V'_o - C V'_{in} R'}; a_{23} = \frac{K_3 V'_o}{K_1 C V'_o - C V'_{in} R'}; a_{24} = \frac{K_3 K' \beta V'_o}{K_1 C V'_o - C V'_{in} R'}; \\ a_{31} = 1; a_{32} = 0; a_{33} = 0; a_{34} = 0; \\ a_{41} = 0; a_{42} = 1; a_{43} = 0; a_{44} = 0. \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

La dérivation est réalisée en adoptant les conditions d'équilibre statique suivantes :

$$V'_{in} = V_{in}, R' = R, V_{ref} - \beta V'_o = 0, \quad I_{ref} = I_L = K'(V_{ref} - \beta V'_o), \quad \text{et les hypothèses}$$

$K' \gg 1, I_L \gg \tilde{i}_L$ et $V'_o \gg \tilde{V}_o$. Par conséquent, l'équation caractéristique du système linéarisé est donnée par :

$$\begin{vmatrix} p - a_{11} & -a_{12} & -a_{13} & -a_{14} \\ -a_{21} & p - a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ -1 & 0 & p & 0 \\ 0 & -1 & 0 & p \end{vmatrix} = p^4 + b_1 p^3 + b_2 p^2 + b_3 p + b_4 = 0 \quad (\text{III.29})$$

$$\text{où } \begin{cases} b_1 = -a_{11} - a_{22} \\ b_2 = a_{11} a_{22} - a_{12} a_{21} - a_{13} - a_{24} \\ b_3 = a_{11} a_{24} + a_{13} a_{22} - a_{12} a_{23} - a_{14} a_{21} \\ b_4 = a_{13} a_{24} - a_{14} a_{23} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

L'application du critère de Routh à l'équation caractéristique (III.29) montre que le système sera stable si les conditions suivantes sont remplies :

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 > 0 \\ b_2 > \frac{b_3}{b_1} \\ b_3 > \frac{b_1 b_4}{b_2 - \frac{b_3}{b_1}} \\ b_4 > 0 \end{array} \right. \quad \text{(III.31)}$$

Ainsi, en résolvant numériquement l'équation (III.28) et en substituant ses solutions dans (III.31), la stabilité du système peut être assurée. Ceci, avec la condition d'existence (III.21), constitue la base de la sélection et de la conception des gains des contrôleurs **DISMC** proposés.

III.3.5 Résultats de simulation de la commande par DISMC

Les convertisseurs DC-DC élévateur et abaisseur décrits précédemment sont soumis chacun à un contrôleur de mode glissant à double intégrale. Les tests de robustesse auxquels sont soumis les deux convertisseurs sont :

- ✓ Commande sans variation de charge.
- ✓ Commande avec variation de charge.
- ✓ Commande avec variation de référence.

Les résultats de simulation sont donnés d'abord pour le convertisseur abaisseur.

III.3.5.1 Résultats de simulation pour le convertisseur abaisseur

On observe un dépassement assez conséquent en régime transitoire qui peut être réduit aux dépens de la précision en régime permanent en Fig. III.14 ce qui était prévisible mais on observe également un très bon suivi de la tension désirée. Le convertisseur opère en mode de conduction continue comme l'indique la courbe du courant inducteur en Fig. III.15.

Cas 1) Fonctionnement nominal pour une référence de 16V.

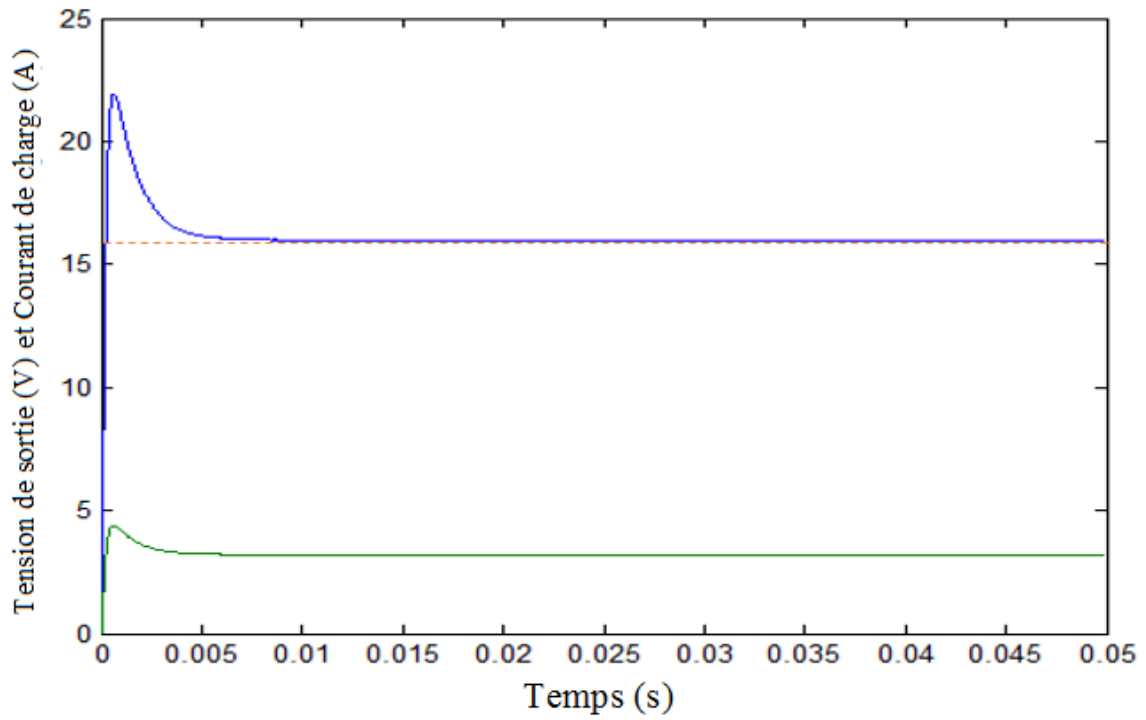


Fig. III.14. Tension de sortie et courant de charge.

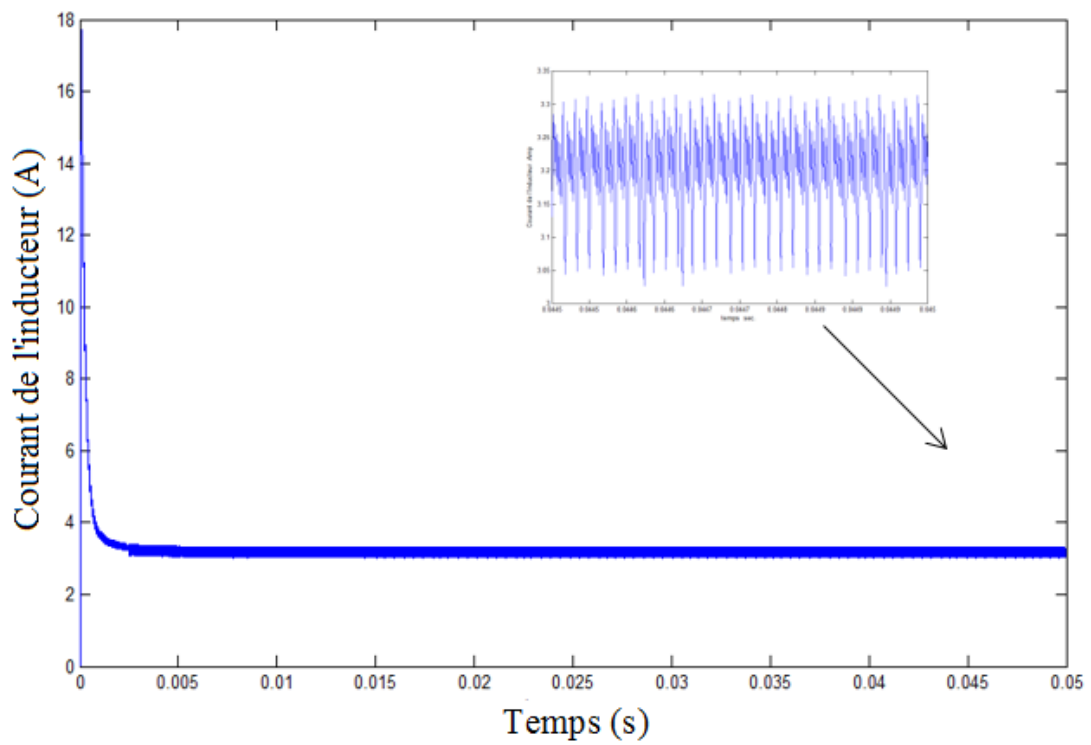


Fig.III.15. Evolution du courant de l'inducteur.

Cas 2) Avec variation de charge alternée de 5 à 2.5Ω pour $V_{ref}=16V$.

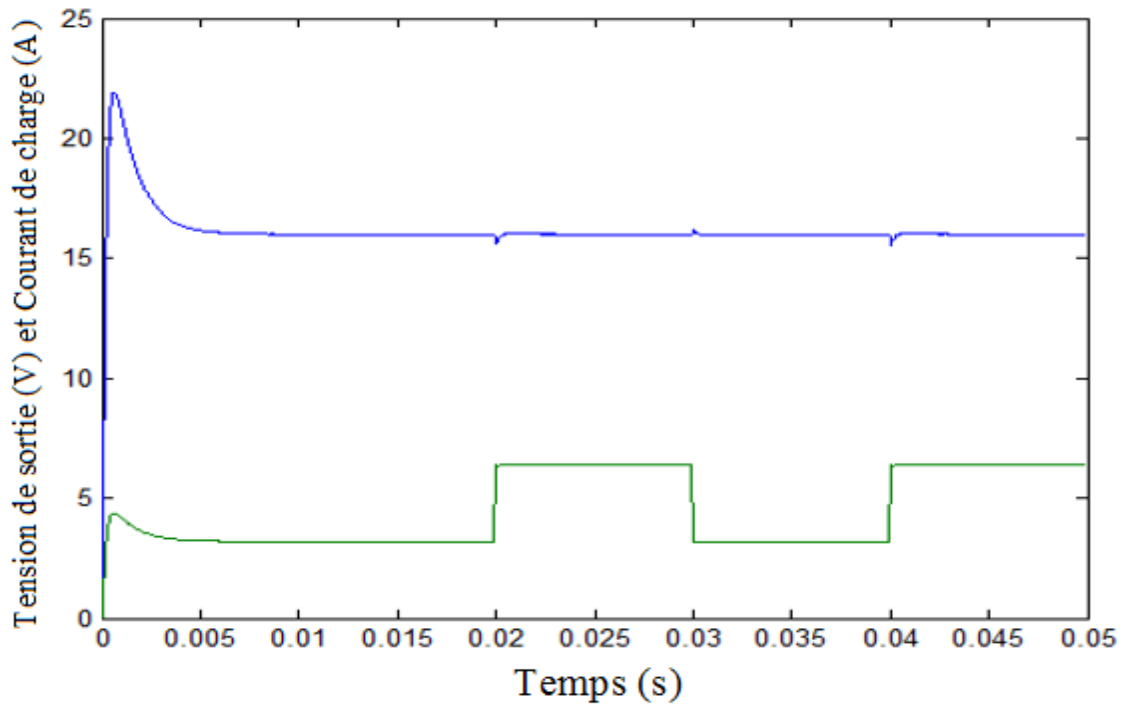


Fig.III.16. Evolution de la tension de sortie et du courant de charge.

Afin de tester la robustesse de cette commande, le convertisseur est soumis à une variation alternée de la charge de 5 à 2.5 ohms. On remarque en Fig. III.16 que la tension de sortie reste maintenue égale à la valeur de référence et que le courant de charge suit assez bien l'évolution de la charge.

III.3.5.2 Résultats de simulation pour le convertisseur élévateur avec éléments parasites

Les résultats de simulation de la commande **DISMC** sont donnés pour un convertisseur élévateur présentant des valeurs parasites et dont les paramètres sont donnés dans la table III.3.

Table III.3: Paramètres du convertisseur DC-DC élévateur [Tan 08b].

C	$220\mu F$
L	$300\mu H$
R	24Ω
V_{in}	$24V$

$$R_L = 0.14\Omega; R_C = 25m\Omega; V_{ref} = 48V .$$

Cas 1) Pour une tension de référence $V_{ref} = 48V$.

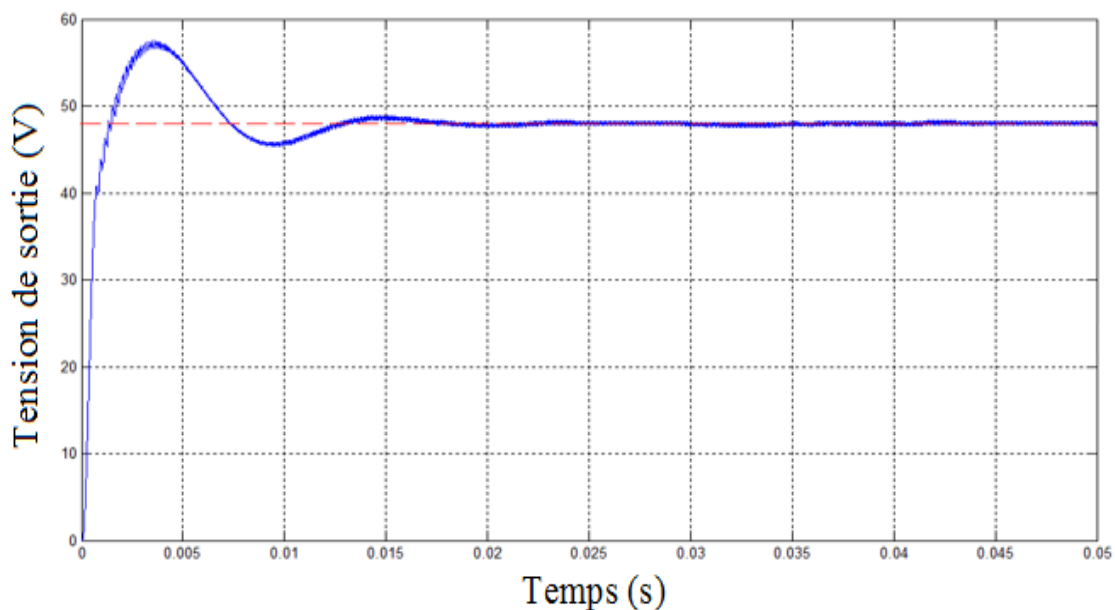


Fig. III.17. Evolution de la tension de sortie.

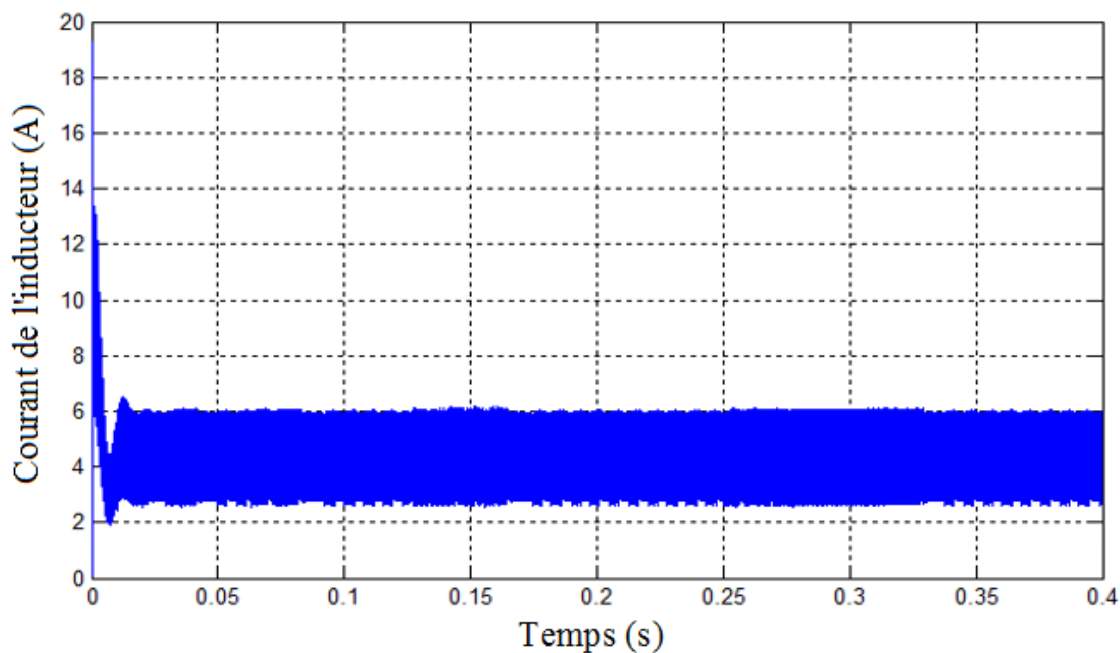


Fig. III.18. Evolution du courant de l'inducteur.

Les résultats de simulation pour ce cas de figure indiquent un bon suivi en tension et à l'instar du convertisseur abaisseur un dépassement en régime transitoire due à l'action intégrale est observé.

L'évolution du courant d'inducteur en Fig. III.18 montre que le convertisseur opère bien en mode de conduction continue.

Cas 2) Variation alternée de la charge de $R_{\min}=24\Omega$ à $R_{\max}=96\Omega$ pour une tension de référence $V_{\text{ref}}=48\text{V}$.

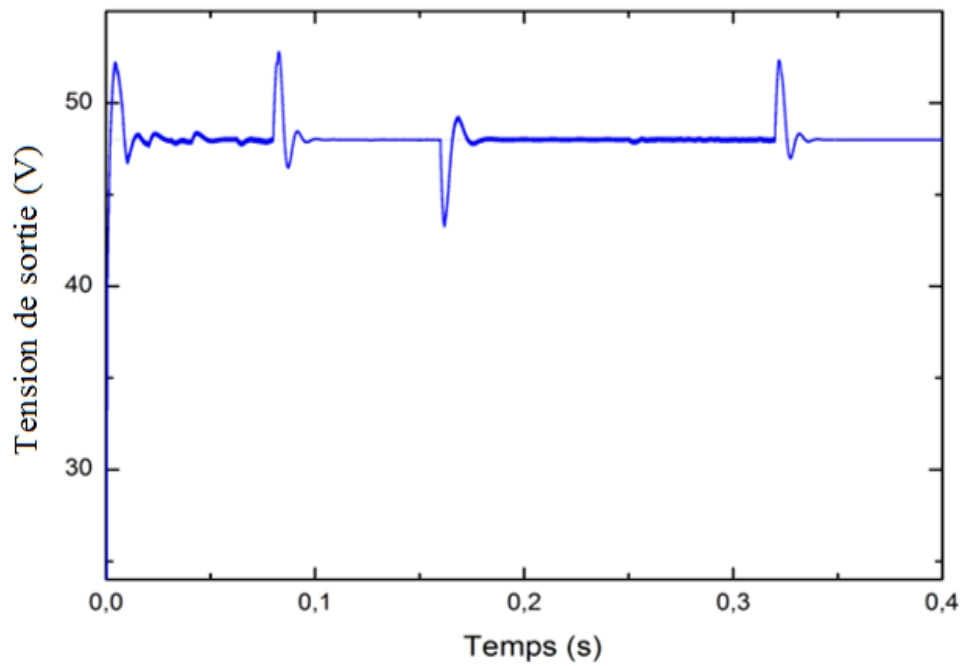


Fig. III.19. Evolution de la tension de sortie.

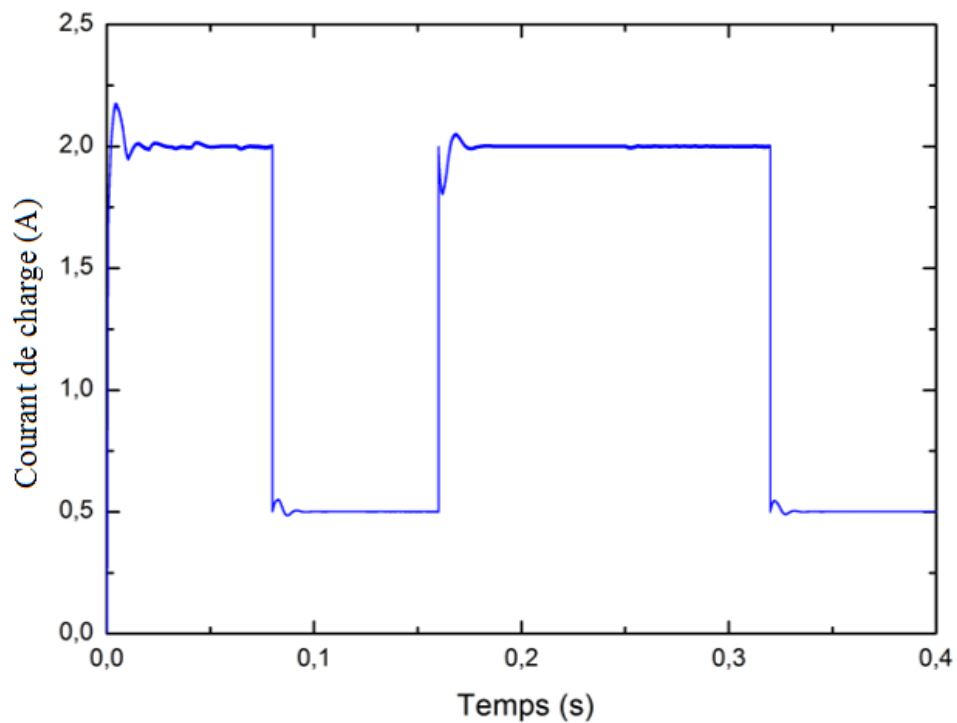


Fig. III.20. Evolution du courant de charge.

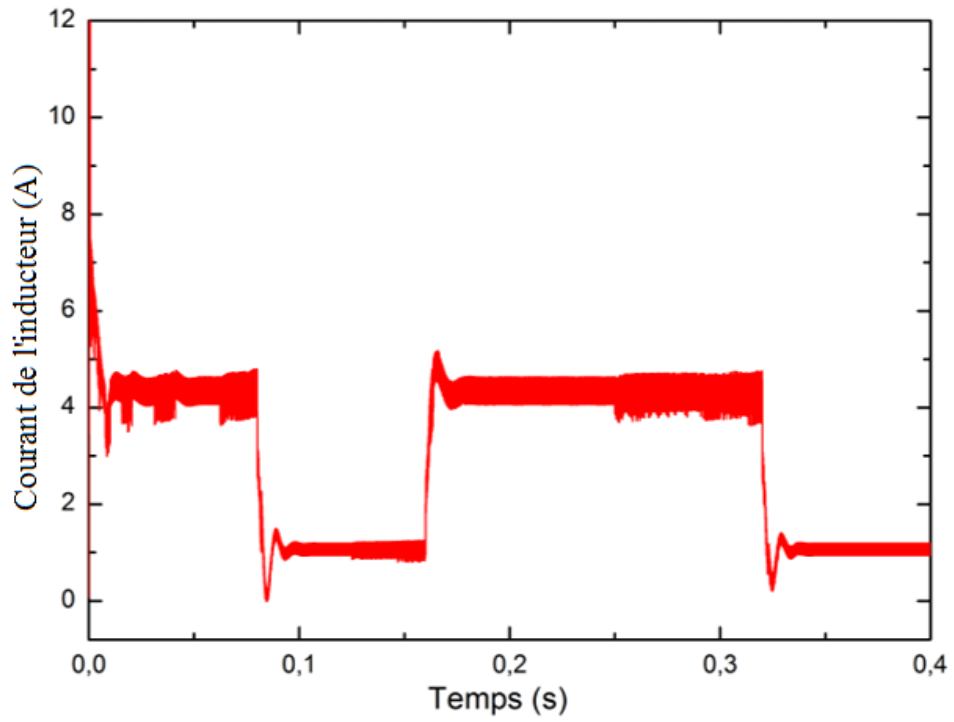


Fig. III.21. Evolution du courant de l'inducteur.

Cas 3) Variation de la tension de référence de 48 à 30V.

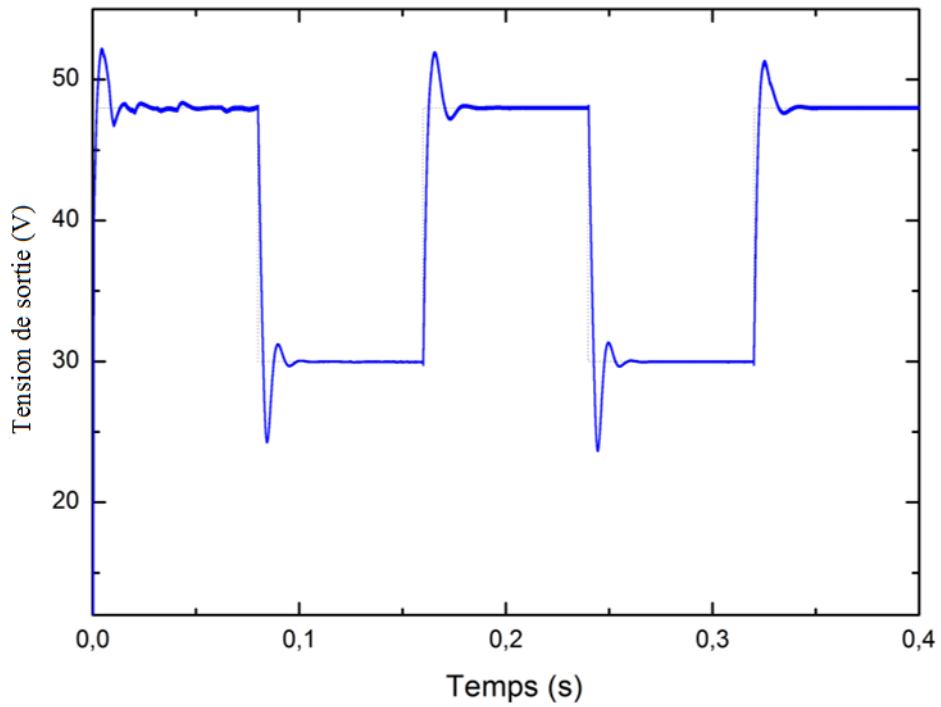


Fig. III.22. Evolution de la tension de sortie.

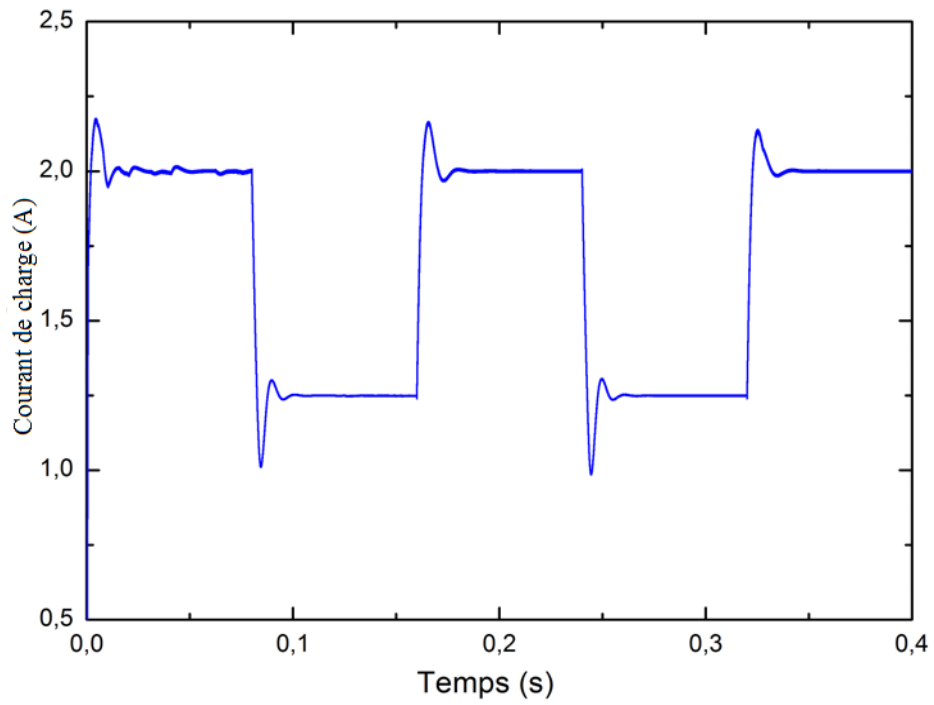


Fig. III.23. Evolution du courant de charge.

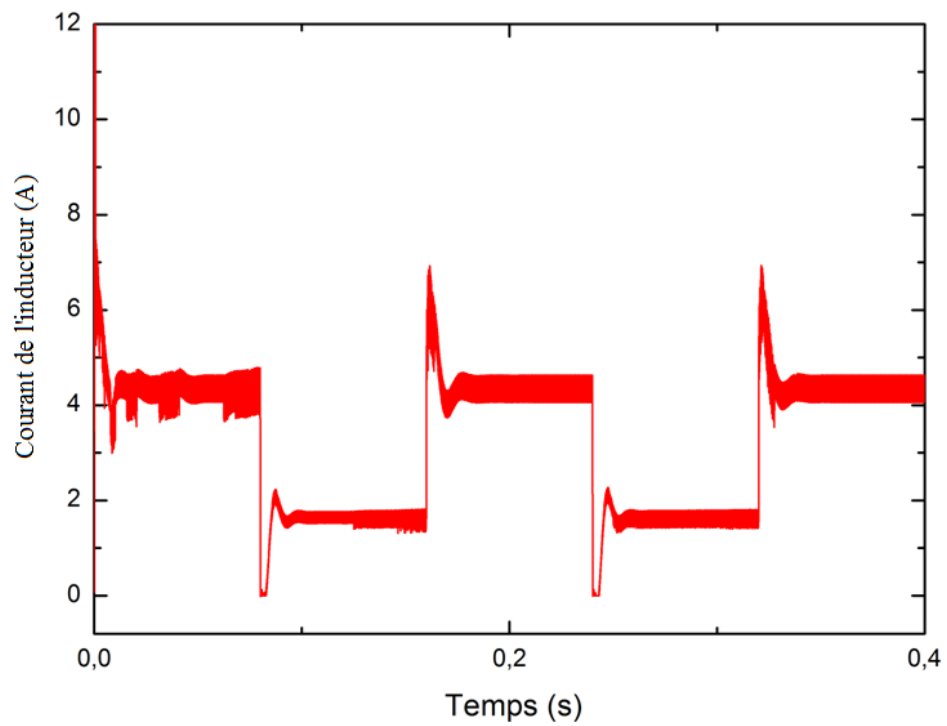


Fig. III.24. Evolution du courant de l'inducteur.

Différents tests de robustesse ont été réalisés pour évaluer les performances de la commande **DISMC** appliquée à un convertisseur élévateur, à savoir la variation de charge et la variation

de la tension de référence. Les résultats obtenus montrent un bon suivi de la tension de sortie et une nette diminution de l'erreur statique en régime permanent. Le courant de l'inducteur prouve que le convertisseur fonctionne effectivement en mode de conduction continue.

Les algorithmes de contrôle développés dans les sections précédentes sont à convergence asymptotique. On va aborder dans la section suivante, une commande présentant une convergence en temps fini.

III.4 Commande par mode glissant terminal (TSMC) d'un convertisseur DC-DC

III.4.1 Conception du contrôleur par mode glissant terminal d'un convertisseur DC-DC élévateur

La désignation d'un contrôleur **TSMC** pour un convertisseur élévateur commandé en mode tension, commence tout d'abord par le choix des variables d'état :

$$\begin{cases} x_1 = V_{ref} - V_o \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{V}_o = \frac{V_o}{RC} + \int \frac{(V_o - V_{in})u}{LC} dt \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

La substitution de ces équations dans le modèle du convertisseur élévateur déjà vu au chapitre I :

$$\begin{cases} \frac{dV_o}{dt} = (1-u) \frac{i_L}{C} - \frac{V_o}{RC} \\ \frac{di_L}{dt} = -(1-u) \frac{V_o}{L} + \frac{V_{in}}{L} \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

donne :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_2}{RC} - \frac{x_1}{LC} u + \frac{V_{ref} - V_{in}}{LC} u = f + gu \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Afin d'accélérer la vitesse de convergence, un contrôleur **TSMC** est présenté. Il utilise une surface de commutation non linéaire qui peut être exprimée par [Yaz 15] :

$$s = \dot{x}_1 + \beta' x_1^{p/q} \quad (\text{III.35})$$

où $\beta' > 0$ et p, q ($q > p$) sont des nombres impairs positifs.

Le terme non-linéaire $x_1^{p/q}$ de l'équation (III.35) améliore la vitesse de convergence de la trajectoire d'état vers $s = 0$. Le contrôleur **TSMC** est cependant incapable de fournir les mêmes performances lorsque la valeur initiale de la trajectoire d'état du système est très éloignée du point d'équilibre. Lorsque la valeur de $x_1(0)$ est importante, la valeur du terme $x_1^{p/q}$ est réduite [Yaz 15]. La vitesse de convergence de la commande **TSMC** est donc sensible aux conditions initiales. La commande **FTSMC** a été adoptée, afin de surmonter ce problème. Cette loi de

contrôle assure une convergence rapide, même lorsque les conditions initiales du système sont éloignées du point d'équilibre désiré. Elle a été introduite dans [Yu 02] et est basée sur une surface du type suivant :

$$s = \dot{x}_1 + \alpha x_1 + \beta' x_1^{p/q} \quad (\text{III.36})$$

α et β' des constantes positives.

III.4.1.1 Conception des lois de commande

1. Loi de commande TSMC

On aborde tout d'abord la commande TSMC en utilisant l'équation (III.35).

En considérant que la condition $s\dot{s} \leq 0$ est vérifiée, on suppose que :

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{x}_2 + \beta' \frac{d}{dt} x_1^{p/q} = -k \text{sign}(s) \\ &= f + gu + \beta' \frac{d}{dt} x_1^{p/q} \end{aligned} \quad (\text{III.37})$$

On en déduit que :

$$u_{TSMC} = g^{-1} \left[-f - \beta' \frac{d}{dt} x_1^{p/q} - k \text{sign}(s) \right] \quad (\text{III.38})$$

2. Loi de commande FTSMC

En suivant la même procédure qu'auparavant, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{x}_2 + \alpha x_2 + \beta' \frac{d}{dt} x_1^{p/q} = -k \text{sign}(s) \\ &= f + gu + \alpha x_2 + \beta' \frac{d}{dt} x_1^{p/q} \end{aligned} \quad (\text{III.39})$$

$$u_{FTSMC} = g^{-1} \left[-f - \alpha x_2 - \beta' \frac{d}{dt} x_1^{p/q} - k \text{sign}(s) \right] \quad (\text{III.40})$$

III.4.2 Résultats de simulation

Les résultats de simulation obtenus sont donnés pour les approches de mode glissant, mode glissant terminal (TSMC) et mode glissant rapide terminal (FTSMC) pour un convertisseur survolteur dont les paramètres sont donnés en table III.4.

Table III.4. Paramètres du convertisseur DC-DC élévateur [Yaz 15]

C	$240 \mu F$
L	$310 \mu H$
R	30Ω
V_{in}	$12V$

a) Fonctionnement nominal pour $V_{ref}=30\text{ V}$.

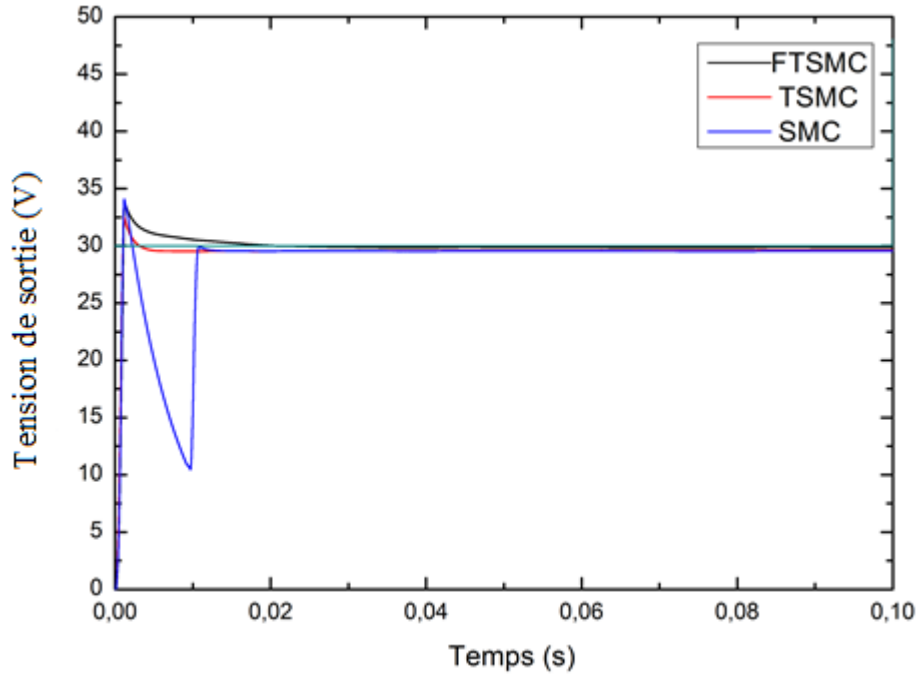


Fig. III.25. Evolution de la tension de sortie.

On observe un bon suivi du courant de référence de l'inducteur qui est de 2.5 A pour les 3 approches ainsi qu'une faible erreur statique sur la tension de sortie pour une référence de tension de 30V ce qui ne reste pas valide si la tension de référence est augmentée à 48V comme le montrent les figures III.28-III.30.

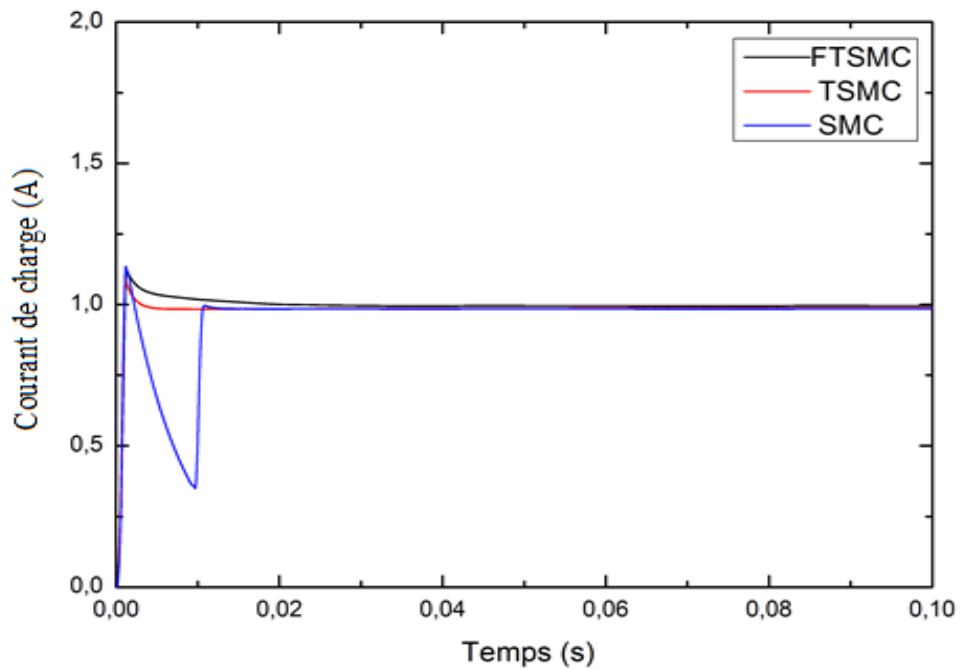


Fig. III.26. Evolution du courant de charge.

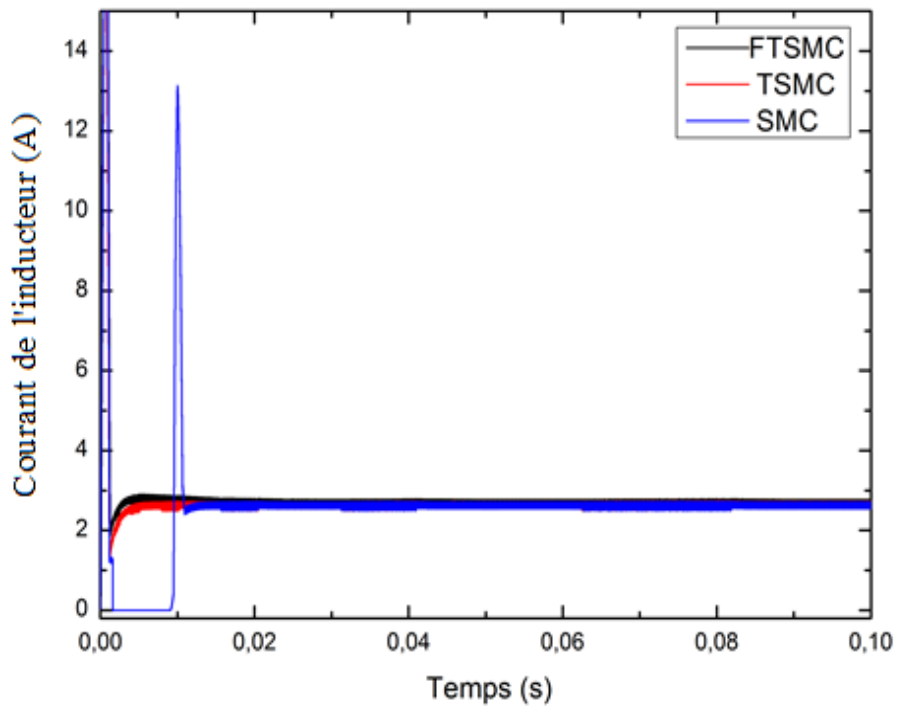


Fig. III.27. Evolution du courant de l'inducteur.

b) Variation de charge de 30 à 60Ω avec une tension de référence $V_{ref}=48V$.

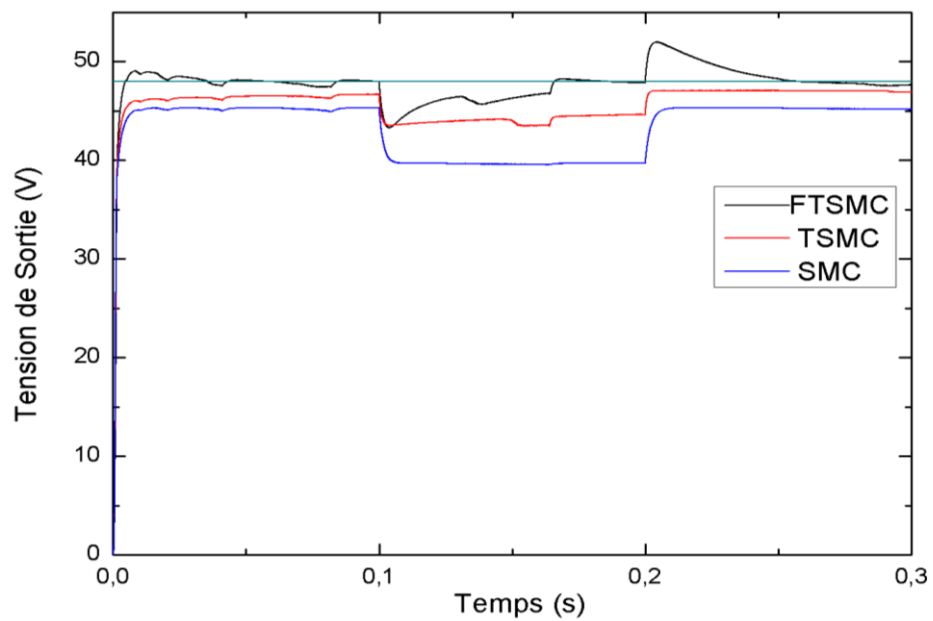


Fig. III.28. Evolution de la tension de sortie.

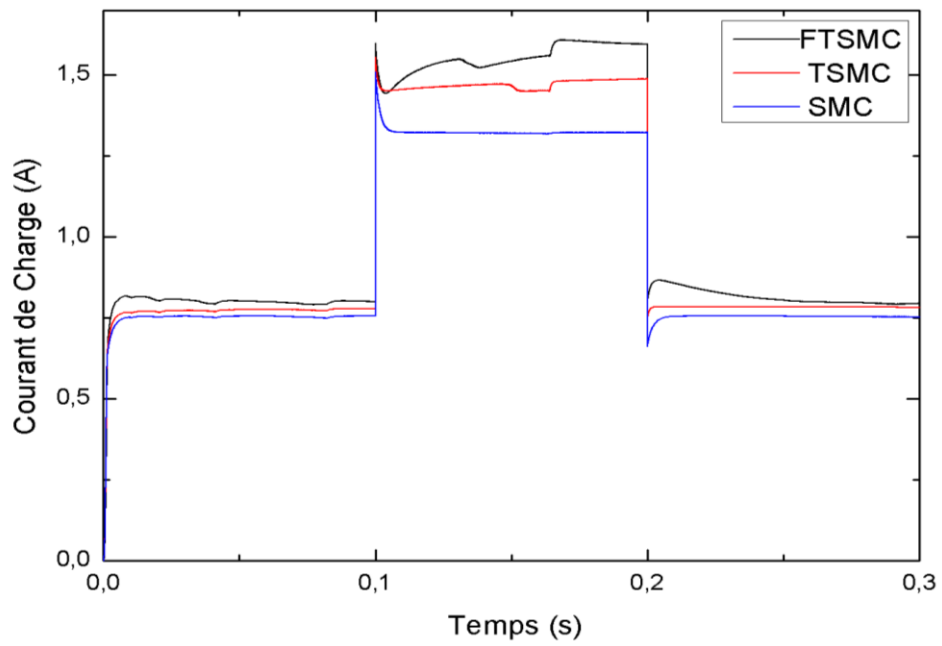


Fig. III.29. Evolution du courant de charge.

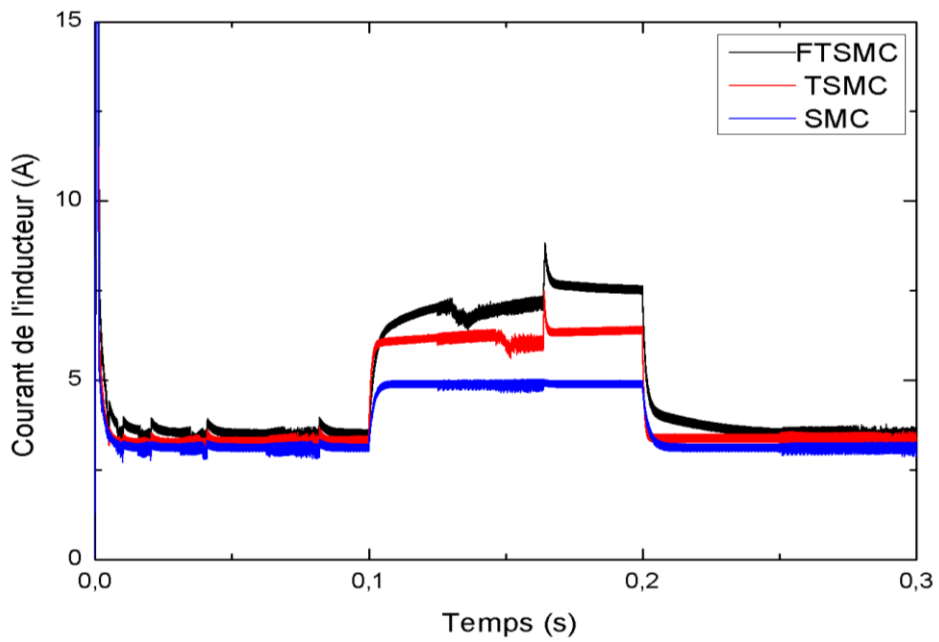


Fig. III.30. Evolution du courant de l'inducteur.

Des erreurs statiques sur la sortie en tension et en courant sont observées en régime permanent sur les approches **SMC** et **TSMC** et qui demeurent relativement faibles pour l'approche **FTSMC**.

c) Variation du signal de référence 30-48V.

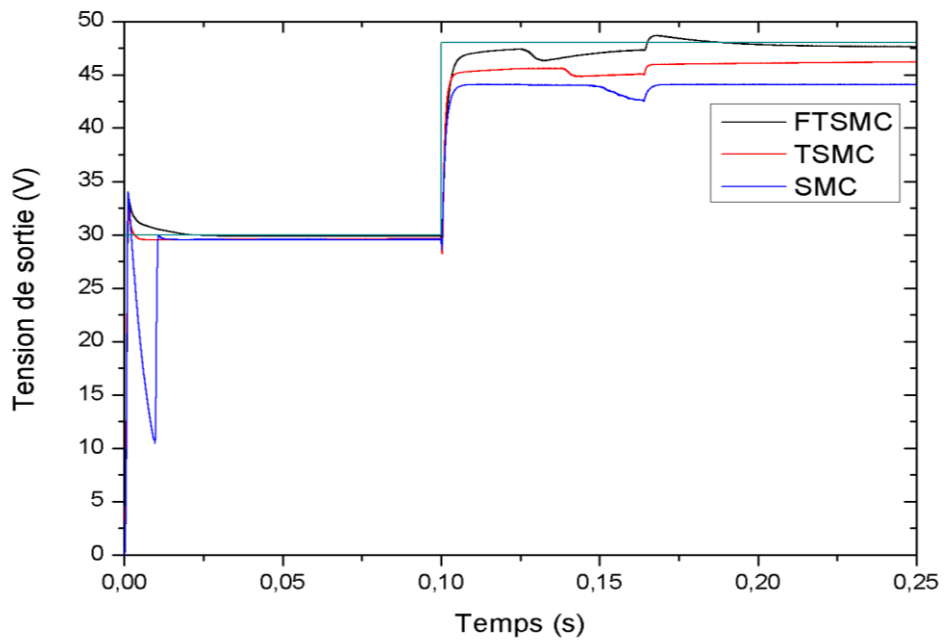


Fig. III.31. Evolution de la tension de sortie.

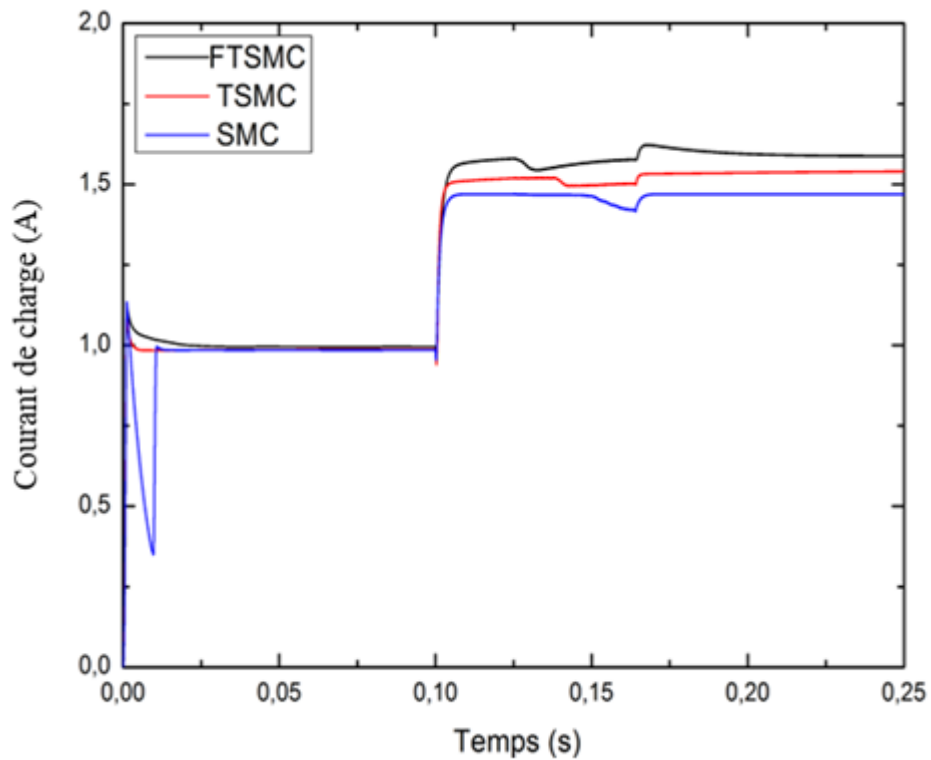


Fig. III.32. Evolution du courant de charge.

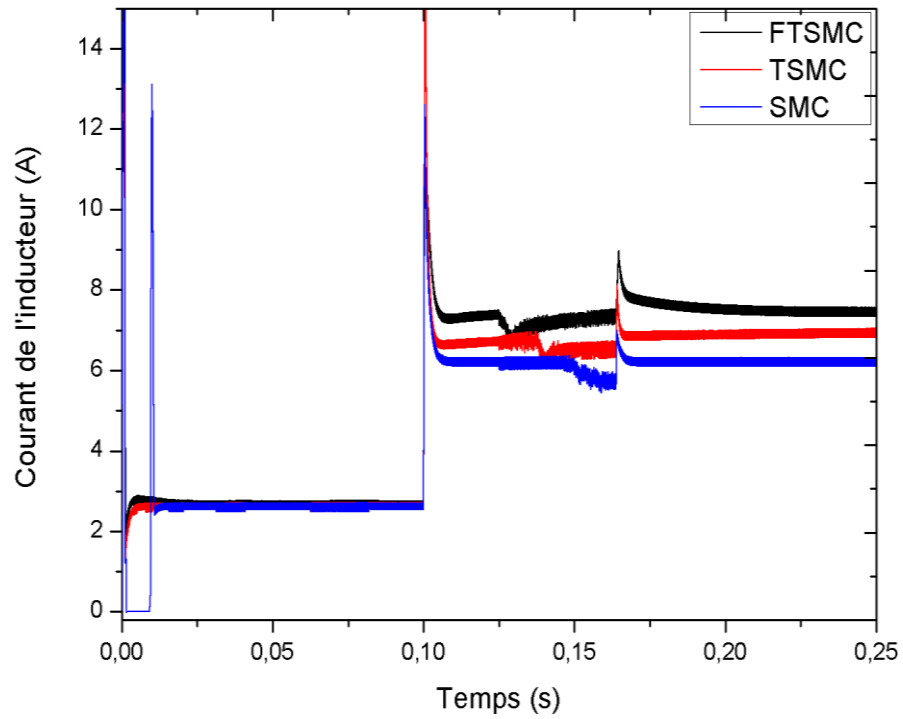


Fig. III.33. Evolution du courant de l'inducteur.

On observe là aussi un meilleur suivi pour l'approche terminale rapide.

d) Variation de la tension d'alimentation de 12V à 20V.

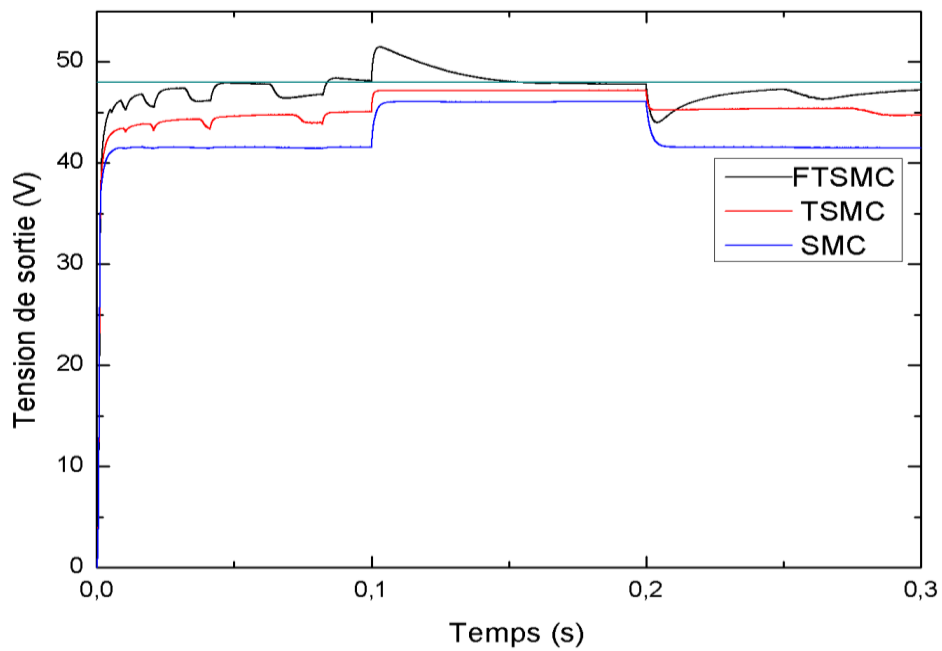


Fig. III.34. Evolution de la tension de sortie.

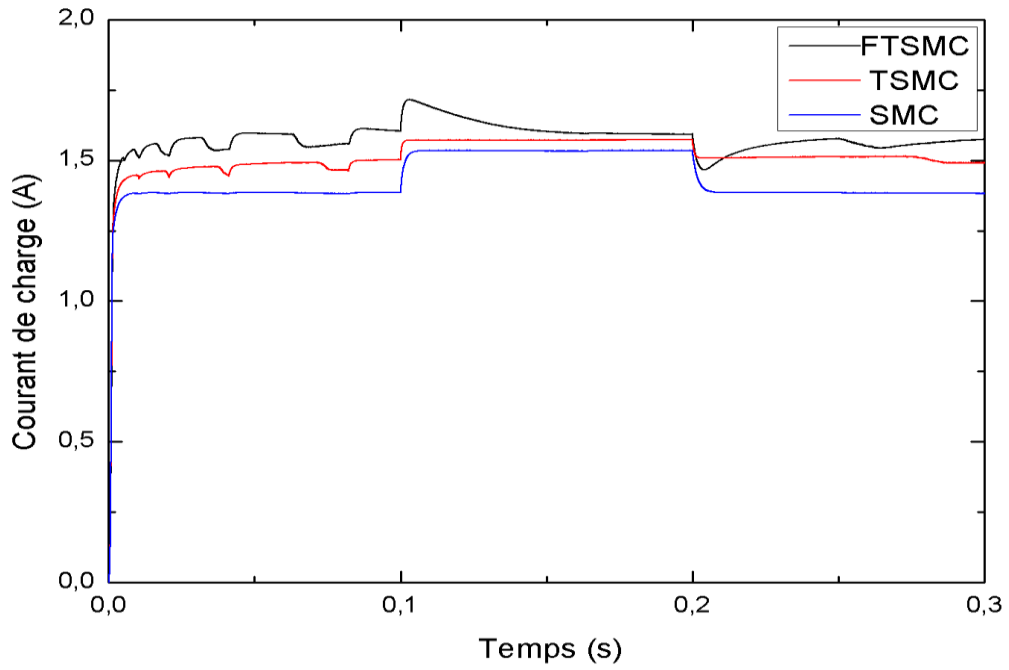


Fig. III.35. Evolution du courant de charge.

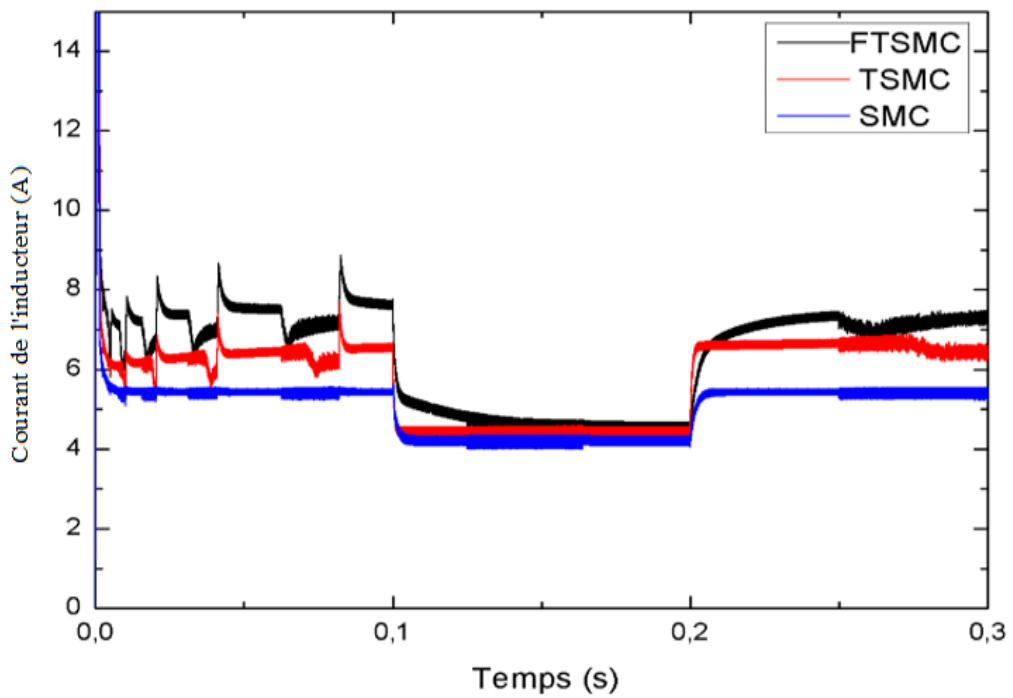


Fig. III.36. Evolution du courant de l'inducteur.

Les résultats de simulation confirment pour ce type de test la prévalence de l'approche terminale rapide sur le mode glissant terminal et mode glissant en régime permanent.

III.4.3. Conception du contrôleur par mode glissant terminal d'un convertisseur DC-DC abaisseur

Considérons les équations d'état d'un convertisseur DC-DC abaisseur de la forme :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X) + g(X)u \\ y(t) = BX \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

où $X = [i_L \ V_o]^T$; $y(t) = V_o$; $i_L(t)$ et $V_o(t)$ désignent respectivement le courant de l'inducteur et la tension du condensateur ; u le rapport cyclique du signal **PWM** du convertisseur DC-DC.

Soit y_d la valeur de la tension désirée et si l'erreur de suivi est définie par : $e(t) = y(t) - V_{ref}$, l'objectif de la commande par mode glissant terminal est de s'assurer que l'erreur de poursuite converge vers zéro en temps fini.

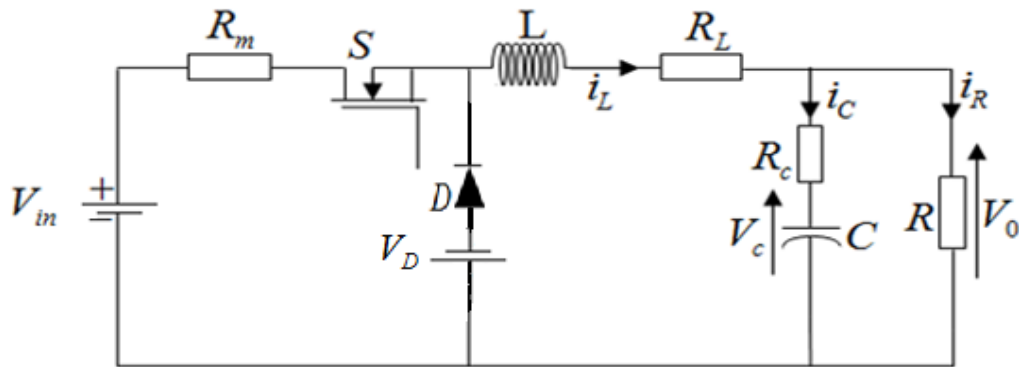


Fig. III.37. Schéma du circuit équivalent d'un convertisseur abaisseur avec éléments parasites.

Les fonctions $f(X)$ et $g(X)$ sont définies comme :

$$\begin{aligned} f(X) &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \left[R_L + \frac{RR_c}{R+R_c} \right] & -\frac{R}{L(R+R_c)} \\ \frac{R}{C(R+R_c)} & -\frac{1}{C(R+R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \\ g(X) &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} R_m & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} (V_D + V_{in}) \\ 0 \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} \frac{RR_c}{R+R_c} & \frac{R}{R+R_c} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.42})$$

On définit une nouvelle surface de glissement dite terminale donnée par :

$$s(t) = \frac{1}{\delta} e + \int_0^t e^{p/q}(\tau) d\tau \quad (\text{III.43})$$

où δ est une constante positive, $q > p > 0$ sont des entiers impairs positifs. Quand $s = 0$, l'équation (III.43) donne :

$$\dot{e} = -\delta e^{p/q} \quad (\text{III.44})$$

Le temps de convergence de $e(t)$ est [Chi 09] :

$$t_e = \frac{|e(0)|^{1-\frac{p}{q}}}{\delta \left(1 - \frac{p}{q}\right)} \quad (\text{III.45})$$

Théorème 1.

Si la loi de commande u , du convertisseur abaisseur (III.41), utilisant la surface de glissement terminale (III.43) est donnée par :

$$u = \frac{1}{Bg(X)} \left[-\delta e^{p/q} - \delta k \text{sign}(s) - Bf(X) \right] \quad (\text{III.46})$$

où $k, \delta > 0, q > p > 0$, alors la commande par mode glissant terminal garantit une stabilité convergente de temps fini.

Démonstration

A l'aide de la dérivée de la surface de glissement de l'équation (III.43), et en tenant compte des équations dynamiques du convertisseur (III.41), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= e^{p/q} + \frac{1}{\delta} \dot{e} \\ &= (BX - y_d)^{p/q} + \frac{1}{\delta} (Bg(X)u + Bf(X)) \\ &= -k \text{sign}(s) \end{aligned} \quad (\text{III.47})$$

On note que la condition $s\dot{s} < 0$ est évidemment satisfaite. La surface de glissement va ainsi converger vers zéro en temps fini, c'est à dire que $s \rightarrow 0$ pour $t \in [0 T]$; donc l'erreur $e(t)$ converge vers zéro en temps fini.

III.4.4 Résultats de simulation

Les paramètres du convertisseur abaisseur considéré dans la simulation sont mentionnés dans la table III.5 :

Table III.5: Paramètres du convertisseur DC-DC abaisseur [Chi 09]

C	$202.5 \mu F$
L	$98.58 \mu H$
R	6Ω
V_{in}	$20V$

Le convertisseur utilisé présente des éléments parasites dont les valeurs sont : $R_L = 48.5m\Omega$, $R_c = 162m\Omega$, $V_D = 0.82V$, $R_m = 0.27\Omega$, et la tension désirée est $V_{ref} = 5V$.

Cas 1) Fonctionnement nominal pour $V_{ref} = 5V$

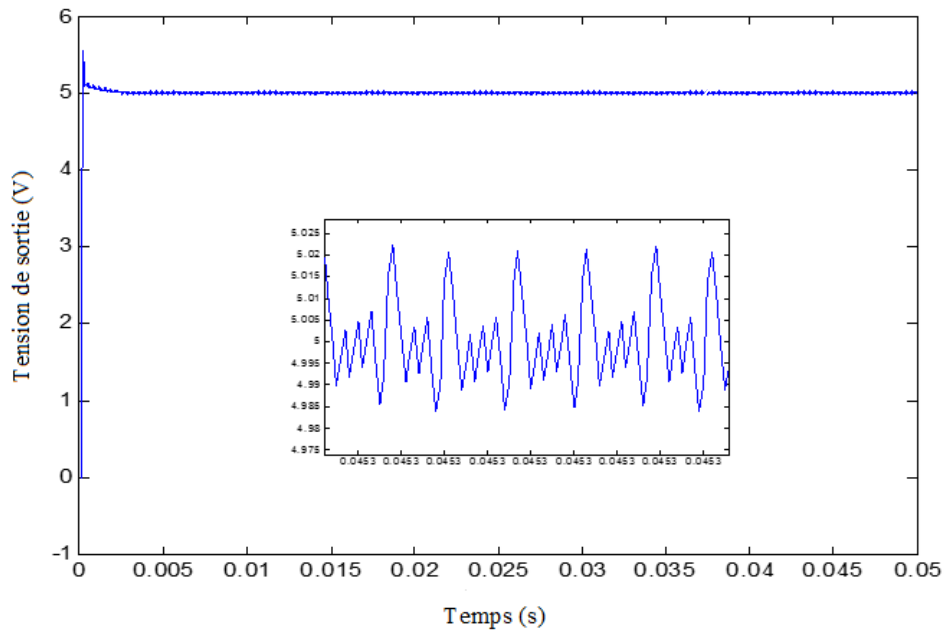


Fig. III.38. Evolution de la tension de sortie.

Cas 2) Avec variation alternée de la tension de référence de 8 à 10 volts

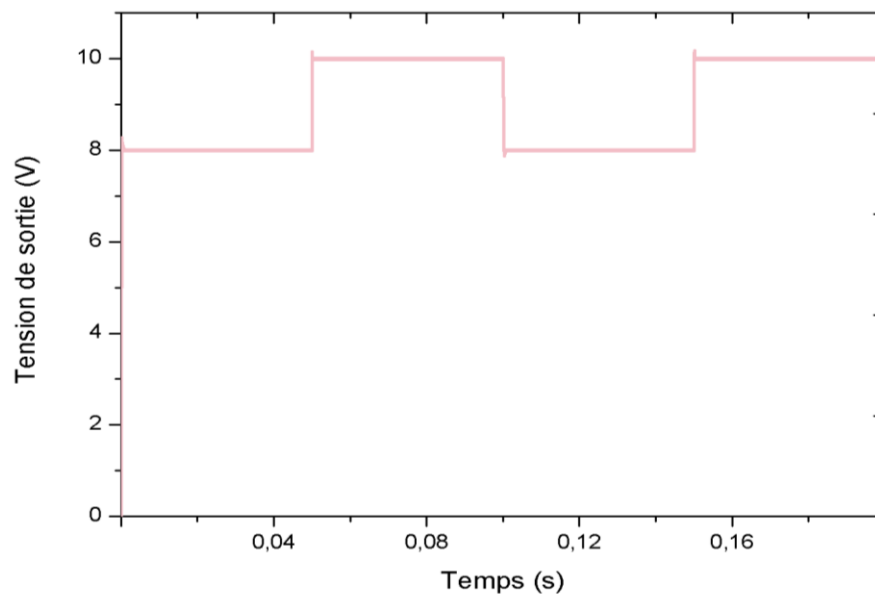


Fig. III.39. Evolution de la tension de sortie.

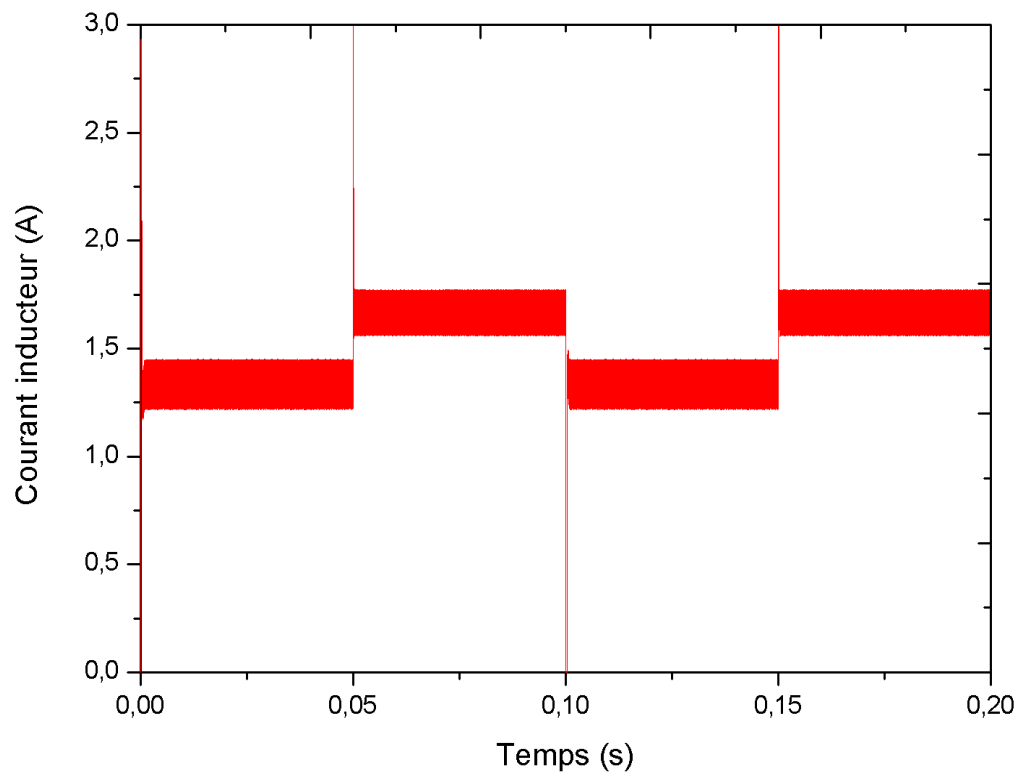


Fig. III.40. Evolution du courant de l'inducteur.

Cas 3) Avec une variation alternée de charge de 6 à 3 ohms.

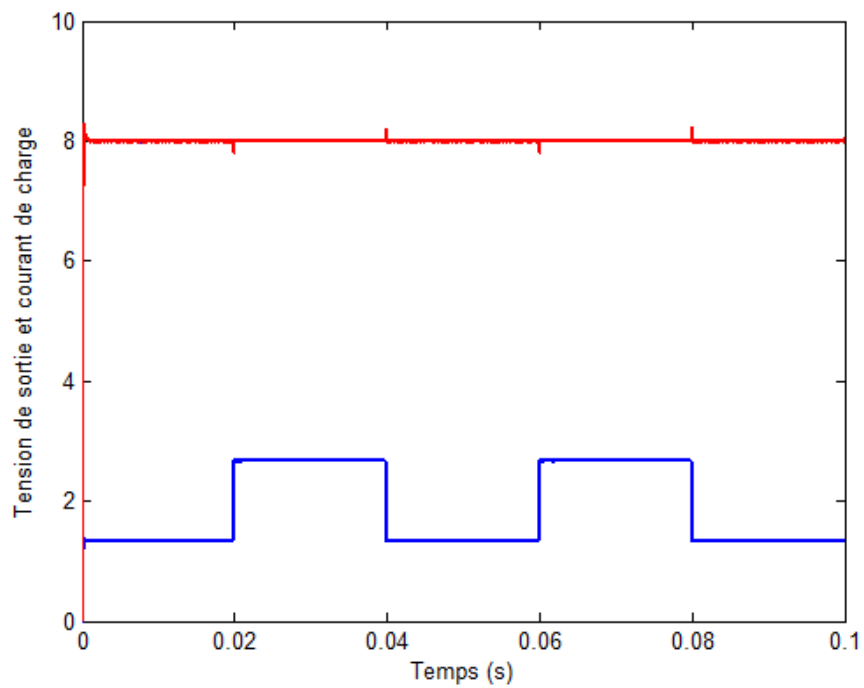


Fig. III.41. Evolution de la tension de sortie et du courant de charge.

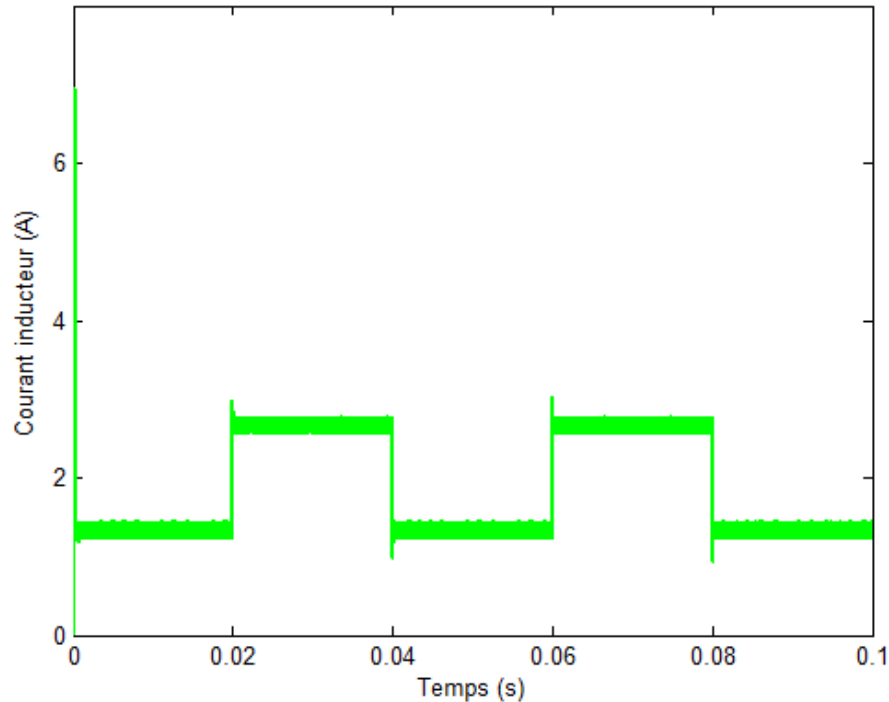


Fig. III.42. Evolution du courant inducteur.

A travers les résultats de simulation de la commande terminale de mode glissant du convertisseur abaisseur on remarque une amélioration du suivi et de la robustesse face aux différents tests vu que le temps de convergence a été réduit.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a revu en détail différentes techniques s'appuyant sur la commande par mode glissant, à savoir la commande par mode glissant intégral (**ISMC**), la commande par mode glissant à double intégrale (**DISMC**) et la commande par mode glissant terminal (**TSMC**). La commande (**ISMC**) est une commande robuste qui réduit l'erreur du système en régime permanent. La commande **DISMC** a été utilisée pour minimiser d'avantage l'erreur en régime permanent. Ces approches ne garantissent qu'une convergence asymptotique d'où l'introduction des approches à convergence rapide.

Pour avoir une convergence de temps fini, on a fait appel à la commande dite terminale de mode glissant (**TSMC**) et les résultats comparés à l'approche terminale rapide de mode glissant. Les différentes approches utilisées dans ce chapitre ont prouvé leur robustesse avec un bon suivi du signal de référence. Le chapitre suivant présente les approches synergétiques avancées à savoir les variantes terminale et terminale rapide avec implémentation de ces dernières pour un convertisseur abaisseur qui constitue notre modeste contribution

Chapitre IV

Commandes Synergétiques Avancées des Convertisseurs DC-DC

Commandes Synergétiques Avancées des Convertisseurs DC-DC

IV.1. Introduction

La commande synergétique, un outil puissant pour le contrôle des systèmes non linéaires [Hak 97][Bou 12], est une technique de contrôle robuste très prometteuse reposant sur le même principe d'invariance que l'on retrouve dans le contrôle par mode glissant mais sans son inconvénient de broutement (chattering). 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. Un choix adéquat de la macro-variable garantit les performances requises [Hak 97][San03].

La robustesse de la commande synergétique et sa facilité de mise en œuvre en pratique ont mis en avant cette approche de contrôle relativement nouvelle. La commande synergétique a été appliquée avec succès dans le domaine des convertisseurs de puissance DC-DC [San 03] [Kon 04], dans un système de chargement de batterie [Jia 04] et dans la conception de stabilisateurs d'un système de puissance [Jia 09][Bou 12][Bou 16]. Dans la plupart de ces applications, la loi de commande synergétique a été conçue sur la base d'une stabilité asymptotique et les trajectoires du système évoluent vers un attracteur spécifié atteignant l'équilibre en un temps infini.

Plusieurs articles ont proposé une approche dite terminale aboutissant à une convergence en temps fini basée sur des techniques d'attracteurs terminaux [Zak 89][Mon 14]. En réduisant le temps requis pour atteindre le point d'équilibre, on renforce aussi bien la convergence, que l'atténuation rapide de l'effet des perturbations. Cependant, la validation pratique d'une telle approche sur les convertisseurs DC-DC n'a été corroborée qu'à travers un algorithme compliqué fournissant seulement une convergence asymptotique [Bei 14]. Pour évaluer l'amélioration effective apportée par la commande synergétique terminale rapide, une étude expérimentale a été menée sur un banc d'essai articulé sur une carte DS1104 de dSpace sur un convertisseur abaisseur de laboratoire [Zer 18].

Similairement à la démarche suivie dans le chapitre précédent, l'amélioration du temps de convergence sera abordée en termes de commande synergétiques terminale et terminale rapide qui seront développées et appliquées aussi bien aux convertisseurs élévateur qu'abaisseur.

IV.2 Commandes synergétiques terminale et rapide terminale d'un convertisseur élévateur

IV.2.1 Synthèse des lois de commande

On aborde dans ce qui suit les applications de la commande synergétique terminale **TSC** et terminale rapide **FTSC** au convertisseur DC-DC élévateur.

La dynamique de l'erreur du courant de l'inducteur du convertisseur élévateur utilisée dans les deux approches **TSC** et **FTSC** est choisie comme:

$$e(t) = i_{ref} - i_L \quad (\text{IV.1})$$

En se basant sur **[Tan 08b]**, on choisit $i_{ref} = K(V_{ref} - V_o)$ avec la constante $K \gg 1$. La dérivée de l'erreur est donnée par :

$$\dot{e}(t) = -\frac{K}{C} i_C - \frac{V_{in} - \bar{u}V_o}{L} \Rightarrow \dot{e}(t) = f + g \bar{u} \quad (\text{IV.2})$$

avec f et g des fonctions dépendantes des paramètres du convertisseur et qui sont définies par:

$$\begin{cases} f = -\frac{K}{C} i_C - \frac{V_{in}}{L} \\ g = \frac{V_o}{L} \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

La conception des commandes **TSC** et **FTSC** est basée sur le choix de la macro-variable puis sur la détermination d'une loi de commande permettant de conduire l'état du système au point d'équilibre en temps fini. Dans ce but, on définit des macro-variables non linéaires pour les deux approches :

$$\psi_{TSC}(t) = e(t) + \lambda_1 \left(\int_0^t e(\theta) d\theta \right)^{p/q} \quad (\text{IV.4})$$

$$\psi_{FTSC}(t) = e(t) + \lambda_2 \int_0^t e(\theta) d\theta + \lambda_1 \left(\int_0^t e(\theta) d\theta \right)^{p/q} \quad (\text{IV.5})$$

où p et q sont des entiers impairs satisfaisant la condition: $q > p > 0$.

Lorsque la dynamique de l'erreur atteint la macro-variable $\psi = 0$, on a :

$$\psi_{TSC}(t) = 0 \Rightarrow e(t) + \lambda_1 \left(\int_0^t e(\theta) d\theta \right)^{p/q} = 0 \quad (\text{IV.6})$$

$$\psi_{FTSC}(t) = 0 \Rightarrow e(t) + \lambda_2 \int_0^t e(\theta) d\theta + \lambda_1 \left(\int_0^t e(\theta) d\theta \right)^{p/q} = 0 \quad (\text{IV.7})$$

En posant $\omega = \int_0^t e(\theta)d\theta$, les équations suivantes peuvent être dérivées :

$$\dot{\omega}(t) + \lambda_1 \omega(t)^{p/q} = 0 \quad (\text{IV.8})$$

$$\dot{\omega}(t) + \lambda_2 \omega(t) + \lambda_1 \omega(t)^{p/q} = 0 \quad (\text{IV.9})$$

Les temps de convergence sont obtenus par la résolution des équations dynamiques (IV.8) et (IV.9) [Xu 15] [Zha 15] :

$$t_{TSC} = \frac{|\omega(0)|^{1-p/q}}{\lambda_1 \left(1 - \frac{p}{q}\right)} \quad (\text{IV.10})$$

$$t_{FTSC} = \frac{1}{\lambda_2 \left(1 - \frac{p}{q}\right)} \ln \frac{\lambda_2 |\omega(0)|^{1-p/q} + \lambda_1}{\lambda_1} \quad (\text{IV.11})$$

Il est clair que si la dynamique de l'erreur est entraînée vers la macro-variable $\psi = 0$, la stabilité du système est assurée en temps fini.

$$\dot{\psi}_{TSC}(t) = \dot{e}(t) + \lambda_1 \frac{p}{q} e(t) \left(\int_0^t e(\theta)d\theta \right)^{p/q-1} \quad (\text{IV.12})$$

$$\dot{\psi}_{FTSC}(t) = \dot{e}(t) + \lambda_2 e(t) + \lambda_1 \frac{p}{q} e(t) \left(\int_0^t e(\theta)d\theta \right)^{p/q-1} \quad (\text{IV.13})$$

La contrainte sur la macro-variable est définie par :

$$\tau \dot{\psi} + \psi = 0, \quad \tau \succ 0 \quad (\text{IV.14})$$

En substituant les équations (IV.12) et (IV.13) dans l'équation (IV.14), on obtient :

$$\dot{e}(t) + \lambda_1 \frac{p}{q} e(t) \left(\int_0^t e(\theta)d\theta \right)^{p/q-1} = -\frac{\psi_{TSC}(t)}{\tau_{TSC}} \quad (\text{IV.15})$$

$$\dot{e}(t) + \lambda_2 e(t) + \lambda_1 \frac{p}{q} e(t) \left(\int_0^t e(\theta)d\theta \right)^{p/q-1} = -\frac{\psi_{FTSC}(t)}{\tau_{FTSC}} \quad (\text{IV.16})$$

Les lois de commande **TSC** et **FTSC** sont ainsi données par :

$$u_{TSC} = g^{-1} \left(-f - \lambda_1 \frac{p}{q} e(t) \left(\int_0^t e(\theta) d\theta \right)^{p/q-1} - \frac{\psi_{TSC}(t)}{\tau_{TSC}} \right) \quad (\text{IV.17})$$

$$u_{FTSC} = g^{-1} \left(-f - \lambda_2 e(t) - \lambda_1 \frac{p}{q} e(t) \left(\int_0^t e(\tau) d\tau \right)^{p/q-1} - \frac{\psi_{FTSC}(t)}{\tau_{FTSC}} \right) \quad (\text{IV.18})$$

L'analyse de la stabilité et de la robustesse du convertisseur élévateur est similaire à celle développée dans la section IV.4.2 pour le convertisseur abaisseur.

IV.2.2 Résultats de simulation

Les paramètres du convertisseur élévateur ont été donnés dans la table II.3. Les éléments parasites sont choisis comme :

$$R_m = 0.27 \Omega, R_C = 162 m\Omega, R_L = 48 m\Omega \text{ et } V_D = 0.82V.$$

a) Fonctionnement nominal pour $V_{ref} = 40 V$.

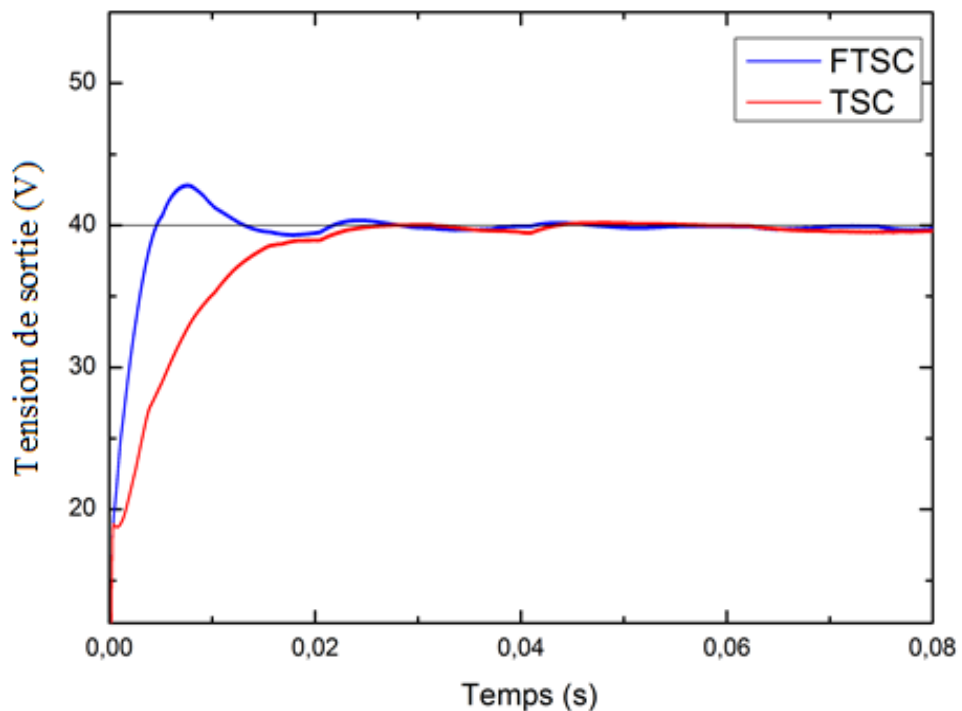


Fig. IV.1. Evolution de la tension de sortie.

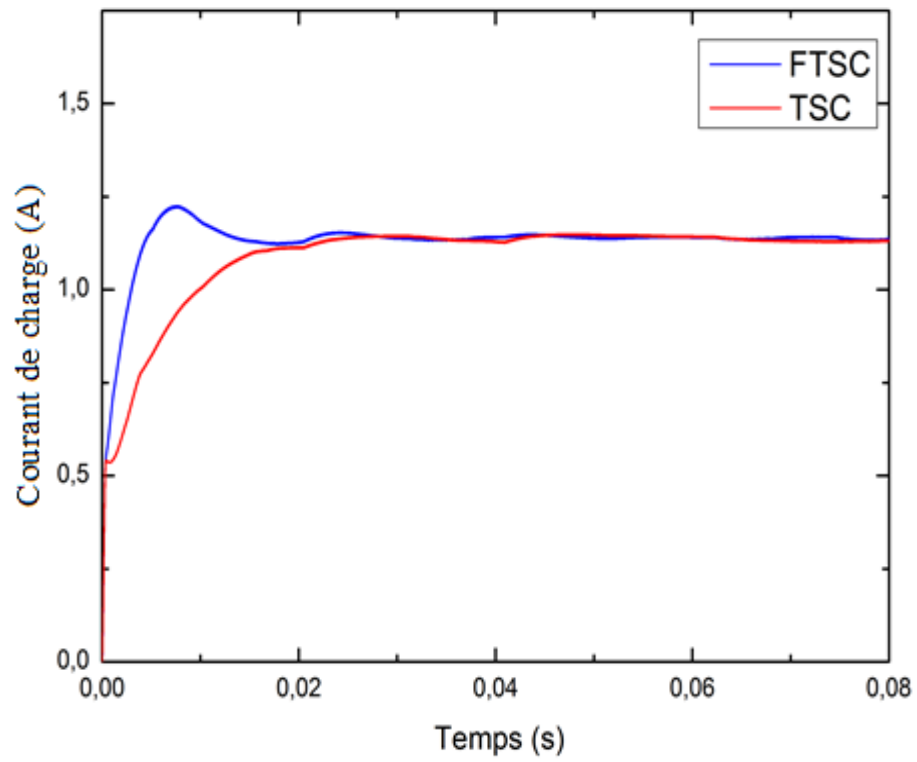


Fig. IV.2. Evolution du courant de charge.

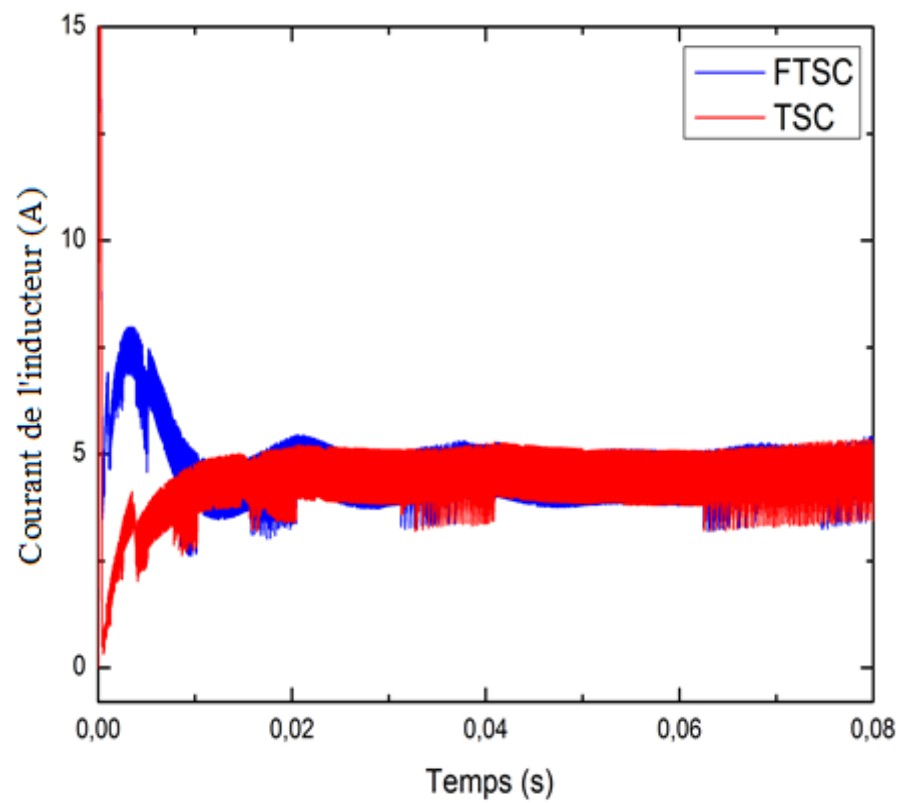


Fig. IV.3. Evolution du courant de l'inducteur.

b) Variation de charge de 35 à 70 Ω pour une tension de référence $V_{ref}=40V$.

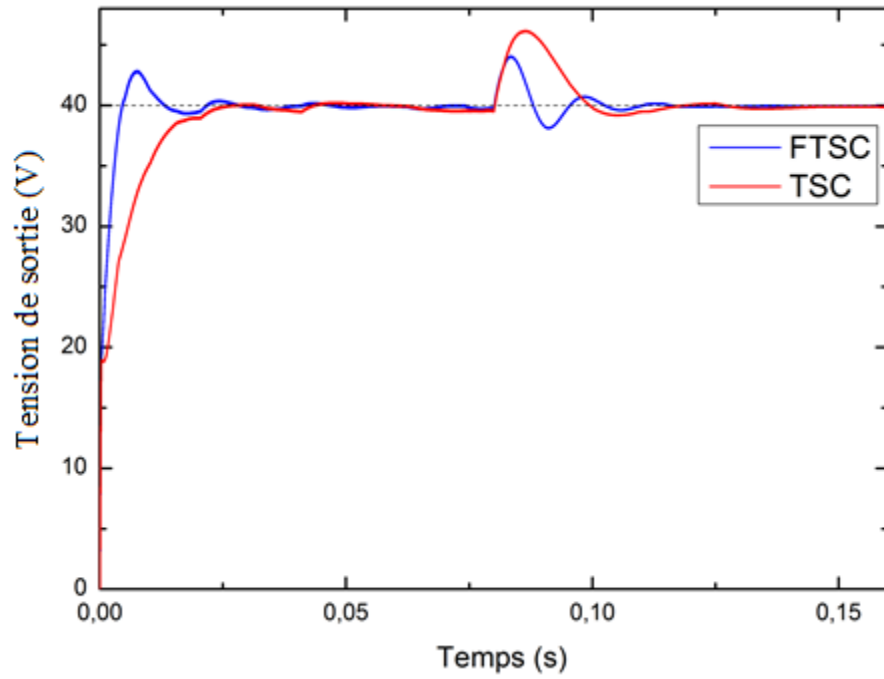


Fig. IV.4. Evolution de la tension de sortie.

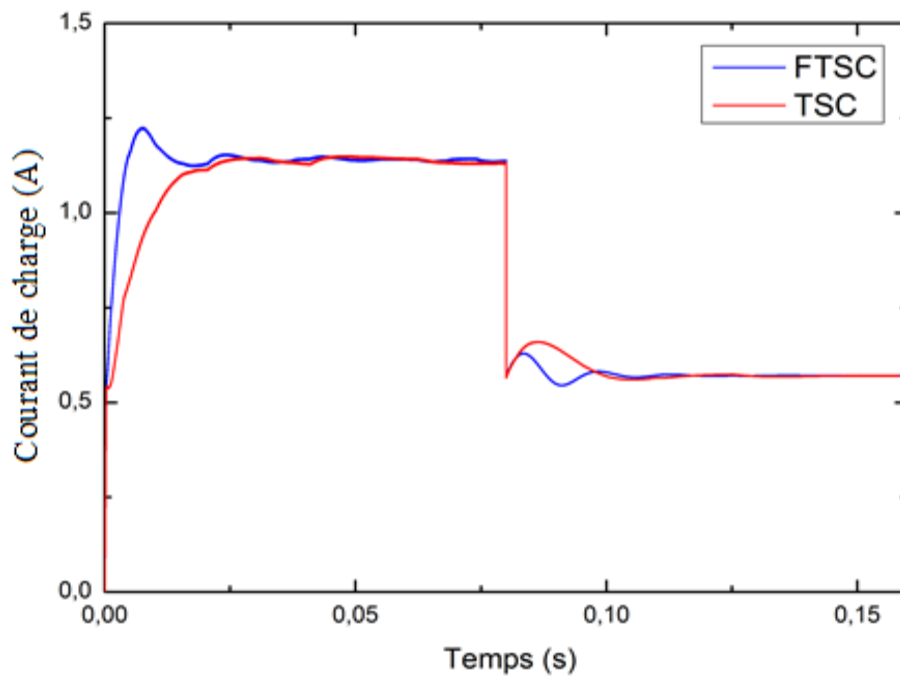


Fig. IV.5. Evolution du courant de charge.

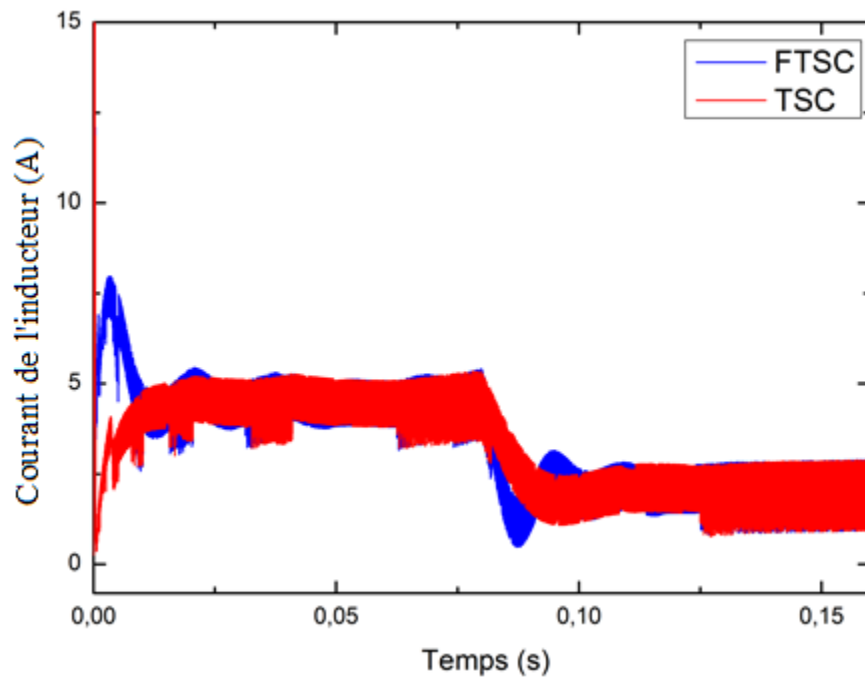


Fig. IV.6. Evolution du courant de l'inducteur.

c) **Variation de la référence de 24V à 40V durant 0.08sec.**

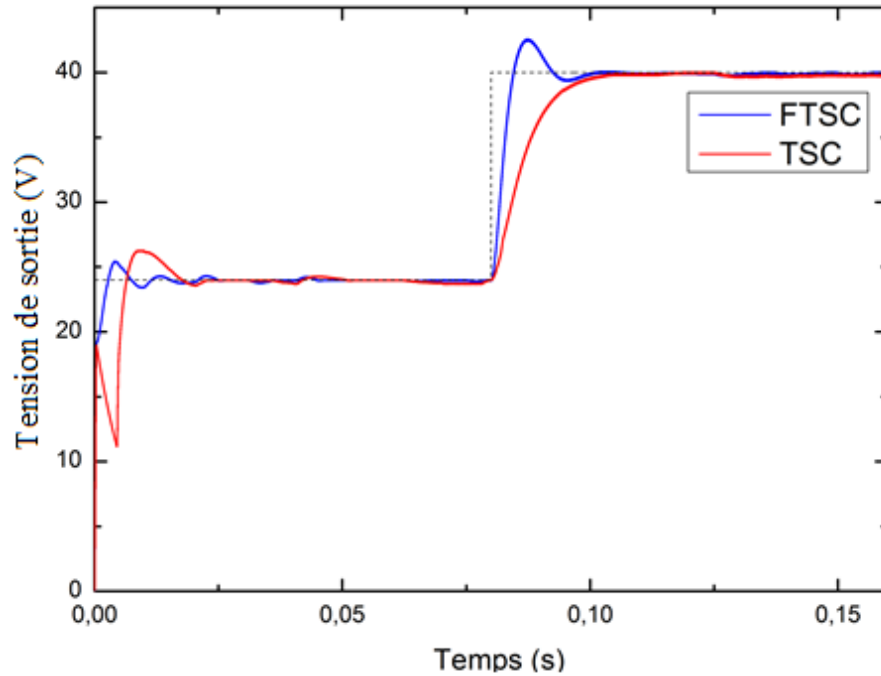


Fig. IV.7. Evolution de la tension de sortie.

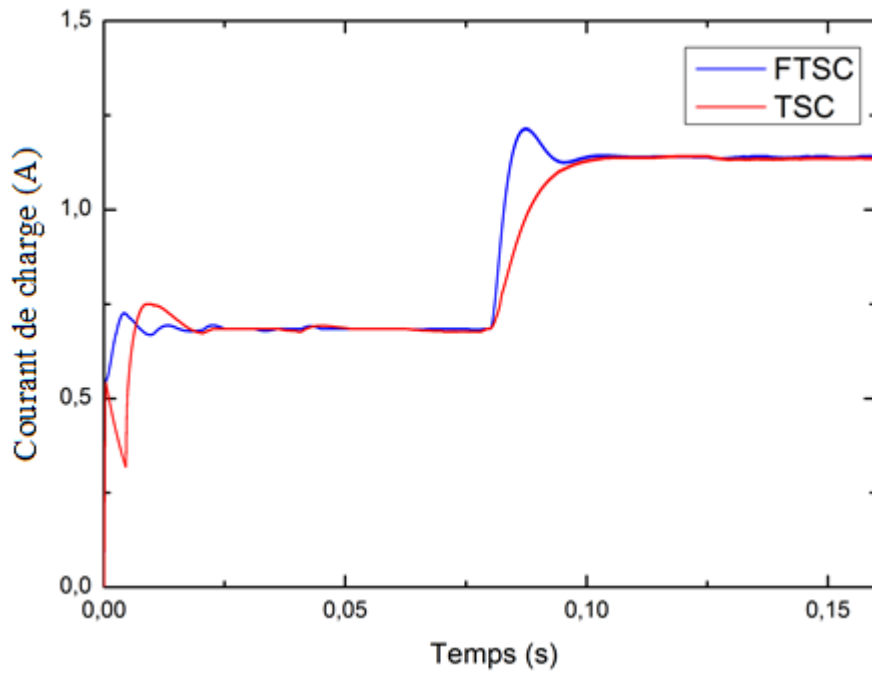


Fig. IV.8. Evolution du courant de charge.

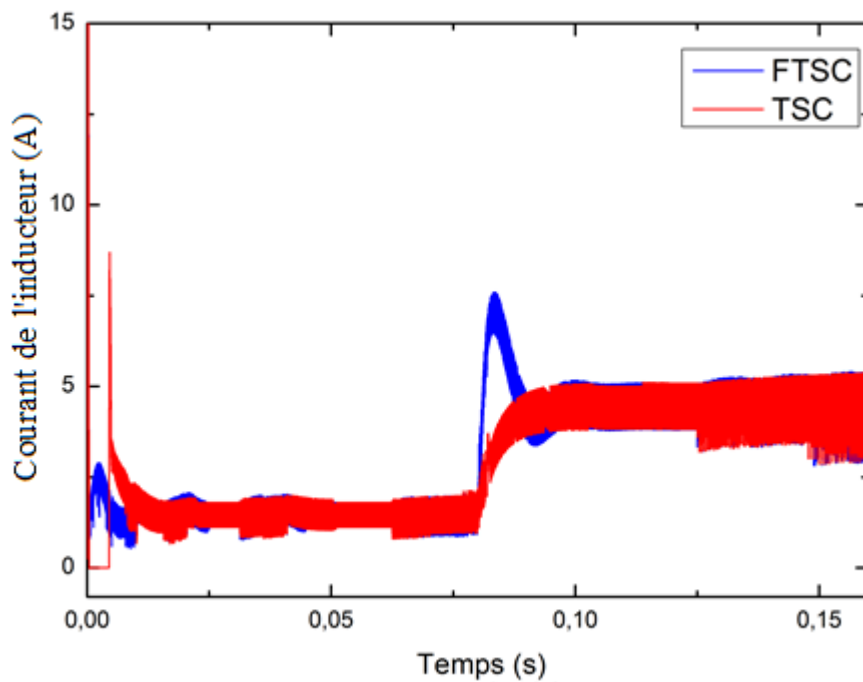


Fig. IV.9. Evolution du courant de l'inducteur.

On remarque d'après les figures obtenues la prévalence de la commande **FTSC** sur l'approche **TSC** avec une diminution du temps de réponse et un meilleur suivi mais avec un dépassement plus important que ce soit pour la tension de sortie ou pour les courants de l'inducteur et de charge.

d) Variation de la tension d'alimentation de 12V à 24V.

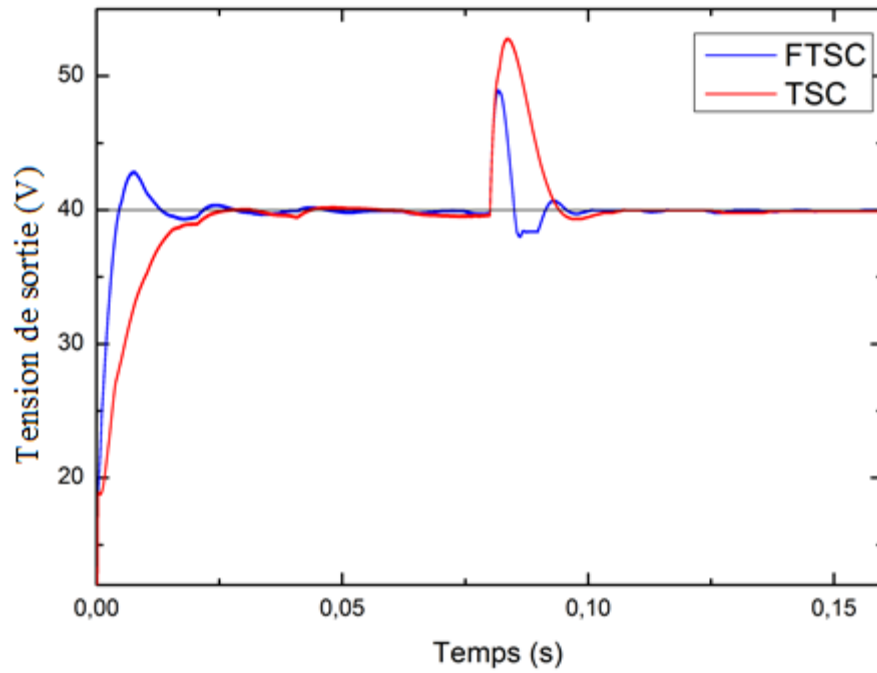


Fig. IV.10. Evolution de la tension de sortie.

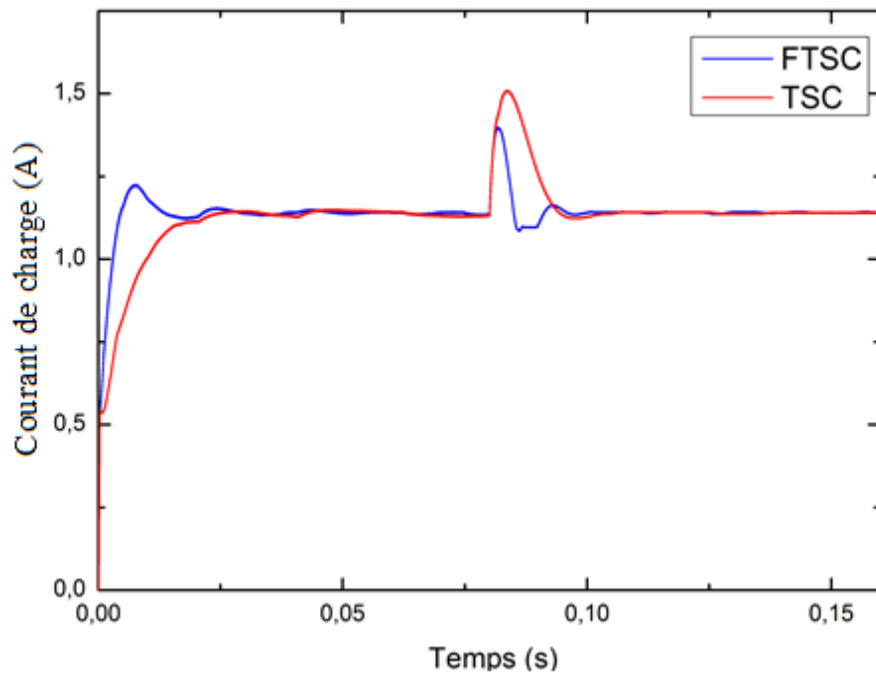


Fig. IV.11. Evolution du courant de charge.

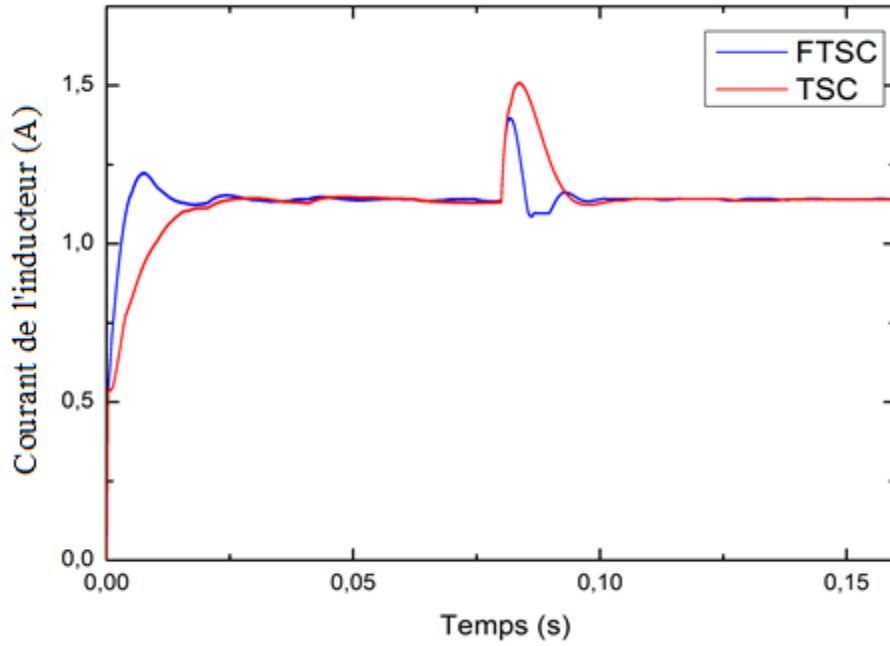


Fig. IV.12. Evolution du courant de l'inducteur.

En réalisant le test de la variation de la tension d'alimentation, on remarque une amélioration effective au niveau du dépassement de la tension de sortie et des courants de l'inducteur et de charge pour l'approche **FTSC**.

IV.3 Commande synergétique terminale d'un convertisseur abaisseur

IV.3.1 Elaboration de la loi de commande

Considérons le modèle dynamique d'un convertisseur DC-DC abaisseur :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{V_{in}}{LC} u \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

La contrainte sur la macro-variable étant définie par :

$$\tau \dot{\psi} + \psi = 0, \quad \tau > 0 \quad (\text{IV.20})$$

et l'erreur de poursuite et sa dérivée comme :

$$\begin{cases} e = x_1 - V_{ref} \\ \dot{e} = x_2 \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

où V_{ref} est la tension de sortie désirée, x_1 la tension aux bornes du condensateur C et x_2 sa dérivée par rapport au temps.

Une nouvelle macro-variable est choisie, visant à renforcer la robustesse et pour cibler une meilleure précision de suivi et une convergence vers l'état d'équilibre en un temps fini :

$$\psi = \lambda e^{p/q} + \dot{e} \quad (\text{IV.22})$$

où p et q sont des entiers positifs impairs satisfaisant l'inégalité $q > p$.

Quand le système est sur l'attracteur terminal $\psi = 0$, la dynamique de l'erreur peut être déterminée par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{e} = -\lambda e^{p/q} \quad (\text{IV.23})$$

L'équation (IV.23) peut aussi être écrite comme :

$$dt = -\frac{1}{\lambda} e^{-p/q} de \quad (\text{IV.24})$$

En intégrant les deux côtés de l'égalité (IV.24) et en évaluant l'équation résultante dans l'intervalle fermé $|e(0)| = V_{ref}$ à $e(t_f) = 0$, on aura [Xu 15][Zha 15]:

$$t_f = \frac{V_{ref}^{1-p/q}}{\lambda(1-p/q)} \quad (\text{IV.25})$$

où t_f est le temps fini mis pour que le système atteigne l'attracteur $\psi = 0$

En s'inspirant des concepts de base de la commande par mode glissant terminal [Zer 18], une commande synergétique terminale u_{TSC} est développée.

En substituant l'équation (IV.22) dans (IV.20), et en combinant les équations (IV.19) et (IV.20), on aboutit à:

$$\lambda \frac{d}{dt} e^{p/q} - \frac{1}{LC} x_1 - \frac{1}{RC} x_2 + \frac{V_{in}}{LC} u_{TSC} = -\frac{\psi}{\tau} \quad (\text{IV.26})$$

La résolution pour la loi de commande u_{TSC} , mène à (IV.27) :

$$u_{TSC} = \left[-\frac{\psi}{\tau} - \lambda \frac{d}{dt} e^{p/q} + \frac{1}{RC} x_2 + \frac{1}{LC} x_1 \right] \left(\frac{V_{in}}{LC} \right)^{-1} \quad (\text{IV.27})$$

En étant sous l'influence de la commande (IV.27) utilisant la macro-variable (IV.22), la trajectoire du système en boucle fermée (IV.19) peut être entraînée vers le domaine choisi par le concepteur $\psi = 0$ dans un temps fini (IV.25) tout en assurant une poursuite rapide de la tension de référence.

IV.3.2 Résultats de simulation

Les paramètres du convertisseur abaisseur utilisés sont reportés dans la table IV.1.

Table IV.1: Paramètres du convertisseur DC-DC abaisseur [Zer 18].

C	$120 \mu\text{F}$
L	1mH
R	10Ω
V_{in}	48 V

Cas 1) Fonctionnement nominal pour $V_{ref} = 12\text{V}$

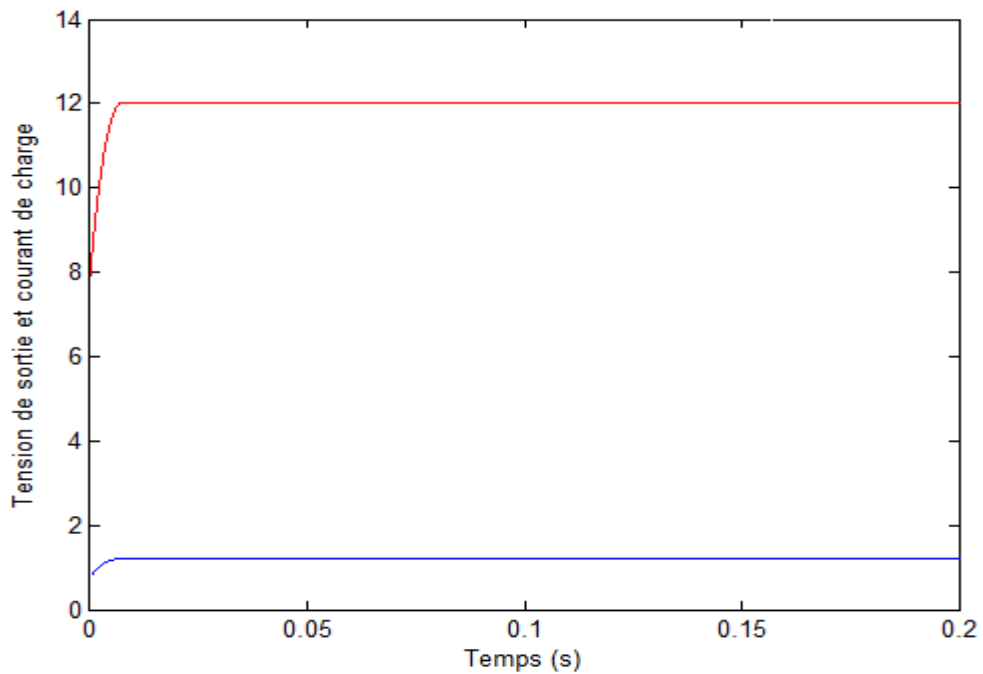


Fig. IV.13. Evolution de la tension de sortie et du courant de charge.

Cas 2) Fonctionnement avec variation de référence.

Afin de tester la robustesse de cette commande le convertisseur est soumis à une variation alternée de référence de 12 à 24 volts, on remarque en Fig. IV.14 et IV.15 que la tension de sortie reste maintenue égale à la valeur de référence et que le courant de l'inducteur suit assez bien l'évolution de la tension de référence.

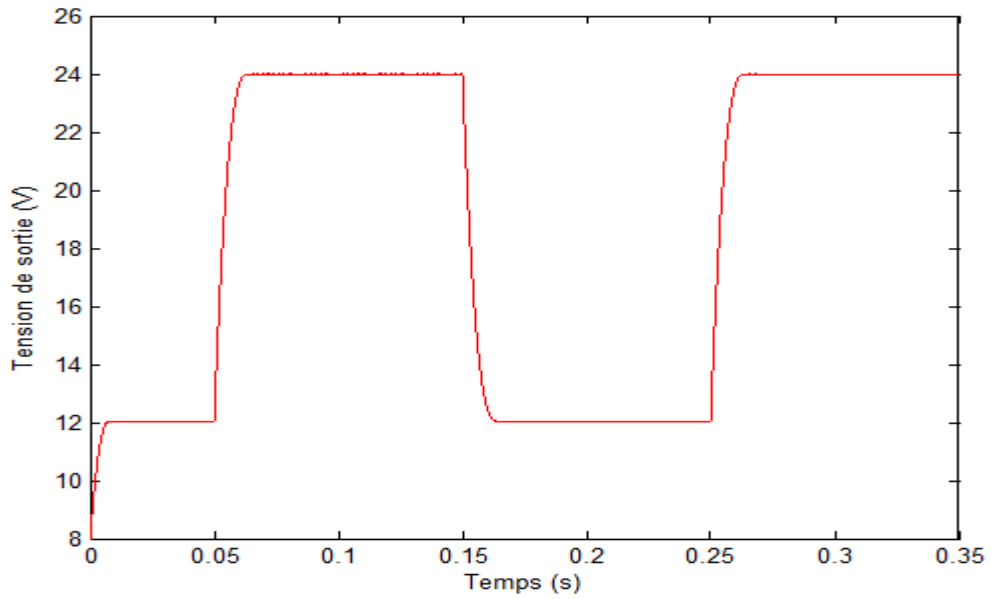


Fig. IV.14. Evolution de la tension de sortie.

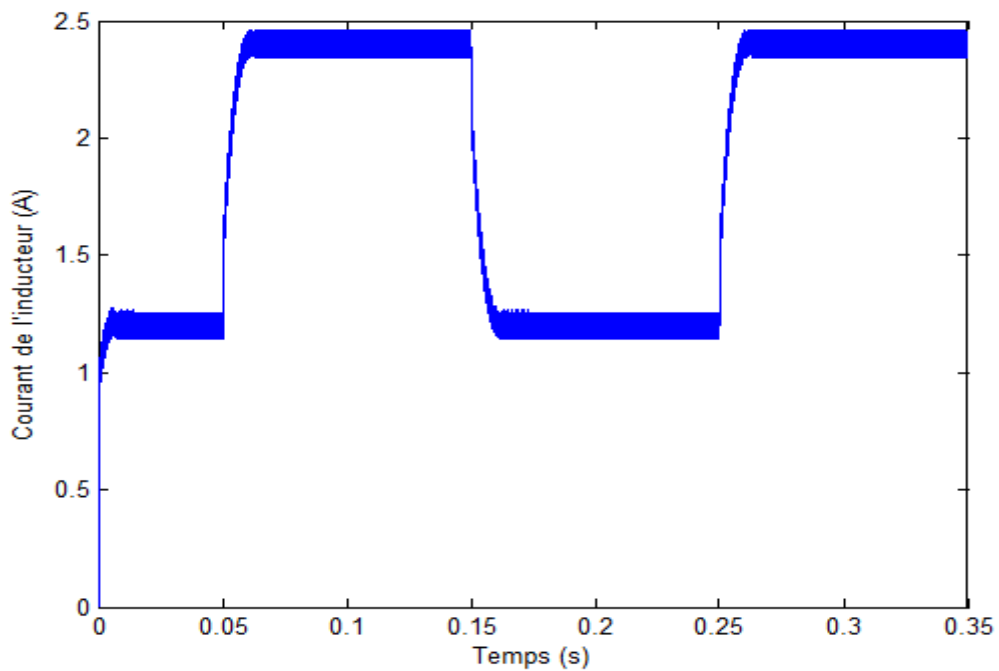


Fig. IV.15. Evolution du courant de l'inducteur.

Cas 3) Variation alternée de la charge

Le convertisseur abaisseur est soumis à une variation alternée de charge de 10 à 20 ohms aux instants 0.1, 0.2, et 0.3 sec, avec une tension de référence égale à 12 volts. On remarque en Fig. IV.16 et IV.17 que la tension de sortie reste maintenue égale à la valeur de référence et que le courant de l'inducteur suit assez bien l'évolution de la charge tout en étant en mode de conduction continue.

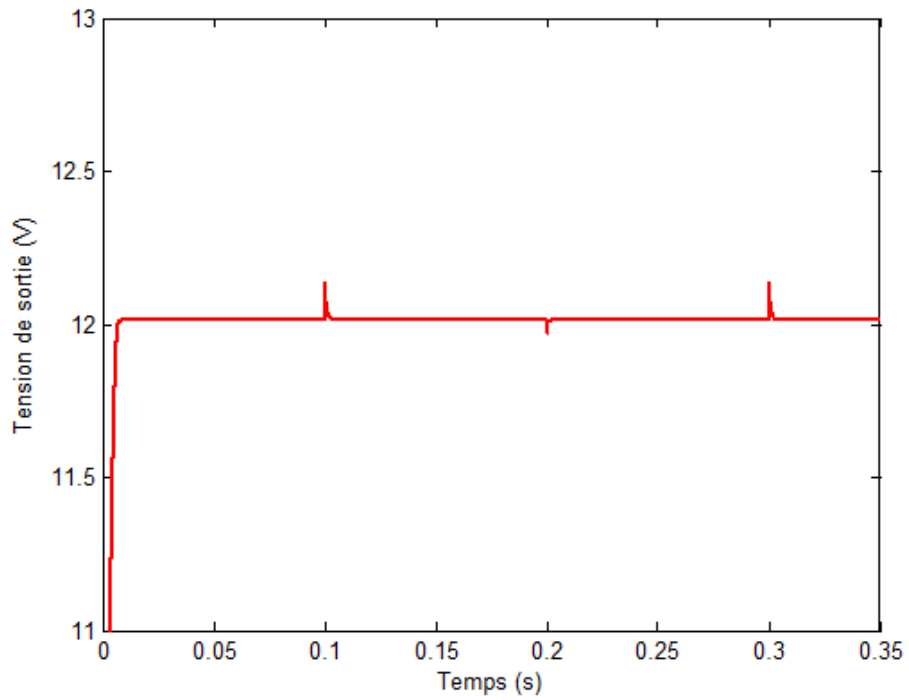


Fig. IV.16. Evolution de la tension de sortie.

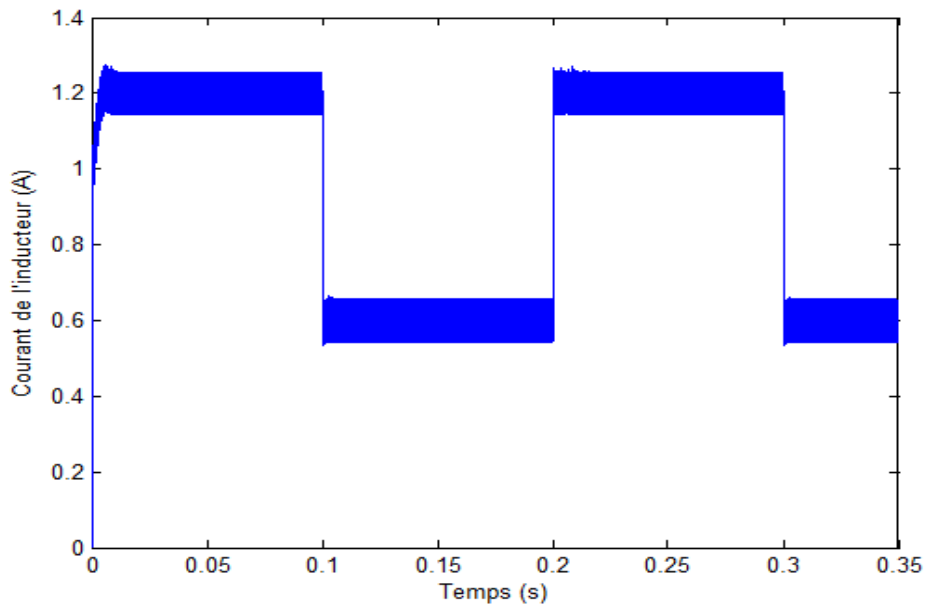


Fig. IV.17. Evolution du courant de l'inducteur.

Cas 4) Variation alternée de la tension de référence et de la charge

Les courbes ci-dessous sont données pour une variation de la tension de référence de 12 à 24 volts dans un intervalle de temps de 0.1 sec et une variation de la charge de 10 à 20 ohms aux instants 0.1, 0.2 et 0.3 sec.

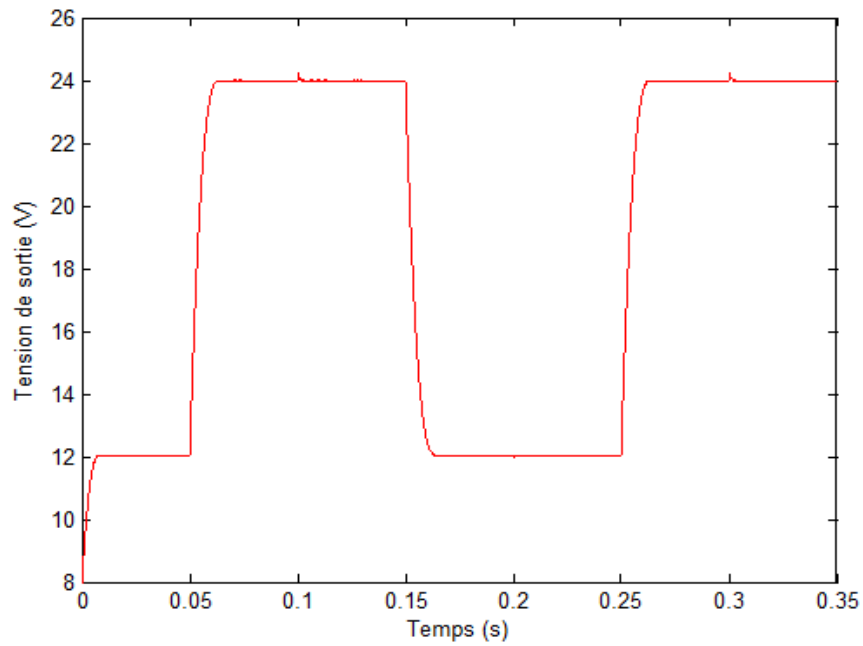


Fig. IV.18. Evolution de la tension de sortie.

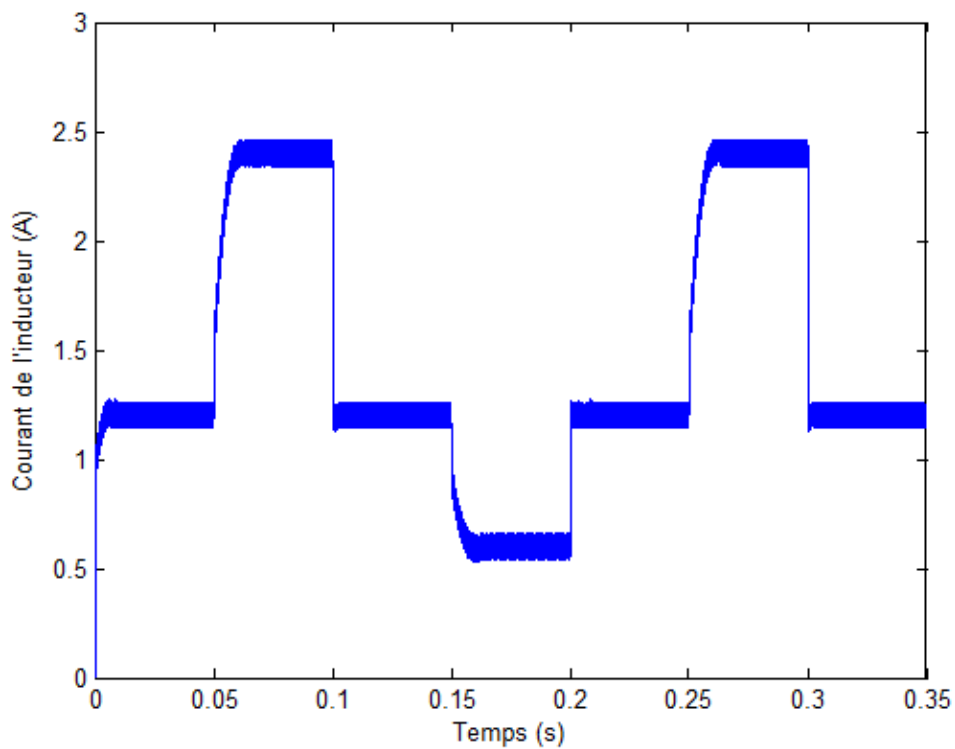


Fig. IV.19. Evolution du courant de l'inducteur.

Le contrôleur **TSC** est seulement approprié dans le cas où la trajectoire d'erreur est proche de la contrainte $\psi = 0$. Afin d'améliorer la convergence, nous proposons un contrôleur synergétique terminal rapide.

IV.4 Commande synergétique terminale rapide d'un convertisseur DC-DC abaisseur

IV.4.1 Elaboration de la loi de commande

Dans cette nouvelle approche, on définit une macro-variable terminale rapide (IV.28) en fusionnant les macro-variables de la commande **SC** et **TSC**. L'idée étant de désigner une commande **FTSC** [Xu 15][Zer 18]

$$\psi = \lambda e^{p/q} + \lambda' e + \dot{e} = 0 \quad (\text{IV.28})$$

Elle consiste en une convergence rapide $\dot{e} = -\lambda' e$ lorsque la trajectoire d'erreur est éloignée de $\psi = 0$ et en un attracteur terminal $\dot{e} = -\lambda e^{p/q}$ lorsque la trajectoire d'erreur est proche de $\psi = 0$. Le temps de convergence est dans ce cas déterminé par [Jia 04] :

$$t'_f = \frac{1}{\lambda'(1-p/q)} \ln \frac{\lambda' u_r^{1-p/q} + \lambda}{\lambda} \quad (\text{IV.29})$$

La dérivée en fonction du temps de l'équation (IV.28) peut être réécrite comme :

$$\dot{\psi} = \lambda \frac{d}{dt} e^{p/q} + \lambda' \dot{e} + \ddot{e} \quad (\text{IV.30})$$

La loi de commande synergétique rapide est donnée par :

$$u_{FTSC} = \left[-\frac{\psi}{\tau} - \lambda \frac{d}{dt} e^{p/q} + \frac{1}{LC} x_1 + \left(\frac{1}{RC} - \lambda' \right) x_2 \right] \left(\frac{V_{in}}{LC} \right)^{-1} \quad (\text{IV.31})$$

Sous la loi de commande (IV.31) et avec la macro-variable (IV.28), la trajectoire d'erreur du système du convertisseur en boucle fermée peut être entraînée sur l'attracteur $\psi = 0$ en un temps fini (IV.29) assurant une poursuite rapide.

IV.4.2 Analyse de la stabilité et de la robustesse

Jusqu'à présent, seul un modèle d'un système nominal a été utilisé, ce qui n'est pas réaliste. Ce problème est pris en charge par l'introduction d'incertitudes paramétriques sur les composants R, L, C ainsi que sur la source de tension d'entrée. Le système dynamique (IV.19) peut être réécrit comme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f + g u \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

où les fonctions f et g sont définies par :

$$f = -\frac{x_1 + \Delta x_1}{(L + \Delta L)(C + \Delta C)} - \frac{x_2 + \Delta x_2}{(R + \Delta R)(C + \Delta C)} \quad g = \frac{V_{in} + \Delta V_{in}}{(L + \Delta L)(C + \Delta C)}$$

Sans perte de généralité on assume que les fonctions dynamiques f et g peuvent être partitionnées en : une partie nominale et une partie inconnue sous la forme suivante :

$$f = f_0 + \Delta f \quad (\text{IV.33})$$

$$g = g_0 + \Delta g \quad (\text{IV.34})$$

où Δf et Δg sont supposés être des incertitudes localisées; f_0 et g_0 sont les parties nominales

$$\text{de } f \text{ et } g \text{ qui satisfont: } |f - f_0| \leq L_f \text{ et } \left| \frac{g}{g_0} \right| \leq \gamma, g_0 \neq 0$$

où l'erreur d'incertitude sur f est supposée être bornée par une fonction d'ordre supérieur L_f , et $\gamma > 0$. Pour le modèle incertain du convertisseur abaisseur (IV.32), la commande terminale rapide en utilisant la macro-variable (IV.28) est donnée par :

$$u_{FTSC} = \left[-\frac{\psi}{\tau} - \lambda \frac{d}{dt} e^{p/q} - f_0 - \lambda' x_2 \right] g_0^{-1} \quad (\text{IV.35})$$

où le gain de contrôle τ satisfait l'équation :

$$\tau \geq \frac{|\psi|}{\left| C \left(\lambda' + \frac{\lambda p}{q} (V_c - V_{ref})^{p/q-1} \right) i_c + f_0 \right| + \gamma |L_f|} \quad (\text{IV.36})$$

conduisant à une convergence en temps fini du système.

Démonstration La stabilité et la robustesse du contrôleur sont revues ici en utilisant la théorie de la stabilité selon Lyapounov.

On peut en premier lieu réécrire l'équation (IV.30) comme :

$$\begin{aligned} \dot{\psi} &= \lambda \frac{d}{dt} e^{p/q} + \lambda' \dot{e} + f + gu \\ &= \lambda \frac{d}{dt} e^{p/q} + \lambda' \dot{e} + f + gu \left[-\frac{\psi}{\tau} - \lambda \frac{d}{dt} e^{p/q} - f_0 - \lambda' x_2 \right] g_0^{-1} \\ &= -\frac{\psi}{\tau} + (f - f_0) + (g - g_0) \left[-\frac{\psi}{\tau} - \lambda \frac{d}{dt} e^{p/q} - f_0 - \lambda' x_2 \right] g_0^{-1} \end{aligned} \quad (\text{IV.37})$$

En considérant la fonction candidate de Lyapounov $V = \frac{1}{2} \psi^2$, et en prenant sa dérivée par rapport au temps, on aura :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \psi \dot{\psi} \\ &= \psi \left[-\frac{\psi}{\tau} + (f - f_0) + g_0^{-1} \left[-\frac{\psi}{\tau} - \lambda \frac{d}{dt} e^{p/q} - f_0 - \lambda' x_2 \right] (g - g_0) \right] \\ &\leq -\gamma^{-1} \left(\left| \frac{\psi}{\tau} \right| + \left| \lambda \frac{d}{dt} e^{p/q} + f_0 + \lambda' x_2 \right| |\psi| \right) + |L_f| |\psi| \end{aligned} \quad (\text{IV.38})$$

La substitution de la condition (IV.36) dans (IV.38) mène à $\dot{V} \leq 0$. La stabilité du convertisseur DC-DC abaisseur en boucle fermée est garantie et la trajectoire d'erreur du système peut être entraînée sur l'attracteur $\psi = 0$ en un temps fini t'_f donné dans (IV.29).

IV.4.3 Résultats de simulation

Les résultats de simulation sont donnés pour un convertisseur DC-DC abaisseur commandé par **FTSC**. Les paramètres du convertisseur abaisseur utilisé sont donnés dans la Table IV.1.

Initialement, le système contrôlé est au repos et la tension de sortie désirée est 12V. Les paramètres du contrôleur sont $\tau = 1e^{-3}$, $\lambda = 100$, $p = 3$, $q = 5$, $\lambda' = 120$.

Le modèle du convertisseur DC-DC abaisseur montré dans la Fig. I.2. (a) a été sélectionné pour évaluer les performances et l'efficacité de la commande **FTSC**. Les résultats obtenus sont comparés avec ceux obtenus avec les contrôleurs **SC** et **PI** [Tsa 05]. Différentes conditions de fonctionnement ont été utilisées aussi bien en simulation que dans la validation expérimentale et les résultats sont donnés et discutés dans la section suivante.

Cas 1) Fonctionnement nominal

Avec une tension de référence $V_{ref} = 12V$, les performances en rapidité du contrôleur **FTSC** proposé est évaluée. Les résultats sont comparés avec ceux obtenus avec les contrôleurs **SC** et **PI** pour les mêmes conditions de fonctionnement. Les réponses des trois contrôleurs sont données dans les Fig. IV.20 et IV.21.

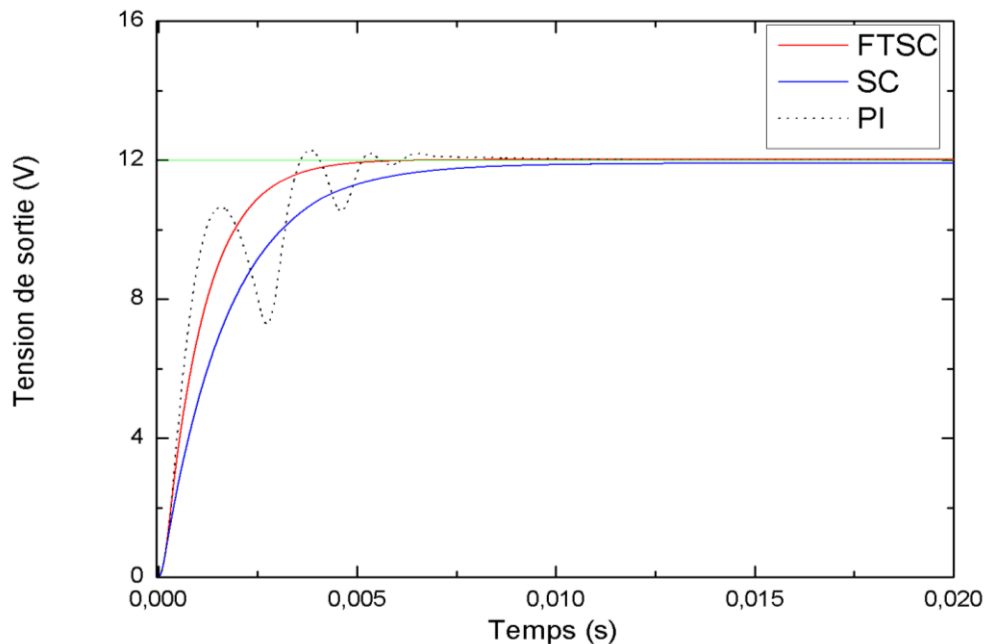


Fig. IV.20. Evolution de la tension de sortie.

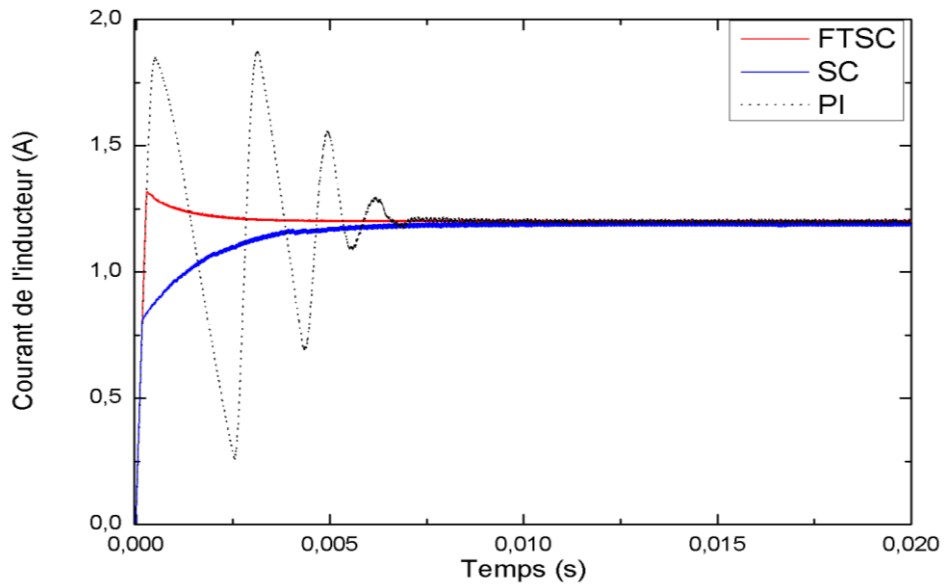


Fig. IV.21. Evolution du courant de l'inducteur.

Les résultats montrent que l'approche utilisée à savoir la commande synergétique terminale rapide (**FTSC**) présente de meilleures performances en termes de temps de réponse relativement aux contrôleurs **SC** et **PI**.

Cas 2) Avec variation de la référence

Pour évaluer la robustesse du contrôleur **FTSC** proposé, les perturbations suivantes sont appliquées et les performances du système sont évaluées. La tension de référence en sortie a été modifiée de $V_{ref} = 12V$ à $V_{ref} = 30V$ puis à $V_{ref} = 5V$.

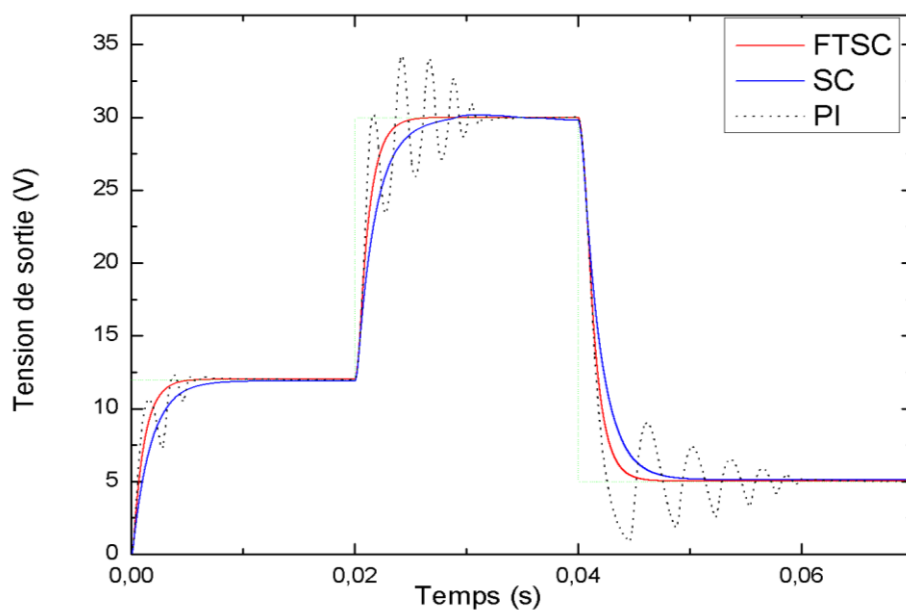


Fig. IV.22. Evolution de la tension de sortie.

Il apparaît clairement des Fig. IV.22 et IV.23, que la commande **FTSC** a un temps de réponse plus rapide que la commande synergétique classique **SC** et ce malgré les changements des valeurs de la tension de référence en sortie.

En plus, les comparaisons des résultats de simulation valident efficacement la supériorité du contrôleur **FTSC** par rapport à la commande conventionnelle **PI**.

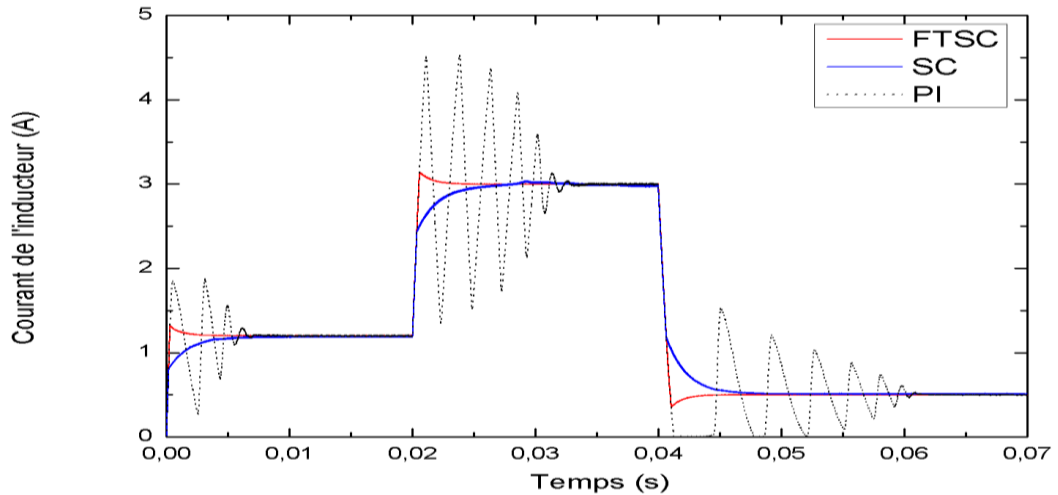


Fig. IV.23. Evolution du courant inducteur.

Cas 3) Avec variation de charge

Les incertitudes sont prises en considération. La résistance de charge est modifiée de $R = 10\Omega$ à $R = 15\Omega$ puis à $R = 5\Omega$ tandis que les composants passifs tolèrent une déviation d'environ 10% de leurs valeurs nominales et la tension de référence est fixée à $V_{ref} = 24V$. Les réponses du système sont données dans les Fig. IV.24 et IV.25.

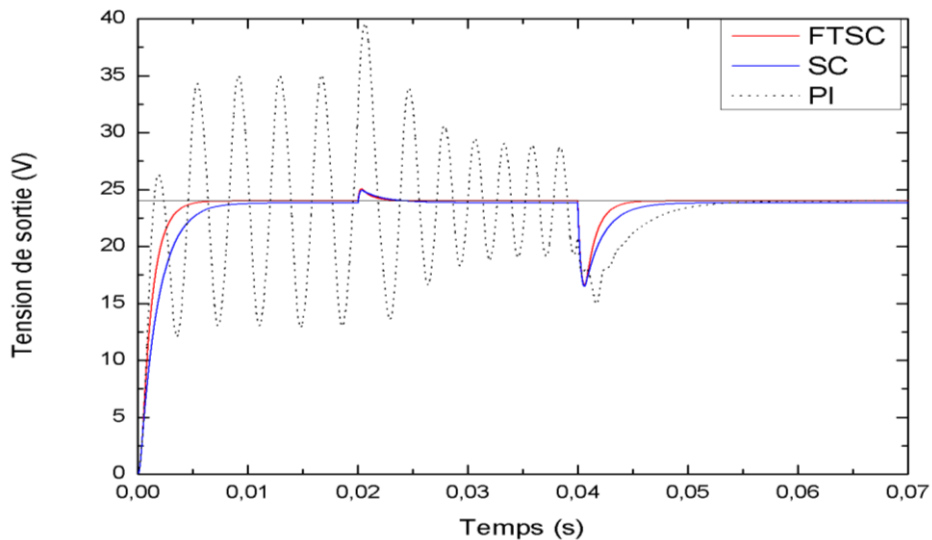


Fig. IV.24. Evolution de la tension de sortie.

Les résultats de simulation montrent que les réponses du contrôleur **PI** sont sérieusement affectées par les variations au niveau de la charge. Il est évident d'après ces résultats que le système commandé par le contrôleur **FTSC** présente une meilleure robustesse et a une réponse satisfaisante lorsqu'il est soumis à ce type de perturbations et d'incertitudes.

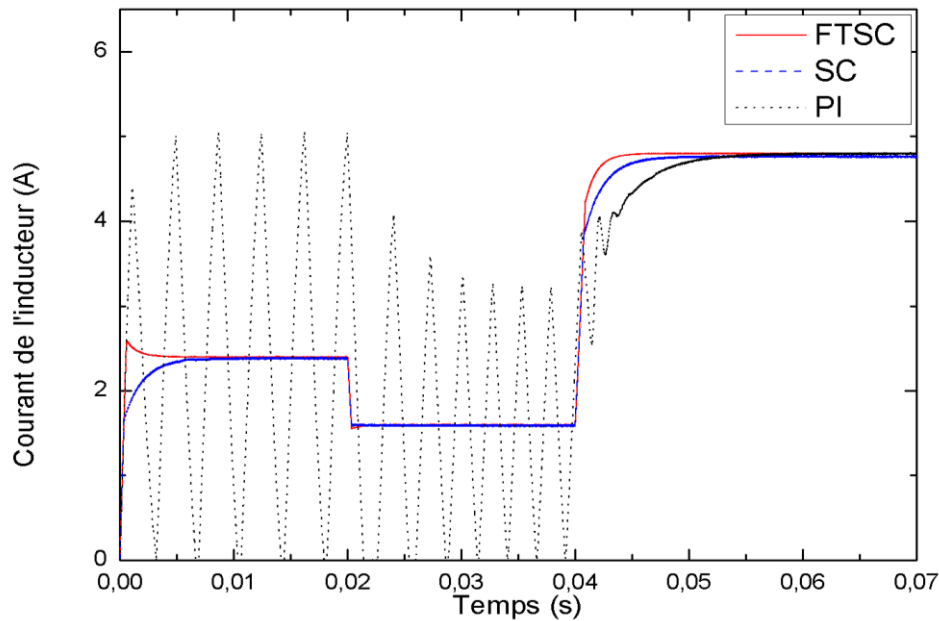


Fig. IV.25. Evolution du courant inducteur.

Cas 4) Changement de la tension d'alimentation

Un test de simulation supplémentaire a été réalisé pour voir l'effet des changements de ligne sur la tension de sortie et sur le courant inducteur. Ainsi la tension d'alimentation a été aiguillée de $V_{in} = 24V$ à $V_{in} = 48V$ à l'instant $t = 0.02s$ et de $V_{in} = 48V$ à $V_{in} = 12V$ à l'instant $t = 0.04s$, tandis que la tension de référence est fixée à la valeur $V_{ref} = 8V$.

Lorsqu'il est comparé aux contrôleurs **SC** et **PI**, le contrôleur proposé (**FTSC**) montre effectivement des performances supérieures dans l'amélioration de la convergence en temps fini des réponses du système tout en limitant les dépassements, comme le montre clairement les Fig. IV.26 et IV.27.

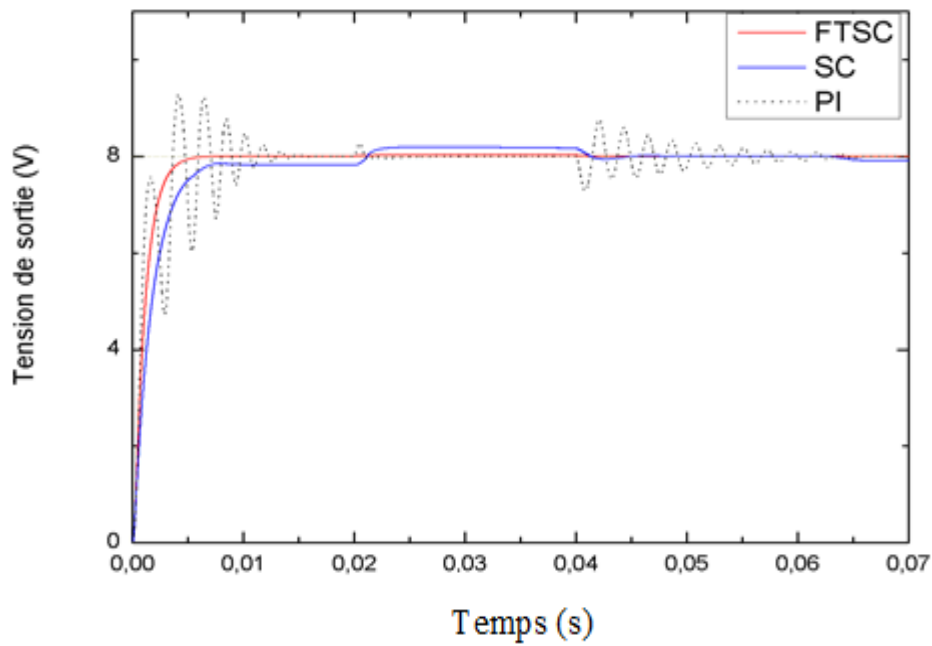


Fig. IV.26. Evolution de la tension de sortie.

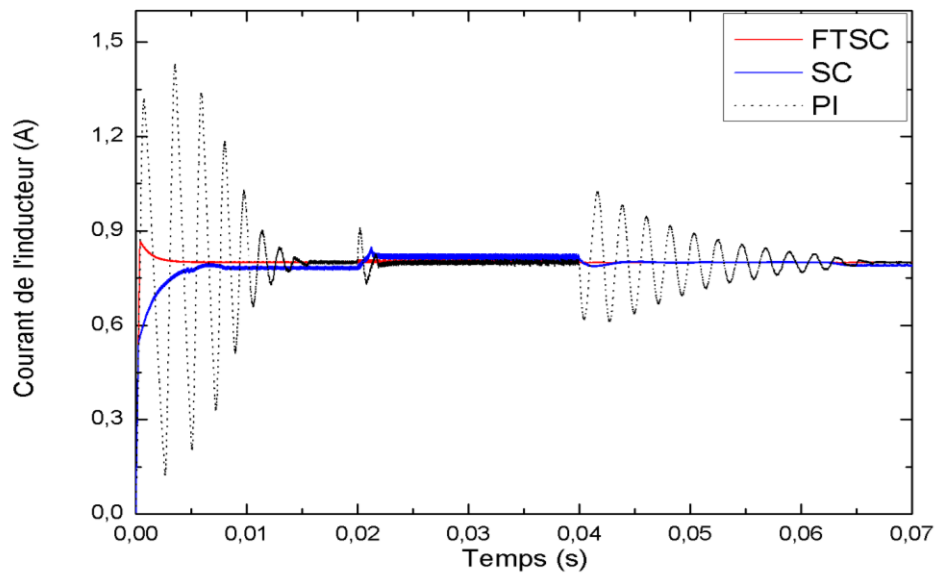


Fig. IV.27. Evolution du courant de l'inducteur.

Les performances et la robustesse de la commande **FTSC** appliquée à un convertisseur DC-DC abaisseur ont été étudiées expérimentalement en utilisant la carte dSpace DS1104. Les résultats expérimentaux sont reportés dans les Fig. IV.29 à IV.31. Les incertitudes aussi bien sur les paramètres du système que sur la charge sont prises en considération. Les évolutions du courant de l'inducteur et de la tension de sortie obtenus par la commande **FTSC** sont montrés en Fig. IV.29.

Le banc d'essai monté en laboratoire est montré en Fig. IV.28. Les résultats expérimentaux corroborent les résultats de simulation illustrant les améliorations de suivi de l'approche FTSC par rapport aux commandes SC et PI.

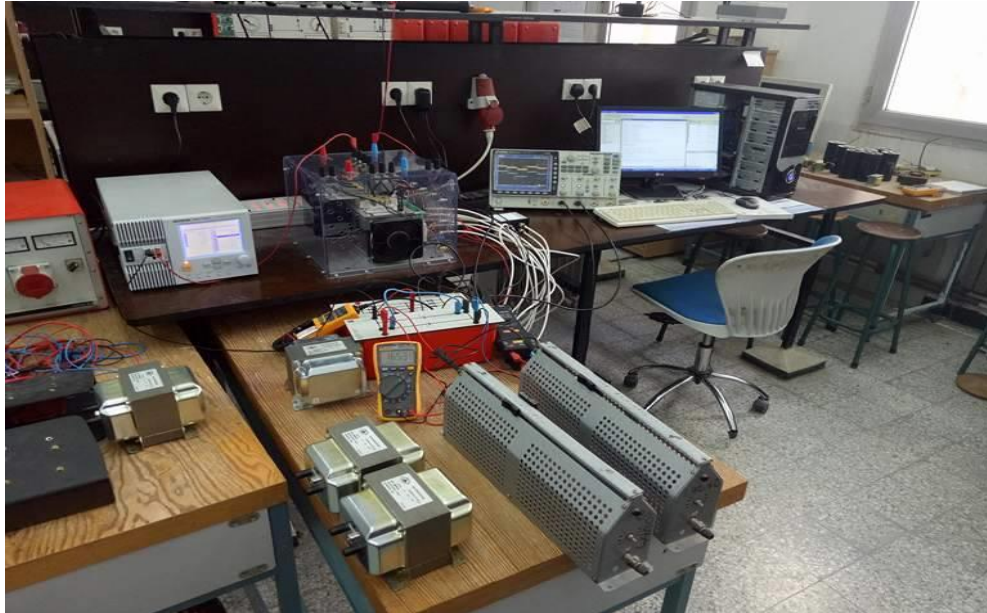


Fig. IV.28. Banc d'essai pour la validation de la commande FTSC d'un convertisseur.

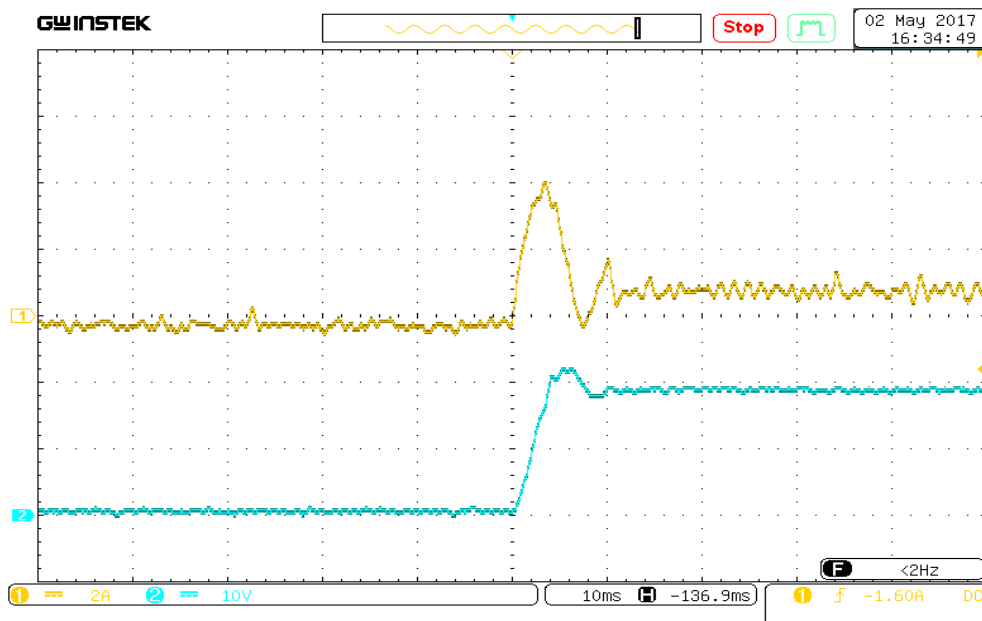


Fig. IV.29. Evolution du courant de l'inductance et de la tension de sortie.

L'évolution de la tension de sortie et du courant inducteur du convertisseur pour une variation de charge de 20Ω à 10Ω puis à 20Ω est montrée en Fig. IV.30. On remarque que la tension de

sortie contrôlée par la commande **FTSC** n'est pas affectée par les perturbations au niveau de la charge.

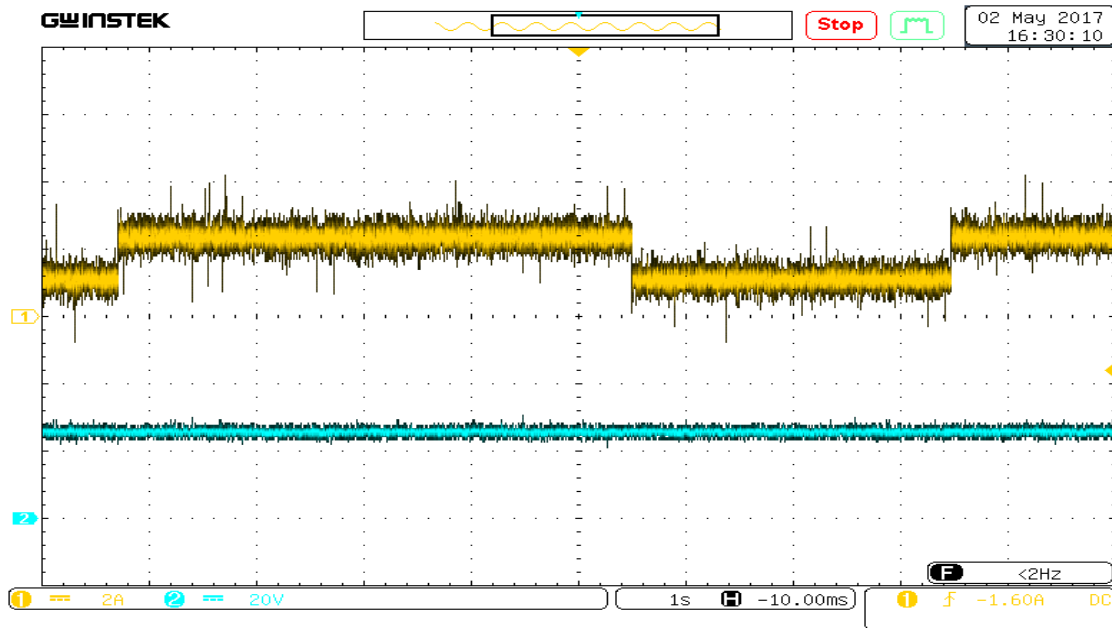


Fig. IV.30. Evolution du courant de l'inducteur et de la tension de sortie.

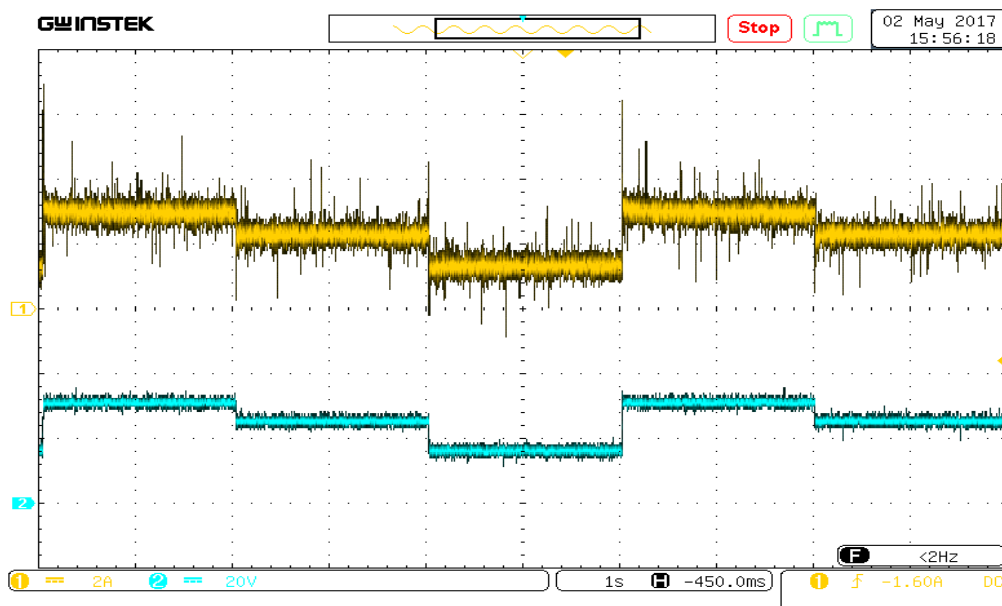


Fig. IV.31. Evolution du courant de l'inductance et de la tension de sortie.

On remarque d'après la Fig. IV. 31 que le courant inducteur et la tension de sortie suivent instantanément les changements produits par la variation de la tension de référence. Le temps

de réponse est réduit et les dépassements sont minimisés. On peut conclure que les performances obtenues en utilisant la commande **FTSC** sont remarquables en dépit des perturbations introduites au niveau de la tension d'alimentation.

IV.5 Conclusion

Afin d'améliorer la robustesse par la réduction de temps de convergence vers le point d'équilibre, les approches synergétiques terminale et terminale rapide ont été proposées et validées par des résultats en temps réel corroborant les performances obtenues par simulation.

Un banc d'essai à base de carte DSP DS 1104 de dSpace a permis donc de valider les résultats de simulation pour un convertisseur abaisseur, les résultats en temps réel corroborant les performances obtenues par simulation.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif principal de cette thèse était la commande robuste des convertisseurs DC-DC, à travers deux de ses plus récentes approches : à savoir les commandes synergétiques et par mode glissant ainsi que des variantes avancées de celles-ci.

Après une brève introduction récapitulant l'état de l'art de la commande des convertisseurs DC-DC et de leur importance grandissante dans tous les domaines de la vie, les structures de base des convertisseurs ont été revues en un premier chapitre suivi de l'application de la commande classique par contrôleur **PI** d'un convertisseur DC-DC abaisseur pour différents modes de fonctionnement. Ce type de régulateur est présenté pour permettre une comparaison des performances avec l'approche synergétique terminale rapide préconisée dans ce travail.

Dans le deuxième chapitre, un bref rappel des théories de la commande par mode glissant et le contrôle synergétique est présenté. Leurs applications à la commande des convertisseurs abaisseur et élévateur faisant ressortir la robustesse de ces approches sont évaluées pour des variations de charge, de tension d'entrée, et du signal de référence. Cependant ces techniques n'éliminent pas les erreurs statiques et ne fournissent qu'une convergence asymptotique d'où l'éventualité de l'utilisation de versions avancées de ces approches.

Les commandes par mode glissant intégral et par mode glissant à double intégrale permettant d'améliorer les performances en précision sont développées dans le chapitre 3. Effectivement les résultats de simulation sur des convertisseurs DC-DC indiquent une nette réduction des erreurs en régime permanent.

Afin de surmonter le problème de la convergence asymptotique, les approches terminale et terminale rapide de mode glissant sont élaborées dans la commande des convertisseurs. Ces techniques assurent une convergence de temps fini renforçant ainsi la rapidité et la robustesse des systèmes en boucle fermée malgré la variation des points de fonctionnement.

L'implémentation de ces approches robustes néanmoins n'est pas souvent commode à cause de la nature discontinue des lois de commande par mode glissant.

La dernière partie de cette thèse présente les développements des lois de commande avancées basées sur la théorie de la commande synergétique pour les convertisseurs DC-DC abaisseur et élévateur et constitue la principale contribution de cette thèse.

Contrairement à l'approche de mode glissant, la commande synergétique utilise une loi de commande continue et est de ce fait mieux adaptée à l'application en temps réel.

Cependant à l'instar de la commande par mode glissant, la commande synergétique requiert une bonne connaissance du modèle, ne conduit dans sa version classique qu'à une convergence asymptotique et donc de temps théoriquement infini.

Pour y remédier, deux approches ont été présentées ; la première fait la combinaison de la commande synergétique avec les attracteurs terminaux afin d'atteindre une convergence en temps fini. La deuxième approche est la commande synergétique terminale rapide qui renforce aussi bien la convergence, que l'atténuation rapide des perturbations.

Afin d'évaluer l'amélioration effective apportée par cette dernière approche, une étude expérimentale a été réalisée sur un banc d'essai de laboratoire basée sur une carte DS 1104 de dSpace pour un convertisseur abaisseur. Une étude comparative des performances est alors conduite pour corroborer les résultats de simulation de cette même technique d'une part et d'en confronter d'autre part les performances par rapport à celles obtenues par l'approche classique simple et celles résultants du régulateur **PI** présenté à cet effet dans le premier chapitre.

Ces travaux ne seraient être que préliminaires à l'intégration des commandes développées dans les domaines des énergies renouvelables telles que les systèmes photovoltaïques dans la quête du MPPT, les éoliennes, où les convertisseurs sont indispensables ainsi que dans l'industrie des véhicules électriques, ce qui constitue nombre de projets à envisager.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [Ahm 03a] M. Ahmed, M. Kuisma, K. Tolsa, et al., “Implementing sliding mode control for buck converter”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 634-637, Acapulco, Mexico, 2003.
- [Ahm 03b] M. Ahmed, M. Kuisma, P. Silventoinen, et al., “Effect of implementing sliding mode control on the dynamic behavior and robustness of switch mode power supply (buck converter)”, Proceedings of Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 2, pp. 1364-1368, Singapore, Singapore, 2003.
- [Ahm 03c] M. Ahmed, M. Kuisma, O. Pyrhonen, et al., “Sliding mode control for buck-boost converter using control desk dSpace”, Proceedings of Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 2, pp. 1491-1494, Singapore, Singapore, 2003.
- [Ama 06] F. Amato, *Robust Control of Linear Systems Subject to Uncertain Time-Varying Parameters*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2006.
- [Ala 01] E. Alarcon, A. Romero, A. Poveda, et al., “Sliding mode control analog integrated circuit for switching DC-DC power converters”, Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 500-503, Sydney, NSW, Australia, 2001.
- [Ame 02] K. Amei, Y. Takayasu, T. Ohji, et al., “A maximum power control of wind generator system using a permanent magnet synchronous generator and a boost chopper circuit”, Proceedings of Power Conversion Conference (PCC), vol. 3, pp. 1447-1452, Osaka, Japan, 2002.
- [Asa 86] H. Asada and J. J. Slotine, *Robot Analysis and Control*, J. Wiley, New York, 1986.
- [Ast 08] B. Wittenmark, and K. J. Aström, *Adaptive Control*, Dover Publications, 2nd edition, 2008.
- [Ban 13] B. Bandyopadhyay, S. Janardhanan, and S. K. Spurgeon, *Advances in Sliding Mode Control: Concept, Theory and Implementation*, Springer, 2013.
- [Bei 14] S. E. Beid, and S. Doubabi, “DSP-based implementation of fuzzy output tracking control for boost converter”, IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 61, no. 1, pp. 196-209, 2014.
- [Ben 08] K. Ben Saad, A. Sahbani, and M. Benrejeb, “Design procedure and implementation of a robust Fuzzy sliding mode controller for buck converters”, International Review of Automatic Control, vol. 1, no. 3, pp. 303-310, 2008.
- [Bha 00] S. P. Bhat, and D. S. Bernstein, “Finite-time stability of continuous autonomous system”, SIAM J. Control Optim., vol. 38, no. 3, pp. 751-766, 2000.

- [Bil 83] F. Bilalovic, O. Music, and A. Sabanovic, “Buck converter regulator operating in the sliding mode”, Proceedings of the 7th Power Conversion International Conference, pp. 331-340, Orlando, Florida, 1983.
- [Bou 08] A. Boulkroune, M. Tadjine, M. M'Saad, et al., “How to design a fuzzy adaptive controller based on observers for uncertain affine nonlinear systems”, Fuzzy Sets and Systems vol. 159, no. 8, pp. 926-948, 2008.
- [Bou 12] Z. Bouchama, and M. N. Harmas, “Optimal robust adaptive fuzzy synergetic power system stabilizer design”, Electron. Power syst. Res., vol. 83, no. 1, pp. 170-175, 2012.
- [Bou 16] Z. Bouchama, N. Essounbouli, and al., “Reaching phase free adaptive fuzzy synergetic power system stabilizer”, Electron. Power Energy Sys., vol. 77, pp. 43-49, 2016.
- [Buh 86] H. Buhler, *Réglage par mode glissant*, Press. Polytech. Rom. Lausanne, 1986.
- [Car 92] B. J. Cardoso, A. F. Moreira, B. R. Menezes, and P. C. Cortizo, “Analysis of switching frequency reduction methods applied to sliding mode-controlled DC-DC converters”, IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo (APEC), pp. 403-410, Boston, USA, 1992.
- [Car 99] P. Carbonell, G. Garcera, and A. Hilario, “Fuzzy gain scheduling control of switch-mode DC-DC converters, in industrial electronics”, ISIE 99, International Symposium on Proceedings of the IEEE, vol. 1, pp. 403-407, Bled, Slovenia, 1999.
- [Cha 14] X.H. Chang, *Robust Output Feedback H-infinity Control and Filtering for Uncertain Linear Systems*, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2014.
- [Che 97] B. S. Chen, and Y. C. Chang, “Nonlinear mixed H_2 / H_∞ control for robust tracking design of robotic system”, International Journal of Control, vol. 67, no. 6, pp. 837-857, 1997.
- [Chi 99] H. Chiacchiarini, P. Mandolesi, and A. Oliva, “Nonlinear analog controller for a buck converter: theory and experimental results”, Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 601-606, 1999.
- [Chi 09] C. S. Chiu, Y. T. Lee, and C. W. Yang, “Terminal sliding mode control of DC-DC buck converter”, CCIS 65, pp. 79-86, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2009.
- [Cor 02] D. Cortes, J. Alvarez and J. Alvarez, “Robust sliding mode control for the boost converter”, Proceedings of IEEE International CIEP Power Electronics Congress, pp. 208-212, Guadalajara, Mexico, 2002.
- [Eke 06] I. Eker, and Y. Torun, “Fuzzy logic control to be conventional method”, Energy Conversion and Management, vol. 47, no. 4, pp. 377-394, 2006.
- [Eri 97] W. R. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Chapman & Hall, N.Y, 1997.
- [Est 10] A. Estrada, and L. Friedman, “Quasi-continuous HOSM control for systems with unmatched perturbations”, Automatica, vol. 46, no. 11, pp. 1916-1919, 2010.

- [**Fan 01**] C. C. Fang, and E. H. Abed, “Sampled-data modelling and analysis of the power stage of PWM DC-DC converters”, *International Journal of Electronics*, vol. 88, no. 3, pp. 347-369, 2001.
- [**Fan 11**] L. Fan, Y. Yu, “Adaptive non-singular terminal sliding mode control for DC-DC converters”, *AECE*, vol.11, no. 2, pp. 119-122, 2011.
- [**Fen 02**] Y. Feng, X. Yu, and Z. Man, “Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators”, *Automatica*, vol. 38, no. 12, pp. 2159-2167, 2002.
- [**Fen 14**] Y. Feng, F. Han and X. Yu. “Chattering free full-order sliding-mode control”, *Automatica*, vol. 50, no. 4, pp. 1310-1314, 2014.
- [**Fer 06**] J. P. Ferrieux, and F. Forest, *Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance - Principes, Composants, Modélisation*, Dunod, 2006.
- [**For 98**] A. J. Forsyth and S. V. Mollow, “Modelling and control of DC-DC converters”, *IEE Power Engineering Journal*, vol.12, pp. 229-236,1998.
- [**Fos 92**] E. Fossas, L. Martinez, and J. Ordinas, “Sliding mode control reduces audiosusceptibility and load perturbation in the Cuk converter”, *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 39, no. 10, pp.847-849, 1992.
- [**Fri 02**] L. Fridman and A. Levant, “Higher order sliding modes”, In W. Perruquetti and J. P. Barbot (Eds), *Sliding mode control in Engineering*, Marcel Dekker, N.Y, pp. 53-101, 2002.
- [**Fri 08**] L. Fridman, Y. Shtessel, C. Edwards, et al., “High-order sliding-mode observer for state estimation and input reconstruction in nonlinear systems”, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 18, no. 4-5, pp. 399-413, 2008.
- [**Fur 14**] M. Furat, and I. Eker, “Second-order integral sliding-mode control with experimental application”, *ISA Transactions*, vol. 53, no. 5, pp. 1661-1669, 2014.
- [**Gir 03**] M. Girard, H. Angelis, and M. Girard, *Alimentations à Découpage*, 2^e édition, Dunod, 2003.
- [**Hak 97**] H. Haken, “Visions of synergetics”, *Journal of the Franklin Institute*, vol. 334, no. 5-6, pp. 759-792, 1997.
- [**He 06**] Y. He, and F. L. Luo, “Sliding-mode control for DC-DC converters with constant switching frequency, control theory and applications”, *IEE Proc.*, vol. 153, pp. 37-45, 2006.
- [**Hel 87**] J. W. Helton, and M. R. James, *Extending H-infinity Control to Nonlinear Systems: Control of Nonlinear Systems to Achieve Performance Objectives* (Advances in Design and Control), SIAM, 1987.
- [**Hel 98**] J. W. Helton, and O. Merino, *Classical control using H-infinity methods: an introduction to design*, SIAM, 1998.

- [Hij 09] A. Hijazi, M. Di Loreto, E. Bideaux, et al., “Sliding mode control of boost converter: Application to energy storage system via supercapacitors”, EPE, Barcelone, 2009.
- [Ioa 96] P. A. Ioannou, and J. Sun, *Robust Adaptive Control*, Prentice Hall, 1996.
- [Jaa 11] A. Jaafar, “Contribution à la modélisation, l'analyse et l'optimisation de lois de commande pour convertisseurs DC-DC de puissance”, Thèse de doctorat, Automatique/ Robotique, Supélec, France, 2011
- [Jia 04] Z. Jiang, and R. A. Dougal, “Synergetic control of power converters for pulse current charging of advanced batteries from a fuel cell power source”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 19, no. 4, pp. 1140–1150, 2004.
- [Jia 09] Z. Jiang, “Design of a nonlinear power system stabilizer using synergetic control theory”, Electron. Power Syst. Res. vol. 79, no. 6, pp. 855–862, 2009.
- [Kad 06] S. G. Kadwane, S. Gupta, B.M. Karan, et al., “Practical implementation of GA tuned DC-DC converter”, ACSE Journal, vol. 6, pp. 89-96, 2006.
- [Kas 92] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*, Reading, MA: Addison-Wesley, 1992.
- [Kha 15] H. K. Khalil, *Nonlinear Control*, Global Edition, Pearson, 2014.
- [Kim 06] K. J. Kim, J. B. Park, and Y. H. Choi, “Chattering free sliding mode control”, SICE- ICASE International Joint Conference, pp. 732-735, Busan, Korea, 2006.
- [Kol 02] A. Kolesnikov, G. Veselov, A. Kolesnikov, et al., “Synergetic synthesis of DC-DC boost converter controllers: theory and experimental analysis”, Proceedings of 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), vol. 1, pp. 409-415, Dallas, TX, 2002.
- [Kol 07] J. W. Kolar, U. Drogenik, J. Biela, and al., “PWM converter power density barriers”, IEEE Power Conversion Conference (PCC), pp. 9–29, Nagoya, Japan, 2007.
- [Kon 04] I. Kondratiev, E. Santi, R. Dougal, et al., “Synergetic control for m-parallel connected DC-DC buck converters”, PESC., 30th Annual IEEE, vol. 1, pp. 182-188, Aachen, Germany, 2004.
- [Krs 95] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. V. Kokotovic, *Nonlinear and Adaptive Control Design*, Wiley-Interscience; 1st edition, 1995.
- [Lee 10] Y. T. Lee, C. S. Chiu, and C. T. Shen, “Adaptive fuzzy terminal sliding mode control of DC-DC buck converters via PSoC”, IEEE International Conference on Control Applications, pp. 1205-1209, Yokohama, Japan, 2010.
- [Li 02] D. Li, K. Proddatur, E. Santi, et al., “Synergetic control of a boost converter: theory and experimental verification”, Proceedings IEEE Southeast conf., pp. 197-200, Columbia, SC, 2002.

- [Lin 04a] S. C. Lin and C. C. Tsai, “Adaptive voltage regulation of PWM buck DC-DC converter using backstepping sliding mode control”, Proceedings of the 2004 IEEE International Conf. on Control Applications, vol. 2, pp. 1382-1387, Taipei, Taiwan, 2004.
- [Lin 04b] S. C. Lin and C. C. Tsai. “Adaptive backstepping control with integral action for PWM buck DC-DC converter”, Proceedings of 2004 IEEE Asian-Pacific Conference on Circuits and Systems, pp. 753-756, Tainan, Taiwan, 2004.
- [Lin 07] F-J Lin, C-K Chang, and P-K Huang, “FPGA-based adaptive backstepping sliding-mode control for linear induction motor drive”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 4, pp. 1223-1231, 2007.
- [Liu 88] K. H. Liu and F. C. Lee, “Topological constraints on basic PWM converters”, IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp.160–179, Kyoto, Japan,1988.
- [Lop 06] P. Lopez, and A. S. Nouri, *Théorie élémentaire et pratique de la commande par les régimes glissants*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2006.
- [Luo 04] F. L. Luo, and H. Ye, *Advanced DC/DC Converters*, CRC Press, 2004.
- [Luo 05] F. L. Luo, H. Ye, and M. Rashid, *Digital Power Electronics and Applications*, Elsevier Academic, 2005.
- [Mar 98] L. Martinez-Salamero, J. Calvente, R. Giral, et al., “Analysis of a bidirectional coupled-inductor Cuk converter operating in sliding mode”, IEEE Transactions on Circuits and Systems Part I, vol. 45, no. 4, pp. 355–363, 1998.
- [Mar 04] M. N. Marwali, J. W. Jung, and A. Keyhani, “Control of distributed generation systems--Part II: load sharing control”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 6, pp. 1551-1561, 2004.
- [Mar 05] L. Martinez-Salamero, H. Valderrama-Blavi, and R. Giral, “Self-oscillation DC-to-DC switching converters with transformers characteristics”, IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 41, no. 2, pp. 710-716, 2005.
- [Mar 16] Marketsandmarkets.com, “Global DC-DC Converters Market by Application, Output Number, Input Voltage, Output Voltage, Output Power, Sales Channel, Form Factor, Product Type and Region - Forecast to 2021”, [Global DC-DC Converters Market](#), September 2016.
- [Mat 93] P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi, et al., “General-purpose sliding-mode controller for DC-DC converter applications”, Power Electronics Specialists Conference, PESC '93 Record., 24th Annual IEEE, pp. 609-615, Seattle, WA, 1993.
- [Mat 97] P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti, “General purpose fuzzy controller for DC-DC converters”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 12, pp. 79-86, 1997.
- [Max 89] D. Maksimovic and S. Cuk. “General properties and synthesis of PWM DC-to-DC converters”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 515-525, 1989.

- [**Max 01**] D. Maksimovic, A. M. Stankovic, V. J. Thottuvelil, et al., “Modeling and simulation of power electronic converters”, *Proc. IEEE*, vol. 89, no. 6, pp. 898–912, Jun. 2001.
- [**Maz 01**] S. K. Mazumder, A. H. Nayfeh, and D. Boroyevich, “Theoretical and experimental investigation of the fast and slow-scale instabilities of a DC-DC converter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 2, pp. 201-216, 2001.
- [**Mid 76**] R. D. Middlebrook and S. Cuk, “A general unified approach to modeling switching power converter stages”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 18-34, Cleveland, OH, 1976.
- [**Mit 98**] D. M. Mitchell, *DC–DC Switching Regulator Analysis*, N.Y, McGraw Hill, 1998.
- [**Mon 03**] A. Monti, E. Santi, K. Proddatur et al., “Synergetic control for DC-DC boost converter: implementation options”, *IEEE Trans., on Ind. Appl.*, vol. 39, no. 6, pp. 1803-1813, 2003.
- [**Mon 14**] S. Mondal, and C. Mahanta, “Adaptive second order terminal sliding mode controller for robotic manipulators”, *Journal of the Franklin Institute*, vol. 351, no.4, pp. 2356-2377, 2014.
- [**Mor 02a**] C. Morel, J. C. Guignard, and M. Guillet, “Sliding mode control of DC to DC power converters”, *Proceedings of 9th International Conference on Electronics, Circuits and systems*, vol. 3, pp. 971-974, Dubrovnik, Croatia, 2002.
- [**Mor 02b**] C. Morel, “Slide mode control via current mode control in DC-DC converters”, *Proceedings of IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, vol. 5, pp. 6-11, Hammamet, Tunisia, 2002.
- [**Niz 15**] T. K. Nizami, C. Mahanta, “An intelligent adaptive control of DC-DC buck converters”, *J. Franklin Inst.*, vol. 353, no. 12, pp. 2588-2613, 2015.
- [**Ohy 08**] K. Ohyama, S. Arinaga, and Y. Yamashita, “Modeling and simulation of variable speed wind generator system using boost converter of permanent magnet synchronous generator”, *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-9, Aalborg, Denmark, 2007.
- [**Omo 06**] A. Omole, “Analysis, modeling and simulation of optimal power tracking of multiple modules of paralleled solar systems”, *PhD thesis*, Florida State University, 2006.
- [**Pin 07**] M. Pinard, *Convertisseurs et électronique de puissance*, Dunod, Paris, 2007.
- [**Puj 96**] L. R. Pujara, M. K. Kazimierczuk, and N. I. Shaheen, “Robust stability of PWM buck DC-DC converter”, *Proceedings of IEEE Conference on Control Appl.*, pp.632-637, Dearborn, USA, 1996.
- [**Rac 97**] V. S. C. Racirah, P. C. Sen, “Comparative study of proportional-integral, sliding mode, and fuzzy logic controllers for power converters”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 33, pp. 518-524, 1997.

- [**Ras 93**] M. H. Rashid, *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*, NJ, Prentice-Hall, 1993.
- [**Ras 01**] M. H. Rashid, *Power Electronics*, Academic Press Series in Engineering, 2001.
- [**Rav 97**] V. S. C. Raviraj, and P. C. Sen, “Comparative study of proportional-integral, sliding mode, and fuzzy logic controllers for power converters”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, pp. 518-524, 1997.
- [**Sah 08**] A. Sahbani, K. B. Saad, and M. Benrejeb, “Chattering phenomenon suppression of buck-boost DC-DC converters with fuzzy sliding modes control”, *International Journal of Electric and Computer Engineering*, vol. 3, pp. 258-264, 2008.
- [**San 86**] S. R. Sanders, G. C. Varghese and D. F. Cameron, “Nonlinear control laws for switching power converters”, 25th IEEE Conf. on Decision and Control, pp. 46-53, Athens, Greece, 1986.
- [**San 90**] S. R. Sanders and G. C. Verghese, “Synthesis of averaged circuit models for switched power converters”, *IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, pp. 679-683, L.A, CA, 1990.
- [**San 91**] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, et al., “Generalized averaging method for power conversion circuits”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 251-259, 1991.
- [**San 03**] E. Santi, A. Monti, D. Li, et al., “Synergetic control for DC-DC boost converter: implementation options”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 39, no. 6, pp. 1803-1813, 2003.
- [**San 04**] 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.
- [**Sas 11**] S.S. Sastry, and M. Bodson, *Adaptive Control: Stability, Convergence and Robustness*, Dover Publications, 2011.
- [**Seg 96**] G. Séguier, *L'électronique de Puissance - Les fonctions de base et leurs principales applications*, Dunod, 1996.
- [**Seg 99**] G. Séguier, *Electronique de Puissance*, 7th Edition, Dunod, Paris, 1999.
- [**Sha 10**] M. Shamim-Ul-Alam, M. Quamruzzaman, and K. M. Rahman, “Fuzzy logic-based sliding mode-controlled DC-DC boost converter”, *International Conference in Electrical and Computer Engineering (ICECE)*, pp. 70-73, Dhaka, Bangladesh, 2010.
- [**She 14**] H. Shen, J. H. Park, Z. Wu, “Reliable mixed passive and H filtering for semi-Markov jump systems with randomly occurring uncertainties and sensor failures”, *International Journal of Robust & Nonlinear Control*, vol. 25, no.17, pp. 3231–3251, 2014.
- [**Slo 91**] J. J. Slotine, and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall, N.J., 1991.

- [So 96] W. C. So, C. K. Tse and Y. S. Lee, “Development of a fuzzy logic controller for DC-DC converters: design, computer simulation and experimental evaluation”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 11, pp. 24-32, 1996.
- [Spi 09] D. Spirov, V. Lazarov, D. Roye, et al., “Modélisation des convertisseurs statiques DC-DC pour des applications dans les énergies renouvelables en utilisant Matlab/Simulink®”, Conférence EF, Compiègne, France, 2009.
- [Sut 13] C. Suttirak, and C. Pukdeboon, “Finite-time convergent sliding mode controllers for robot manipulators”, Applied Mathematical Sciences, vol.7, no. 63, pp. 3141-3154, 2013.
- [Tan 04] S. C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, et al., “An adaptive sliding mode controller for buck converter on continuous conduction mode”, IEEE APEC, vol.3, pp. 1395-1400, Anaheim, CA, USA, 2004.
- [Tan 05a] S. C. Tan, Y. M. Lai, M. K. H. Cheung, et al., “On the practical design of a sliding mode voltage controlled buck converter”, IEEE Trans. on Power Electron., vol. 20, no. 2, pp. 425-437, 2005.
- [Tan 05b] S.C. Tan, Y.M. Lai, C.K. Tse, and M.K.H. Cheung, “A fixed-frequency pulse-width-modulation based quasi-sliding mode controller for buck converters”, IEEE Trans. on Power Electron., vol. 20, no. 6, pp. 1379-1392, 2005.
- [Tan 06a] S. C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, et al., “A pulse width modulation based integral sliding mode current controller for boost converters”, IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'06), pp. 1612-1618, Jeju, South Korea, 2006.
- [Tan 06b] S. C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, “A unified approach to the design of PWM based sliding mode voltage controller for basic DC-DC converters in continuous conduction mode”, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 53, no. 8, pp. 1816-1827, 2006.
- [Tan 06c] S. C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, “An evaluation of the practicality of sliding mode controllers in DC-DC converters and their general design issues”, Proceedings of the IEEE Power Electron. Spec. Conf., pp.187-193, Jeju, South Korea, 2006.
- [Tan 08a] S. C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, “General design of sliding-mode controllers in DC-DC converters”, IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 55, no. 3, pp. 1160-1174, 2008.
- [Tan 08b] S. C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, “Indirect sliding mode control of power converters via double integral sliding surface”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 2, pp. 600-611, 2008.
- [Tan 12] S. C Tan, Y. M. Lai, and C. K Tse, *Sliding Mode Control of Switching Power Converters Techniques and Implementation*, CRC Press Taylor & Francis Group, 2012.

- [**Tor 10**] D. H. Torres, O. Sename, D. Riu, et al., “On the robust control of DC-DC converters: application to a hybrid power generation system”, 4th IFAC Symposium on System, Structure and Control, vol. 43, no. 21, pp. 123-130, Ancona, Italy, 2010.
- [**Tsa 05**] K. M. Tsang, W. L. Chan, “Cascade controller for DC-DC buck converter”, IEE Proc. Electron. Power Appl., vol.152, no. 4, pp. 827-831, 2005.
- [**Tse 90**] C. K. Tse and K. M. Adams, “An adaptive control for DC-DC converters”, IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC), pp. 213–218, San Antonio, Texas, USA, 1990.
- [**Utk 77**] V. I. Utkin, “Variable structure systems with sliding modes”, IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 22, no. 2, pp. 212–222, 1977.
- [**Utk 92**] V. I. Utkin, *Sliding Modes In Control And Optimization*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1992.
- [**Utk 99**] V. I. Utkin, J. Guldner, and J. X. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, London, U.K.: Taylor & Francis, 1999.
- [**Utk 06**] V. I. Utkin, and H. Lee, “Chattering problem in sliding modes control systems”, Proceedings of the 2006 International Workshop on Variable Structure Systems, pp. 346-350, Alghero, Italy, 2006.
- [**Vas 14**] D. Vasanthakumar, and V.P. Srikanth, “DC-DC converter control using IP controller”, International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC), pp. 245-249, Chennai, India, 2014
- [**Ven 85**] R. Venkataramanan, A. Sabanovic, and S. Cuk, “Sliding mode control of DC-to-DC converters”, Proceedings of IEEE Conference on Ind. Electron., Control and Instrumentations, pp. 251-258, San Fransisco, CA, USA, 1985.
- [**Wan 15**] Y. Wang, H. Xia and Y. Cao, “Voltage controller of DC-DC buck converter using terminal sliding mode”, IECON 2015, pp. 262-266, Yokohama, Japan, 2015.
- [**Xu 15**] S. S. Xu, C. Chen, and Z. Wu, “Study of non-singular fast terminal sliding-mode fault-tolerant control”, IEEE Trans. Electron., vol. 62, no. 6, pp. 3906-3913, 2015.
- [**Yaz 15**] I. Yazici, and E. K. Yaylaci, “Fast and robust voltage control of DC-DC boost converter by using fast terminal sliding mode controller”, IET Power Electronics, The Institution of Engineering and Technology, pp. 1-6, 2015.
- [**Yu 00**] S. Yu, X. Yu, and Z. Man, “Robust global terminal sliding mode control of SISO nonlinear uncertain systems”, Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, pp. 2198-2203, Sydney, Australia, 2000.
- [**Yu 02**] X. Yu, and Z. Man, “Variable structure system with terminal sliding modes, Variable Structure System: Towards the 21st Century Lecture Note in Control and Information Science”, vol. 274, pp. 109-127, 2002.

- [**Yu 05**] S. Yu, X. Yu, B. Shirinzadeh, et al., “Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode”, *Automatica*, vol. 41, no. 11, pp. 1957-1964, 2005.
- [**Zaa 10**] A. Zaatri, and S. Belhour, “Etude et réalisation d'un hacheur PWM”, *Revue des Energies Renouvelables*, vol. 13, no. 1, pp. 187-198, 2010.
- [**Zak 89**] M. Zak, “Terminal attractors dynamics in neural networks”, *International Journal of Neural Networks*, vol. 2, no. 4, pp. 259-274, 1989.
- [**Zer 18**] N. Zerroug, M. N. Harmas, S. Benagoune, et al., “DSP-based implementation of fast terminal synergetic control for a DC-DC buck converter”, *Journal of the Franklin Institute*, vol. 355, no. 5, pp. 2329-2343, 2018.
- [**Zha 15**] Z. Zhao, J. Yang, S. Li, et al., “Finite-time super-twisting sliding mode control for Mars entry trajectory tracking”, *Journal of the Franklin Institute*, vol. 352, no. 11, pp. 5226-5248, 2015.

Résumé : Dans cette thèse, deux principales techniques de commande robuste des convertisseurs DC-DC sont revisitées : Commande par Mode Glissant, et la Commande Synergétique. Un rappel des concepts de base de la commande par mode glissant est donné en première partie, suivi d'une brève introduction du contrôle synergétique principalement développé pour éliminer le broutement induit par l'utilisation de la commande par mode glissant. La troisième partie est consacrée à l'élaboration des lois de commande par mode glissant intégral, à double intégrale, et terminal appliquées aussi bien aux convertisseurs élévateur qu'abaisseur. Un contrôleur synergétique terminal (TSC) et un contrôleur synergétique terminal rapide (FTSC) sont proposés dans le quatrième chapitre pour contrôler les convertisseurs DC-DC élévateur et abaisseur. Distincts du contrôleur synergétique classique (SC), les approches de contrôle proposées présentent des caractéristiques de convergence rapide et de temps fini. Afin d'évaluer l'amélioration effective apportée par la commande synergétique terminale rapide, une étude expérimentale est réalisée sur un banc convertisseur abaisseur de laboratoire sur banc d'essai à base d'une carte DS 1104 de dSpace.

Mots clés : Convertisseur DC-DC, commande par mode glissant, commande synergétique, mode glissant terminal, commande par mode glissant à double intégrale, convergence en temps fini, synergétique terminale, synergétique terminale rapide.

Abstract: In this thesis, a review of two of the main robust control techniques for DC-DC converters are presented namely: Sliding Mode, and Synergetic Control. First, the basic concepts of Sliding Mode Control are recalled followed by the introduction of the Synergetic Control mainly developed to eliminate the chattering induced by the use of the Sliding Mode. The third part is devoted to the development of sliding mode control laws, applied to the boost and buck converters in its successive versions: integral, double integral and terminal, which greatly impact the steady-state error and convergence time. A Terminal Synergetic controller (TSC) and Fast Terminal Synergetic Controller (FTSC) are proposed in the fourth chapter to control the DC-DC buck and boost converters. Distinct from the conventional Synergetic Controller (SC), these last proposed control schemes provide finite time convergence and no chattering. Substantiation of the Fast Terminal Synergetic Control performance enhancement is asserted through an experimental study carried out on laboratory DS1104 based test bed for a buck converter.

Keywords: DC-DC converters, sliding mode control, synergetic control, terminal sliding mode, double integral sliding mode, finite time convergence, terminal synergetic control, fast terminal synergetic control.

ملخص: قمنا في هذه الأطروحة، بدراسة و استعراض نوعين من أنظمة التحكم الرئيسية : تقنية التحكم بالأسلوب المنزلق (SMC) و التحكم التآزري (SC) و مساهمتهما في التحكم و مراقبة عمل محولات رفع و خفض الجهد من نوع مستمر/مستمر (DC-DC)، حيث عرضنا المفاهيم و الخصائص الأساسية لكل تقنية. اعتمدنا في الجزء الأول من هذا العمل على تطوير تقنية التحكم بالأسلوب المنزلق من خلال الارتكاز على التكاملات البسيطة والمزدوجة بالإضافة إلى خوارزميات التقارب المحدود. أما في الجزء الثاني من هذه الأطروحة، فقمنا باقتراح و تطوير تقنية التحكم التآزري و الحصول على نوعين من التحكم التآزري النهائي (TSC) و السريع (FTSC). من خلال المحاكات و الدراسة التجريبية على وحدة التحكم dSpace DS1104، تم التحقق من فعالية هذين الأخيرين في استقرار عمل محولات رفع و خفض الجهد من نوع مستمر/مستمر (DC-DC) تحت تأثير عدة عوامل كتغير الشحنة و الجهد المرجعي.

كلمات مفتاحية: محولات رفع و خفض الجهد مستمر /مستمر (DC-DC)، التحكم بالأسلوب المنزلق، التحكم التآزري، نمط الانزلاق النهائي، نمط الانزلاق باستخدام التكامل المزدوج، التقارب في وقت محدود، التحكم التآزري النهائي، التحكم التآزري النهائي السريع.