

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة محمد البشير الإبراهيمي - برج بوعريريج

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

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Electromécanique

MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

En : Automatique

Spécialité : Automatique et informatique industriel

Par : - Benmammar Abdelhamid - Attia Mohamed El amine

Sujet

Commande Adaptative par Mode Glissant des Convertisseurs DC-DC de type Boost a des paramètres inconnus

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

D. TALHAOUI Hicham	MCA	Univ-BBA	Examineur
D. IRATNI Abdelhamid	MCA	Univ-BBA	Président
D. BOUCHAMA Ziyad	MCA	Univ-BBA	Encadrant

Année Universitaire 2022/2023

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة محمد البشير الإبراهيمي - برج بوعريريج

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

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Electromécanique

MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

En : Automatique

Spécialité : Automatique et informatique industriel

Par : - Benmammar Abdelhamid - Attia Mohamed El amine

Sujet

Commande Adaptative par Mode Glissant des Convertisseurs DC-DC de type Boost a des paramètres inconnus

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

D. TALHAOUI Hicham	MCA	Univ-BBA	Examineur
D. IRATNI Abdelhamid	MCA	Univ-BBA	Président
D. BOUCHAMA Ziyad	MCA	Univ-BBA	Encadrant

Dédicaces

A nos chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de nos études,

A nos chères sœurs pour leurs encouragements permanents et leur soutien moral.

A nos chers frères pour leur appui et leur encouragement.

A toutes nos familles pour leur soutien tout au long de notre parcours universitaire.

Remerciements

Le travail que nous présentons dans ce mémoire de fin d'études a été réalisé au département Electromécanique de l'Université Mohamed El-Bachir El-Ibrahim de Bordj Bou Arreridj, en Algérie.

Nous tenons à exprimer notre sincère gratitude envers notre encadreur, le Dr. BOUCHAMA Ziyad, pour son encadrement, son soutien constant, ses encouragements et les discussions fructueuses, ainsi que pour ses précieux conseils tout au long de l'élaboration de ce travail.

Nous souhaitons également remercier le président et les membres du jury d'avoir accepté d'évaluer notre travail.

Nous adressons nos chaleureux remerciements à tous nos amis pour leur soutien moral tout au long de la préparation de ce mémoire de fin d'études.

Enfin, il est important de souligner notre profonde reconnaissance envers l'ensemble du personnel du département Electromécanique, y compris les enseignants, les ingénieurs, les administrateurs et les agents, dont les efforts remarquables ont grandement facilité la réalisation de ce travail.

*Liste des Symboles et des
Acronymes*

Liste des symboles et des acronymes

Liste des Symboles

Q	Nombre de phases
Th_1	Thyristors
K	Etat de l'interrupteur (ouvert ou fermé)
V_s	Tension de sortie
I_L	Le courant d'inductance
V_L	Tension aux bornes de l'inductance
G	Gain de correction
L	Gain de l'observateur
K_{LQR}	Gain optimal en boucle fermée
x_1	Courant inductif
x_2	La tension du condensateur
V_{in}	Tension d'entrée
K_1, K_2	Gains de l'observateur
\hat{x}_1	Courant estimé
\hat{x}_2	Tension estimé
σ	La surface de glissement

Liste des Acronymes :

DC-DC	Continu - continu
DC-AC	Continu-alternative
AC-AC	Alternative-alternative
AC-DC	Alternative- continu
GTO	Gateturn-Off
SMC	Sliding mode control

Listes des figures

Listes des figures

Figure I.1: Différentes familles de conversions	3
Figure I.2: Conversion AC-DC	4
Figure I.3: Redresseurs triphasés. (a) P3. (b) PD3. (c) S3	5
Figure I.4: Conversion AC-AC	5
Figure I.5: Interrupteur de puissance monophasé.....	6
Figure I.6: Conversion DC-AC	7
Figure I.7: Conversion DC-AC	7
Figure I.8: Schéma du convertisseur Buck.....	9
Figure I.9: Les deux configurations d'un convertisseur Buck.....	9
Figure I.10: Formes d'ondes du convertisseur Buck (courants à gauche, tension à droite).....	9
Figure I.11: Schéma du convertisseur Buck-boost	11
Figure I.12: Formes d'ondes du convertisseur Buck-Boost (courants à gauche V à droite).	11
Figure I.13: Schéma de principe du convertisseur Boost.....	12
Figure I.14: Formes d'ondes du convertisseur Boost (courants à gauche, tension à droite).	12
Figure I.15: Circuit équivalent du Boost quand K est fermé.....	12
Figure I.16: Circuit équivalent du Boost quand K est ouvert.....	13
Figure I.17: Les caractéristiques V / I d'une diode.....	16
Figure I.18: Les symboles utilisés pour représenter les différents types des transistors	17
Figure I.19: Le symbole représentatif du thyristor	17
Figure I.20: Le symbole représentatif du GTO	18
Figure II.1: Schéma de principe d'un estimateur	21
Figure II.2: Schéma de principe d'un observateur	23
Figure II.3: Schéma de principe d'un observateur de type Luenberger.....	25
Figure II.4: Schéma de principe d'un observateur mode glissant	26
Figure II.5: Portrait de phase d'une surface de glissement.....	27
Figure II.6 : Schéma d'un système d'alimentation à bus infini mono-machine (SMIB).....	30
Figure II.7: Variation de l'angle de rotor	32
Figure II.8: Variation de la vitesse angulaire	33
Figure II.9: Signal de commande par la logique.....	32
Figure II.10: Variation de l'angle de rotor	33
Figure II.11: Variation de la vitesse angulaire.....	33
Figure II.12: Signal de commande par la logique flou	33
Figure II.13 : Variation de l'angle de rotor	33
Figure II.14: Variation de la vitesse angulaire.....	34
Figure II.15: Signal de commande par la logique flou	34
Figure III.1: Schéma du convertisseur DC-DC de type Boost.....	38
Figure III .2: Schéma fonctionnel du système de commande adaptative par mode glissant	40
Figure III.3: circuit d'un convertisseur DC-DC type bosst :	42
Figure III.4 : Schémas bloc de la commande adaptative par mode glissant de convertisseurs DC-DC.. Boost :	43

Listes des figures

Figure III.5: Variation des tensions (V_s, V_{est}, V_{REF})	44
Figure III.6: Variation des courants (i_L, i_{est}, i_{ch}).....	44
Figure III.7: Variation de charge.....	44
Figure III.8: Variation de tension d'estime.....	44
Figure III.9: Variation des tensions (V_s, V_{est}, V_{REF})	45
Figure III.10: Variation des courants (i_L, i_{est}, i_{ch}).....	45
Figure III.11: Variation de charge.....	45
Figure III.12: Variation de tension d'estime.....	45
Figure III.13: Variation des tensions (V_s, V_{est}, V_{REF})	46
Figure III.14: Variation des courants (i_L, i_{est}, i_{ch}).....	46
Figure III.15: Variation de charge.....	46
Figure III.16: Variation des tensions d'estime.....	46

Résumé :

Ce mémoire, pour but à l'étude de la commande adaptative par mode glissant d'un convertisseur statique DC-DC, en mettant évidence les propriétés et les avantages de la commande par mode glissant et sa combinassent avec l'observateur d'état, et d'envisager leurs exploitations dans l'analyse de la stabilité d'un convertisseur statique DC-DC de type Boost avec une charge résistive et une tension d'entrée inconnues. La conception du contrôleur proposé permet de surmonter les problèmes des commandes classiques en utilisant explicitement un modèle du convertisseur adéquat à l'implémentation. Enfin, la robustesse du contrôleur adaptatif aux variations et aux incertitudes de la tension d'entrée et de la charge est testée à travers des résultats de simulation.

Mots clés : convertisseur statique DC-DC de type Boost, commande par mode glissant, observateur d'état, commande adaptative par mode glissant.

Abstract:

This work aims to study the adaptive sliding mode control of a DC-DC converter with an unknown resistive load and input voltage, highlighting the properties and advantages of sliding mode control combined with a state observer. The design of the proposed controller overcomes the limitations of classical control methods by explicitly using a model of the converter suitable for implementation. Finally, through simulation results, the robustness of the adaptive controller under to uncertainties variations in the input voltage and load is tested.

Keywords: Boost-type DC-DC static converter, sliding-mode control, state observer, adaptive sliding-mode control.

ملخص:

تهدف هذه الأطروحة إلى دراسة التحكم التكيفي عن طريق الوضع الانزلاقي لمحول ثابت DC-DC، من خلال إبراز خصائص ومزايا التحكم عن طريق الوضع الانزلاقي ودمجها مع مراقب الحالة ، والنظر في استغلالهم في تحليل ثبات محول DC-DC من نوع Boost مع حمل مقاوم وجهد إدخال غير معروف . يجعل تصميم وحدة التحكم المقترحة من الممكن التغلب على مشاكل الضوابط الكلاسيكية من خلال الاستخدام الصريح لنموذج المحول المناسب للتنفيذ . أخيراً ، يتم اختبار متانة وحدة التحكم التكيفية للتغيرات والشكوك في جهد الدخل والحمل من خلال نتائج المحاكاة

الكلمات المفتاحية : محول ثابت من نوع DC-DC، تحكم في الوضع الانزلاقي ، مراقب الحالة، تحكم في وضع الانزلاق التكيفي.

Sommaire

Sommaire

CHAPITRE I :INTRODUCTION ET MODELISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES

I.1 INTRODUCTION	3
I.2 DIFFERENTS TYPES DES CONVERTISSEURS	4
I.2.1 Convertisseurs AC-DC.....	4
I.2.1.1 Les types de montages redresseurs.....	4
I.2.2 Convertisseurs AC-AC.....	5
I.2.2.1 Principe de marche en interrupteur	5
I.2.3 Convertisseurs DC-AC.....	6
I.2.4 Convertisseurs DC/DC	7
I.2.4.1 Alimentations à découpage	7
I.2.4.2 Les Hacheurs.....	8
I.2.4.3 Différents types Conversion DC-DC:.....	8
I.2.4.3.1 Convertisseur Buck :.....	8
I.2.4.3.2 Convertisseur Buck boost	10
I.2.4.3.3 Convertisseur boost	11
I.3 DOMAINES D'APPLICATIONS DES CONVERTISSEURS.....	15
I.4 LES INTERRUPTEURS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.....	16
I.5 CONCLUSION :.....	19

CHAPITRE II :OBSERVATEUR D'ETAT ET COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODE GLISSANT

II.1 INTRODUCTION :.....	20
II.2 NOTIONS D'ESTIMATION ET OBSERVATION:.....	20
II.2.1 Estimateur et L'observateur :.....	20
II.2.1.1 Estimateur :.....	21
II.2.1.2 L'Observateur:	22
II.3 DIFFERENTES TYPES D'OBSERVATEURS:.....	24
II.3.1 Observateur Luenberger:.....	24
II.3.2 Filtre de Kalman:	25
II.3.3 La commande par mode glissant	26
II.3.3.1 Principes de la commande par mode glissant	26
II.3.3.2 Synthèse de la commande par mode glissant	27
II.4 EXEMPLE DE SIMULATION	30
II.4.1 Modèle de système électrique.....	30
II.4.2 Commande quadratique linéaire avec observateur :.....	31
II.4.3 Commande par mode glissant avec observateur.....	32
II.5 LES AVANTAGES DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT.....	34
II.6 CONCLUSION	35

Sommaire

CHAPITRE III :COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODE GLISSANT VIA OBSERVATEUR D'ETAT D'UN CONVERTISSEUR BOOST

III.1 INTRODUCTION.....	37
III.2 MODELE DYNAMIQUE DU CONVERTISSEUR DC-DC DE TYPE BOOST	37
III.2.1 Conception des lois d'adaptations basées sur l'observateur d'état :	38
III.2.2 Conception de la loi de commande adaptative SMC basée sur l'observateur	39
III.3 RESULTAT DE SIMULATION	42
III.4 CONCLUSION.....	46

Introduction Générale

Introduction Générale

Les convertisseurs de l'électronique de puissance sont couramment utilisés dans diverses applications pour contrôler et gérer le flux d'énergie électrique. Parmi ces applications, nous citons les véhicules électriques, les avions et les systèmes d'énergie renouvelable, etc. Dans toutes ces applications, l'échec de fonctionnement de ces systèmes peut se produire un comportement chaotique qui peut entraîner des conséquences catastrophiques. Par conséquent, le fonctionnement stable du convertisseur contre les variations de paramètres et les différentes conditions de fonctionnement nécessite essentiellement des approches de modélisation et de contrôle robustes. La méthode de commande des convertisseurs statiques est associée à la modulation de largeur d'impulsion (*PWM*) [1]. Le signal *PWM* entraîne le convertisseur pour maintenir une tension de sortie constante, alors que le rapport cyclique du signal *PWM* est ajusté par certains contrôleurs. Nous pouvons trouver dans la littérature de nombreuses commandes sur les convertisseurs DC-DC qui sont conçus sur la base des techniques du contrôle linéaire[2-5]. Cette commande est connue en tant que contrôleur conventionnel *PID*. Ce type de contrôleurs (PI ou *PID*) sont connus en tant que contrôleurs conventionnels d'un convertisseur DC-DC [6-4]. La conception de *PID* se fait sur la base d'un modèle linéaire du système opérant en un certain point de fonctionnement. Cependant, les convertisseurs statiques sont fortement complexes par leur contenance d'éléments non linéaires et variables dans le temps. Ainsi, les paramètres du contrôleur *PID* qui sont adéquats pour des points de fonctionnement peuvent ne pas convenir pour d'autres points. C'est l'inconvénient majeur de la méthode de conception des contrôleurs conventionnels, c'est-à-dire qu'ils ne garantissent pas la stabilité du système dans plusieurs conditions de fonctionnement réel.

La commande par mode glissant (*Sliding Mode Control, SMC*) est une approche de commande non linéaire qui a été introduite pour le contrôle des systèmes à structure variable (comme les convertisseurs statiques) et elle se base sur le concept de changement de structure du contrôleur avec l'état du système afin d'obtenir une réponse désirée [6-7]. La synthèse d'une loi de commande par mode glissant est conçue sur la base d'une stabilité asymptotique et les trajectoires du système évoluent vers la surface de glissement et atteignant l'équilibre en un temps infini. Cependant, la robustesse de la loi de commande par mode glissant n'est pas garantie et la dynamique du système peut être insensible à la variation de paramètre et des perturbations [8].

Introduction générale

On propose dans ce travail d'étudier une nouvelle approche de commande par mode glissant *SMC* pour commander un convertisseur DC-DC de type Boost. En réduisant le temps requis pour atteindre le point d'équilibre, on renforce aussi bien la convergence, que l'atténuation rapide des perturbations. Afin de renforcer la robustesse de la technique *SMC*, l'observateur d'état est utilisé pour estimer les incertitudes sur les paramètres dans l'élaboration de la loi de commande à savoir la charge résistive et la tension d'entrée.

Dans la première partie de ce travail, nous donnons les définitions des différents types des convertisseurs statiques DC-DC et leurs modèles mathématiques. La théorie de la commande par mode glissant et les différents types des observateurs d'état sont abordés dans le deuxième chapitre. La synthèse d'une commande adaptative par mode glissant appliquée à un convertisseur statique DC-DC de type Boost soumis à plusieurs perturbations est présentée dans le troisième chapitre qui est suivi par une conclusion générale et perspective.

Chapitre I :
Introduction et modélisation des
convertisseurs statiques

I.1 Introduction

L'électronique de puissance est une nouvelle technique reliant l'électronique et l'électrotechnique développée à la fin du 20^{ème} siècle. Cette technique a connu un essor considérable grâce à la mise au point de semi-conducteurs tels que des diodes, des thyristors et des transistors en silicium qui permettent de contrôler les courants et les tensions importants. Elle est aujourd'hui une discipline fondamentale du génie électrique.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons aux convertisseurs statiques qui sont des systèmes permettant l'adaptation de l'énergie d'une source électrique à un récepteur spécifique. Il existe différents types de convertisseurs tels que les onduleurs, qui convertissent la tension continue d'une batterie en tension alternative, les redresseurs, qui effectuent une conversion alternative continue utilisée généralement pour alimenter les appareils électroniques, les hacheurs, qui réalisent une conversion continue continue, et les gradateurs, qui effectuent une conversion alternative alternative. Nous étudierons en détail les convertisseurs statiques dans la suite de ce chapitre [9].

La figure ci-dessous indique les différentes familles de conversions.

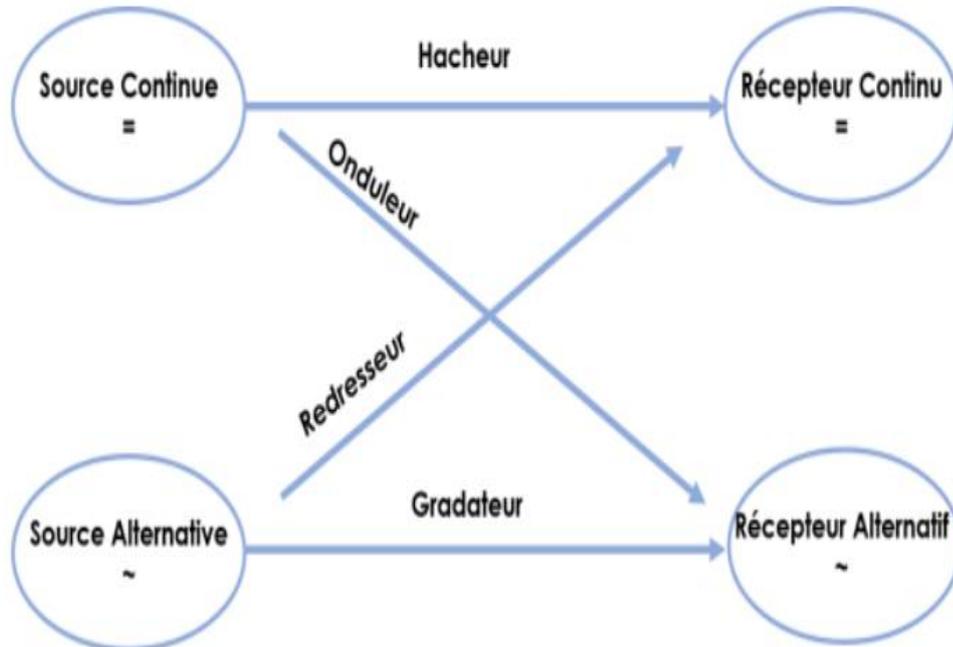


Figure I. 1: Différentes familles de conversions

I.2 Différents types des convertisseurs

I.2.1 Convertisseurs AC-DC

Les montages redresseurs, souvent appelés simplement redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif-continu. Alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie. On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif. Comme c'est sous cette seconde forme que l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications. Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés ne permettent pas de faire varier le rapport entre la ou les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie. De plus, ils sont irréversibles, c'est-à dire que la puissance ne peut aller que du côté alternatif vers le côté continu. Les redresseurs à thyristors, ou redresseurs contrôlés permettent, pour une tension alternative d'entrée fixée, de faire varier la tension continue de sortie. Ils sont de plus réversibles ; lorsqu'ils assurent le transfert de puissance du côté continu vers le côté alternatif .

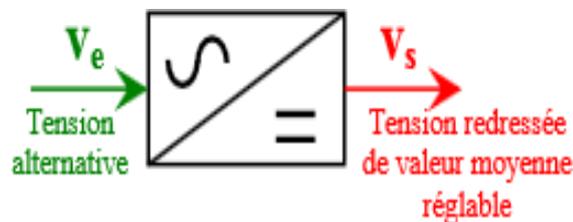


Figure I. 2: Conversion AC-DC

I.2.1.1 Les types de montages redresseurs

Les trois types de montages redresseurs pour obtenir une tension continue, on redresse un ensemble de q tensions alternatives, d'ordinaire supposées sinusoïdal et formant un système polyphasé équilibré (nombre de phases q). Ces tensions peuvent être les tensions aux bornes d'un alternateur. Généralement, elles sont fournies par le réseau monophasé ou, plus souvent, par le réseau triphasé, d'ordinaire par l'intermédiaire d'un transformateur.

On distingue trois types de montages :

- P_q : montages avec source en étoile et un seul commutateur ou redresseur "simple alternance"

- PDq : montages avec source en étoile et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source étoilée ;
- Sq : montages avec source en polygone et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source polygonale.

La figure I.3 donne le schéma électrique des montages P3, PD3 et S3. Ces trois montages sont le plus communément utilisés pour le redressement de tensions triphasées [10].

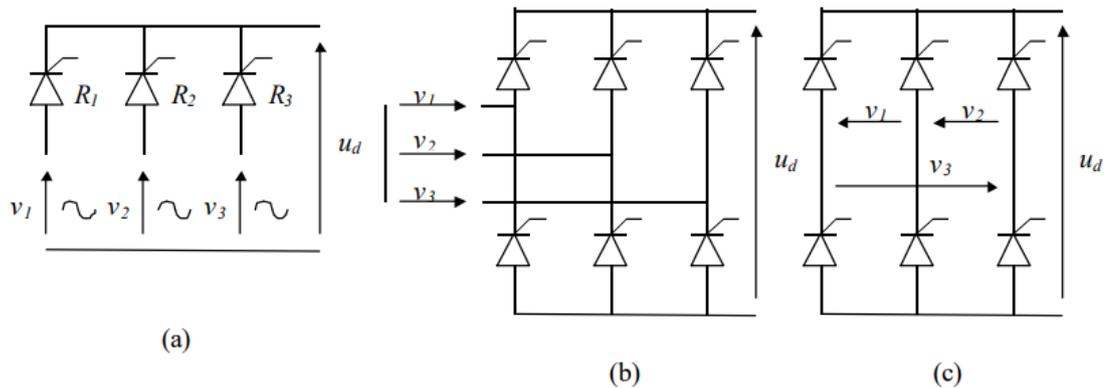


Figure I. 3: Redresseurs triphasés. (a) P3. (b) PD3. (c) S3

I.2.2 Convertisseurs AC-AC

Nous pouvons définir un gradateur comme un convertisseur qui assurent le réglage et la commande du courant délivré par une source qui va attaquer un récepteur. Ils assurent la liaison de valeur constante entre la charge et la source, ensuite intermittente cette liaison et, par-là, le réglage de l'intensité du courant que la source débite dans le récepteur ; c'est ce qu'on l'appelle le fonctionnement en gradateur. Le principe de base est de construire de 2 thyristors s'associent de type croisé (ou bien en parallèle tête-bêche ou inverse) et positionné le récepteur et la source.

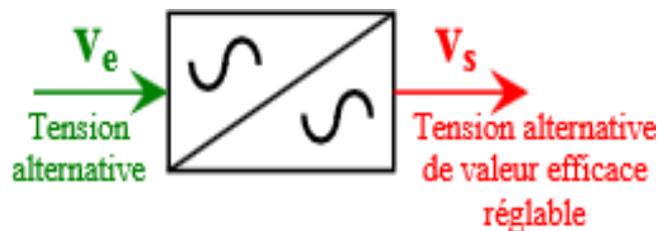


Figure I. 4: Conversion AC-AC

I.2.2.1 Principe de marche en interrupteur

Les 2 thyristors $Th1'$ et $Th1$ vont couper et établir ou bien la liaison de type source-récepteur sont montrées dans la figure suivante :

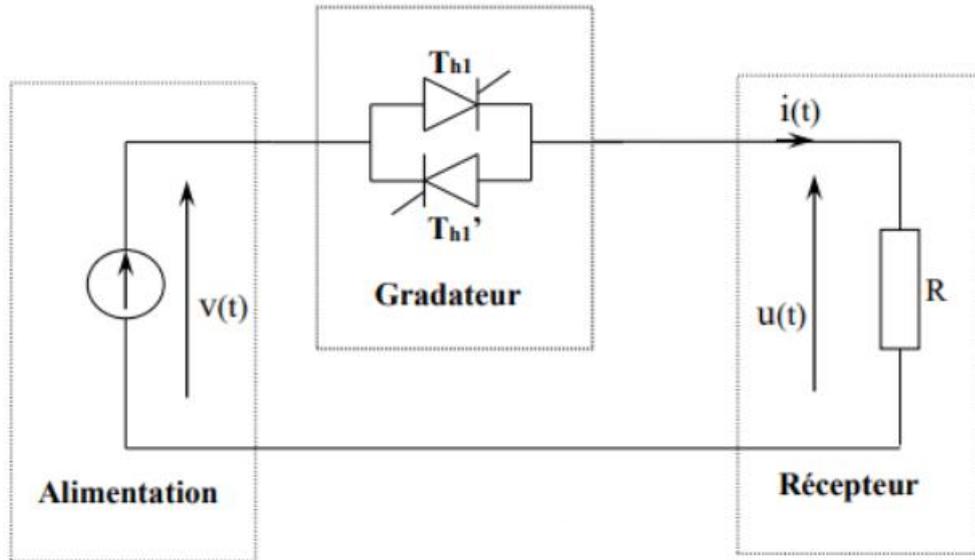


Figure I. 5 : Interrupteur de puissance monophasé

Si un signal de libération est envoyé au déclencheur $Th1$ à partir de l'alternance positive de la tension d'alimentation $V(t)$, et qu'un signal positif est envoyé au déclencheur $Th1$ à partir de l'alternance négative, le courant alternatif $i(t)$ passe parfois par $Th1$ et parfois par $Th1'$. Lorsque l'interrupteur se ferme, si on ignore la chute de tension continue du redresseur, la tension aux bornes de la charge est $u(t)=v(t)$. En effet, pour que le courant passe efficacement, et que son onde par rapport à la tension $v(t)$ qui a une onde de déphasage d'un angle φR égal à la variable indépendante du récepteur, il faut qu'il y ait un déclencheur de déclenchement qui s'applique toujours à $Th1$, qu'est, lorsque $i(t) > 0$ est toujours se produit lorsqu'il devient un nombre négatif ;

supposons : Soit utiliser un signal de déclenchement très large . Ou continuer à envoyer lorsque l'impulsion haute fréquence se déclenche. Ou fournissez le déclencheur à partir de la tension d'anode. Si le signal de déclenchement de la gâchette s'élimine, une fois $i(t)$ tends vers 0, le thyristor de fermeture se bloque et l'autre ne démarre pas être. L'interrupteur est s'ouvre: $I(t) = 0$; $V_{th1} = -V'_{th1} = V$ [11].

I.2.3 Convertisseurs DC-AC

Il est possible d'utiliser des onduleurs pour transformer une tension continue constante en une tension alternative. Les valeurs de la fréquence et de la tension efficace de la tension alternative peuvent être ajustées.

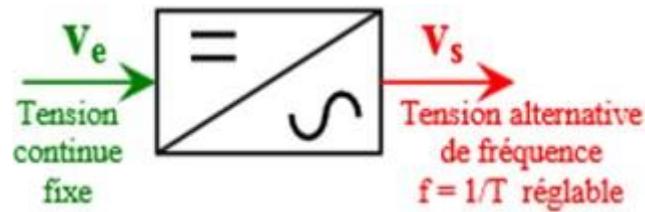


Figure I. 6: Conversion DC-AC

Les onduleurs servent à générer une tension alternative à une fréquence déterminée ou variable, afin d'alimenter des équipements qui ne sont pas tributaires de la présence du réseau électrique (ce qui garantit la continuité de leur fonctionnement même en cas d'interruption de la fourniture électrique).

I.2.4 Convertisseurs DC/DC

Les convertisseurs continus-continus ont pour but de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. La tension continue de départ peut provenir de différentes sources telles qu'un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs ou encore une alimentation stabilisée. On peut identifier deux types de convertisseurs continus-continus, à savoir les hacheurs, qui ne sont pas isolés, et les alimentations à découpage qui sont équipées d'un transformateur pour garantir une isolation galvanique. Les alimentations de PC en sont un exemple.

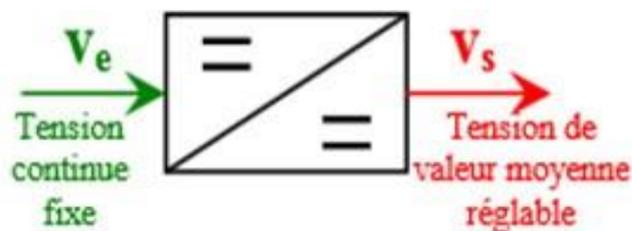


Figure I. 7: Conversion DC-AC

I.2.4.1 Alimentations à découpage

Une alimentation à découpage est une alimentation électrique qui utilise des composants électroniques de puissance en commutation (généralement des transistors) pour assurer sa régulation. Cette méthode de fonctionnement diffère de celle des alimentations linéaires qui utilisent les composants électroniques en mode linéaire. Une alimentation à découpage de type "forward" transmet instantanément la puissance, tandis que celle de type "flyback" stocke l'énergie sous forme d'énergie magnétique dans une inductance (bobine) et libère ensuite cette énergie dans un circuit secondaire

Les alimentations à découpage ont connu un développement important depuis les années 1980 pour remédier aux défauts des alimentations linéaires, notamment leur poids élevé et leur faible rendement. Elles sont aujourd'hui utilisées dans tous les appareils électroniques grand public.

Avantages de l'alimentation à découpage

- rendement élevé (100% théorique, 70 à 90% typiques).
- dissipation de chaleur réduite composants de petite taille (transfo, condensateurs).
- coût réduit (moins de matière première).
- nombreux contrôleurs et régulateurs intégrés pour découpage.
- plages d'alimentations étendues (85 à 264V, 110 à 400V par exemple).[12]

I.2.4.2 Hacheur

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques qui permettent le transfert d'énergie électrique d'une source continue vers une autre source continue, agissant ainsi comme l'équivalent des transformateurs en courant alternatif. Si l'entrée et la sortie sont de natures dynamiques différentes, elles peuvent être reliées directement (on parle alors de hacheur à liaison directe). En revanche, si elles sont de même nature dynamique, un élément de stockage momentané est nécessaire (on parle alors de hacheur à accumulation). Lorsqu'une isolation galvanique entre la sortie et l'entrée est nécessaire, des hacheurs dits "isolés" sont utilisés. Selon le degré de réversibilité souhaité, la structure du montage peut varier.

En outre, la technologie des composants variera en fonction de la puissance nominale du système [12] .

I.2.4.3 Différents types Conversion DC-DC:

I.2.4.3.1 Convertisseur Buck :

Un hacheur série Buck convertir ou convertisseur abaisseur de tension série est utilisé pour transformer une tension continue en une autre tension continue de valeur inférieure.

Le schéma électrique correspondant est illustré dans la figure suivante.

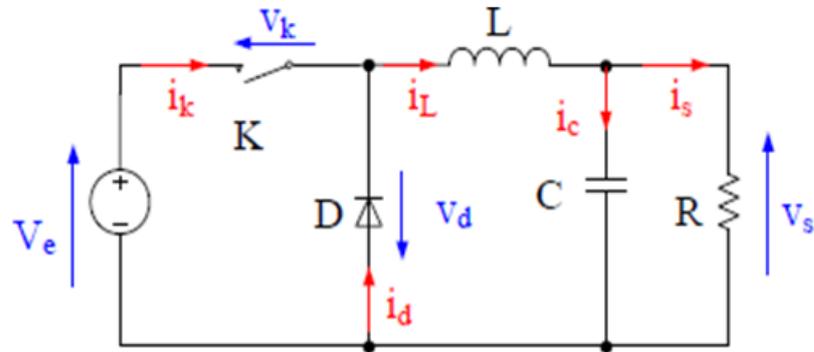


Figure I. 8: Schéma du convertisseur Buck

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations, à savoir Configuration selon l'état de l'interrupteur K est passant ou bloqué. La figure suivante montre les états de l'interrupteur K [13] .

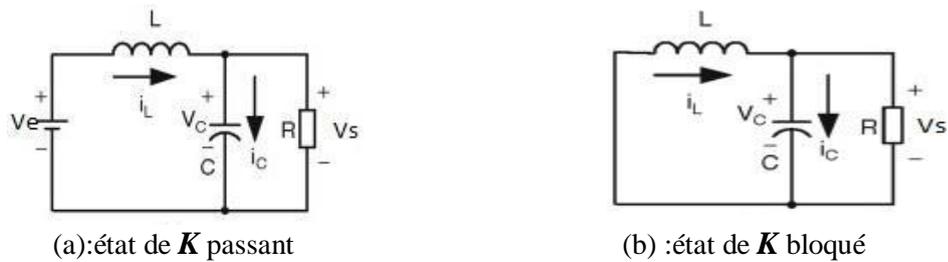


Figure I. 9: Les deux configurations d'un convertisseur Buck

Les formes d'ondes de courants et de tensions de convertisseur Buck sont présentées sur la figure suivante :

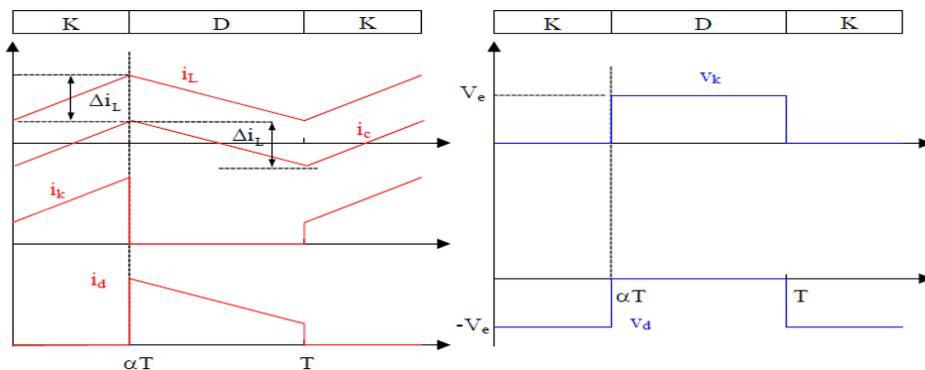


Figure I. 10: Formes d'ondes du convertisseur Buck (courants à gauche, tension à droite)

Lorsque l'interrupteur K est en état passant, il est fermé, ce qui permet à la source V_e de fournir de l'énergie à la charge et à l'inductance. Cette phase dure de 0 à αT , où α est compris entre 0 et 1 et représente le rapport cyclique. En revanche, lorsqu'il est en état bloqué, l'interrupteur K est ouvert, ce qui rend la diode passante car l'énergie stockée dans l'inductance commande le courant circulant dans la diode de roue libre. Cette phase dure de αT à T [14].

En fin de compte, la tension de sortie moyenne est obtenue.

$$V_s = \alpha V_e \quad (\text{I.1})$$

L'ondulation de courant dans l'inductance a l'ondulation de tension sont données par les expressions ci-dessous:

$$\Delta IL = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{Lf}$$

$$\Delta V_s = \frac{\Delta iL}{8CF} = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{8CLf^2} \quad (\text{I.2})$$

Avec f : la fréquence du convertisseur Statique

Le courant moyen traversant l'inductance est égal au courant moyen dans la charge

$$I_L = \alpha I_s \quad (\text{I.3})$$

L'interrupteur commandé et la diode sont soumis aux mêmes contraintes en tension

En tension :

$$V_{k\max} = |V_{d\max}| = V_e \quad (\text{I.4})$$

Et en courant [15] .

$$i_{k\max} = i_{d\max} = i_{L\max} = I_s + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (\text{I.5})$$

I.2.4.3.2 Convertisseur Buck boost

Un convertisseur Buck-Boost est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse. Un inconvénient de ce convertisseur est que son interrupteur ne possède pas de borne reliée au zéro, compliquant ainsi sa commande..

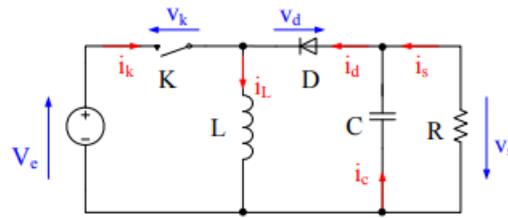


Figure I. 11: Schéma du convertisseur Buck-boost

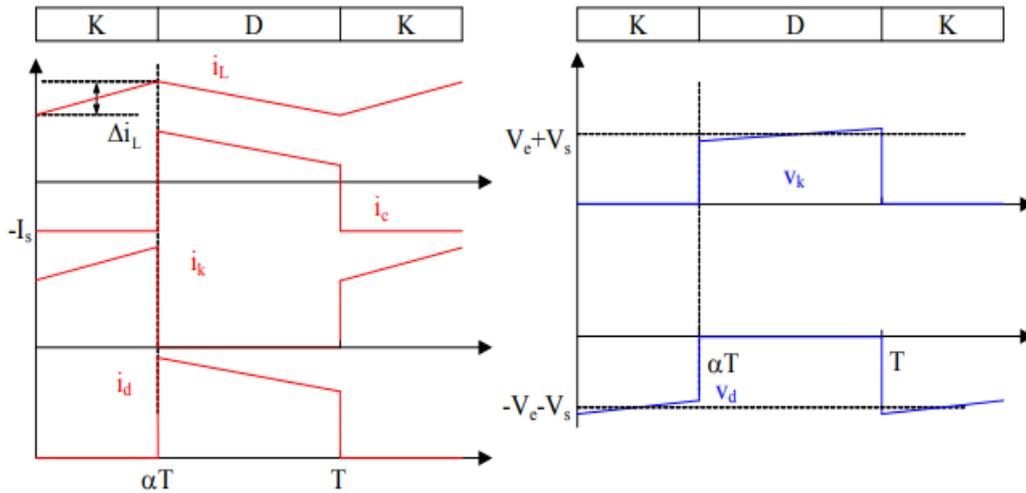


Figure I. 12: Formes d’ondes du convertisseur Buck-Boost (courants à gauche V à droite).

La tension de sortie du convertisseur Buck-Boost est négative par rapport à la tension d’entrée.

Son amplitude peut être supérieure ou inférieure à celle de la tension d’entrée selon la valeur du rapport cyclique. C’est un abaisseur-élevateur-inverseur en tension.

On en déduit la tension de sortie moyenne :

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_e \tag{I.6}$$

Le courant moyen traversant l’inductance a pour valeur :

$$I_L = \frac{I_s}{1-\alpha} \tag{I.7}$$

I.2.4.3.3 Convertisseur boost

Le convertisseur Boost, également connu sous le nom de hacheur parallèle, est un convertisseur statique utilisé pour convertir une tension continue en une tension continue de valeur supérieure. Le schéma de principe de ce convertisseur est présenté dans la figure (I.13).

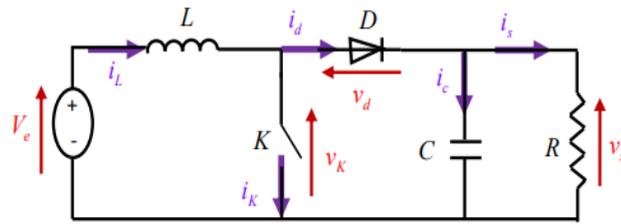


Figure I. 13: Schéma de principe du convertisseur Boost

La Figure (I.14) représente les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'onde des courants (à gauche) et les tensions (à droite).

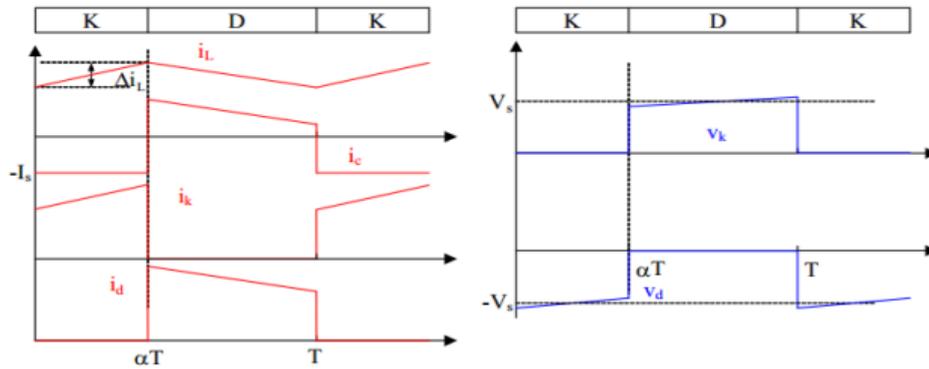


Figure I. 14: Formes d'ondes du convertisseur Boost (courants à gauche, tension à droite).

A) Fonctionnement Convertisseur boost

❖ Conduction continue :

Pour $(0 < t < \alpha T)$:

L'interrupteur K est fermé, le circuit du convertisseur prend la configuration suivante :

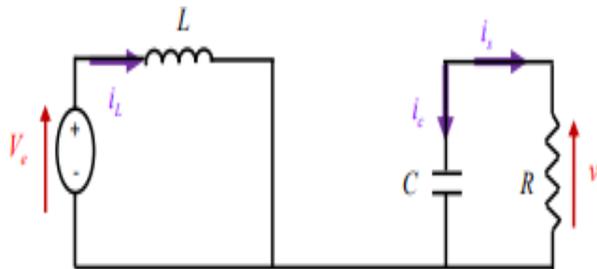


Figure I. 15: Circuit équivalent du Boost quand K est fermé

La tension aux bornes de l'inductance est alors :

$$V_L = V_e = L \frac{di}{dt} > 0 \tag{I.8}$$

En résolvant cette équation différentielle, on obtient l'expression suivante qui exprime l'évolution du courant traversant l'inductance :

$$i_L = \frac{V_e}{L}t + I_{\min} \quad (\text{I.9})$$

I_{\min} : la valeur minimale du courant dans l'inductance. A l'instant $t = \alpha T$, le courant dans l'inductance atteint sa valeur maximale I_{\max} :

$$I_{\max} = \frac{V_e}{L} \alpha T + I_{\min} \quad (\text{I.10})$$

Le condensateur donne de l'énergie à la charge, on peut écrire, [17] :

$$C \frac{d}{dt} V_s = -i_s \quad (\text{I.11})$$

Alors l'ondulation de la tension de sortie peut être exprimée par

$$\Delta V_s = \frac{\alpha V_e}{(1-\alpha)RCf} \quad (\text{I.12})$$

Pour ($\alpha T < t < T$) :

Si l'interrupteur K est en position ouverte, le circuit du convertisseur adopte la configuration illustrée dans la Figure (I.9).

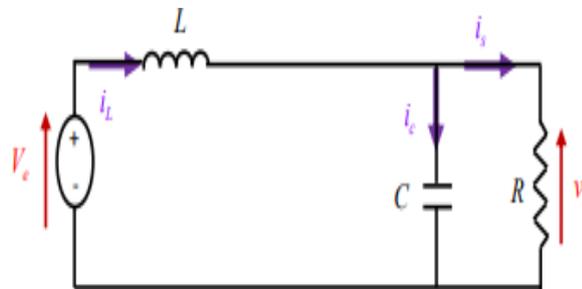


Figure I. 16: Circuit équivalent du Boost quand K est ouvert

Si l'interrupteur K est en position fermée, la tension aux bornes de celui-ci est nulle et la source et la charge ne sont pas connectées. La diode est bloquée et le courant dans l'inductance augmente linéairement. Cette phase se déroule de 0 à αT .

En revanche, si l'interrupteur K est en position ouverte, l'énergie stockée dans l'inductance dirige le courant dans la diode qui devient conductrice. Cette phase se déroule de αT à T [14].

La tension aux bornes de l'inductance est alors :

$$V_L = V_e - V_s = L \frac{di}{dt} < 0 \quad (\text{I.13})$$

En résolvant cette équation différentielle, on obtient la formule suivante qui exprime l'évolution du courant traversant l'inductance :

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

A l'instant $t = T$, le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale I_{\min} , [17] :

$$I_{\min} = I_{\max} = \frac{V_e - V_s}{L} (1 - \alpha) T \quad (\text{I.15})$$

La Valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge :

$$V_s = \frac{1}{(1 - \alpha)} V_e \quad (\text{I.16})$$

Comme $\alpha < 1$ on retrouve que $V_s > V_e$ le hacheur est bien survolteur.

La valeur moyenne du courant dans l'inductance en fonction du courant moyen dans la charge et du rapport cyclique :

$$i_L = \frac{1}{(1 - \alpha)} i_s \quad (\text{I.17})$$

L'expression de l'ondulation de courant dans l'inductance [17] :

$$\Delta i_L = i_{\max} - i_{\min} = \frac{\alpha V_e}{L} T = \frac{\alpha V_e}{L f} \quad (\text{I.17})$$

Avec f : la fréquence de découpage

✓ **Conduction discontinue :**

En conduction discontinue [16], on rajoute une phase pendant laquelle la diode D ne conduit pas ($i_L = 0$).

A partir de l'allure de i_L (Figure ci -dessus), on peut déduire Δt la durée d'annulation du ce courant :

$$\begin{aligned} \Delta t &= \beta T - \alpha T \\ \forall \alpha T \leq t \leq \beta T \rightarrow i_L(t) &= \frac{V_e - V_s}{L} (t - \alpha T) + I_L \alpha T \rightarrow i_L(\beta T) = 0 \end{aligned} \quad (\text{I.18})$$

Et avec :

$$i_L(\alpha T) = \frac{V_e}{L} \alpha T \quad (\text{I.19})$$

On a :

$$\Delta t = \frac{V_e}{V_s - V_e} \alpha T \quad (\text{I.20})$$

Le courant moyen de sortie est :

$$i_s = \langle i_s \rangle = \langle i_D \rangle = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^{\beta T} i_L(t) dt \rightarrow i_s = \frac{1}{2} i_L(\alpha T) \left(\frac{\beta T - \alpha T}{LT} \right) \quad (\text{I.21})$$

Ce qui conduit à :

$$i = \frac{1}{2} - \frac{\alpha^2 V_e^2 T}{2L(V_s - V_e)} \quad (\text{I.22})$$

Ou bien :

$$V_s = V_e \left(1 + \alpha^2 \frac{V_e}{2L f_i} \right) \quad (\text{I.23})$$

✓ **Conduction critique :**

Cette phase définit la limite entre les régimes continu et discontinu [16].

Pour α limite on a : $\Delta t = \beta T - \alpha T = (1 - \alpha)T$ c'est-à-dire $\beta T \cong T$

$$\begin{aligned} \Delta t &= \frac{V_e}{V_s - V_e} \alpha_{\text{lim}} \\ T &= (1 - \alpha_{\text{lim}}) T \end{aligned} \quad (\text{I.24})$$

Ce qui nous donne finalement :

$$\alpha_{\text{lim}} = \frac{V_s - V_e}{V_s} \quad (\text{I.25})$$

I.3 Domaines d'applications des convertisseurs

- Applications domestiques (alimentation des appareils électriques, Électroménagers...)
- Applications industrielles (alimentation de Pompes, chariots électriques, compresseurs)
- Télécommunication (émetteurs de radiodiffusion, onduleurs de secours et alimentation de secours (AC et DC)) .

I.4 Les interrupteurs en électronique de puissance

Les convertisseurs fonctionnent en faisant commuter des courants entre des mailles adjacentes, ce qui implique l'utilisation de composants qui peuvent interrompre le courant. Idéalement, lorsqu'un interrupteur est fermé, sa tension sera presque nulle tandis que le courant sera déterminé par le reste du dispositif. En revanche, lorsqu'un interrupteur est ouvert, il aura une tension imposée par l'extérieur à ses bornes, mais aucun courant ne le traversera. Les actions des interrupteurs peuvent être commandées grâce à un signal électrique externe, ou se produire spontanément en réponse à l'annulation ou au changement de signe d'une tension ou d'un courant, par exemple. En électronique de puissance, les semi-conducteurs fonctionnent comme des "interrupteurs", qui peuvent être formés par un seul semi-conducteur ou par un groupe de plusieurs semi-conducteurs connectés en série ou en parallèle

- **Diode**

La diode est un composant à deux électrodes, l'anode A et la cathode K, qui n'a pas d'électrode de commande. Son fonctionnement est entièrement dicté par le circuit dans lequel elle est intégrée

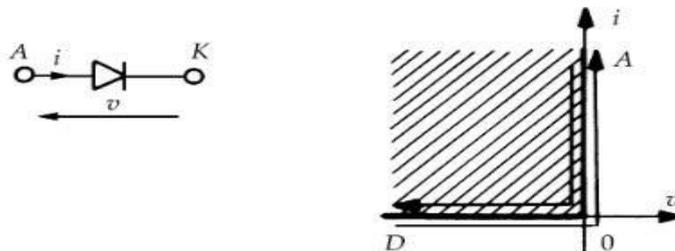


Figure I. 17: Les caractéristiques V / I d'une diode.

- **Transistor de puissance**

Un transistor est un interrupteur commandé qui possède trois bornes : deux bornes entre lesquelles il effectue la fonction d'interrupteur, et une borne auxiliaire qui forme une connexion avec une borne de commande. Dans les transistors bipolaires classiques (figure 13a) et les transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) (figure 13c), la borne de puissance est formée par le collecteur C et l'émetteur E, tandis que la borne de commande est la base B et l'émetteur ou la grille G et l'émetteur. Dans les transistors MOSFET (Metal Oxyde Semi-Conductor, Field Effect Transistor), (figure 13b), le circuit de puissance est relié au drain D et à la source S, tandis que le circuit de commande est branché entre la grille G et la source.

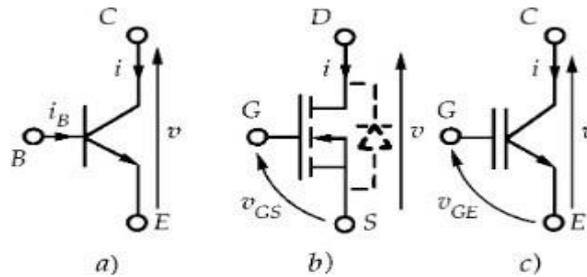


Figure I. 18: Les symboles utilisés pour représenter les différents types des transistors

Le transistor bipolaire est commandé en courant. Si un courant de commande i_B suffisant est injecté dans le circuit base-émetteur, le transistor se comporte comme un interrupteur fermé. En revanche, si i_B a une valeur nulle, l'interrupteur est ouvert.

En revanche, les transistors MOSFET et IGBT sont commandés en tension. Le circuit entre la grille et la source ou entre la grille et l'émetteur agit comme une capacité qui doit être chargée ou déchargée. Une tension V_{GS} ou V_{GE} négative ou nulle maintiendra le transistor bloqué. En fournissant une tension positive suffisante à V_{GS} ou V_{GE} , le transistor devient passant. Cependant, ce passage entraîne des pertes significatives par commutation au niveau du composant.

Remarque

Le transistor bipolaire, qui a grandement contribué au développement des convertisseurs de moyenne puissance, est désormais dépassé par l'IGBT.

Le transistor MOSFET offre de meilleures performances en termes de vitesse de commutation. Malheureusement, il est limité en puissance car il n'est pas possible de réaliser un composant capable de supporter une tension élevée à l'état bloqué tout en présentant une faible chute de tension à l'état passant. Ainsi, un MOSFET fort courant doit être basse tension et inversement.

- **Le thyristor**

Le thyristor est constitué de trois bornes : l'anode A et la cathode K, entre lesquelles il agit comme un interrupteur, et la gâchette G, qui forme l'accès de commande avec la cathode.

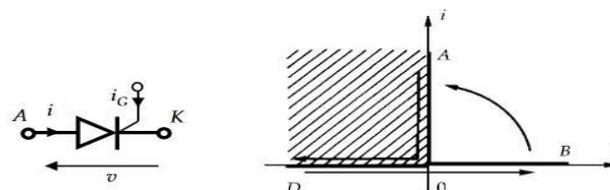


Figure I. 19: Le symbole représentatif du thyristor

En l'absence de signal de commande (c'est-à-dire lorsque le courant i_G est nul), le composant reste bloqué lorsque la tension v est négative (branche OD) et devient conducteur si v devient positive (branche OB). Pour fermer l'interrupteur, un courant de commande positif i_G est envoyé, ce qui est similaire à ce qui se passe avec un transistor. Cependant, dès que le courant i dépasse une certaine valeur appelée "courant d'accrochage", le composant se verrouille à l'état passant et on peut supprimer la commande sans entraîner un retour sur la branche OB.

Le retour à l'état bloquant ne peut se produire que de manière spontanée par le passage de la branche OA à la branche OD. Le point de fonctionnement doit ensuite se maintenir sur cette branche pendant un temps suffisant, appelé temps de désamorçage, pour que le thyristor reste bloqué lorsque la tension v redevient positive.

- **GTO**

Le GTO (GateTurn-Off) est un semi-conducteur qui peut être commandé pour se fermer et s'ouvrir à l'aide d'une gâchette. L'amorçage du GTO (passage de OB à OA) est similaire à celui du thyristor classique. Cependant, une fois l'amorçage effectué, il est nécessaire de maintenir le courant de gâchette à une valeur légèrement positive pour garantir une bonne répartition du courant dans le composant. Le blocage spontané du GTO se produit en passant de la branche OA à la branche OD, comme pour le thyristor classique. Cependant, à partir du point O, il est nécessaire d'annuler le courant de gâchette, sinon il y aurait une augmentation nette du courant de fuite [18].

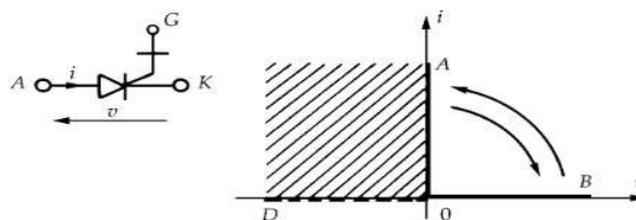


Figure I. 20: Le symbole représentatif du GTO

I.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons consacré notre étude aux convertisseurs DC-DC de type Boost. Au début, nous avons commencé par une présentation générale des convertisseurs statiques (l'onduleur, gradateur, redresseur, la hachure). Nous avons également donné les définitions de chaque type de convertisseur, leur classification.

Ensuite, nous avons détaillé l'étude des trois types des convertisseurs DC-DC : (Buck, Boost, Buck-Boost).

Enfin, nous avons présenté quelques domaines d'applications des convertisseurs statiques et les différents interrupteurs exploités en électronique de puissance.

Chapitre II:

***Observateur d'état et commande
adaptative par mode glissant***

II.1 Introduction :

L'observateur d'état et la commande adaptative par mode glissant sont des outils avancés en contrôle des systèmes dynamiques. L'observateur d'état permet d'estimer les variables d'état inaccessibles à partir de mesures externes, tandis que la commande adaptative par mode glissant offre une régulation précise et robuste en présence d'incertitudes et de perturbations. Ces techniques sont largement utilisées dans divers domaines de l'ingénierie pour résoudre des problèmes de contrôle complexes et garantir des performances optimales des systèmes.

II.2 Notions d'estimation et l'observation:

Pour des raisons de coût ou des raisons technologiques, il est parfois trop contraignant de mesurer certaines grandeurs du système. Cependant ces grandeurs peuvent représenter une information capitale pour la commande ou la surveillance. Il est alors nécessaire de reconstruire l'évolution de ces variables qui ne sont pas issues directement des capteurs. Il faut donc réaliser un capteur indirect. Pour cela, on utilise des estimateurs ou, selon le cas, des observateurs. Un estimateur permet de reconstruire la grandeur recherchée en calculant en temps réel l'évolution d'un modèle du processus commandé.

Dans le cas de l'observateur, on compare l'évolution de l'estimateur et du système réel en mesurant l'erreur sur des grandeurs que l'on peut directement capter. Cette erreur est alors utilisée pour faire converger le modèle vers le système réel. Il s'agit un système bouclé au contraire de l'estimateur

L'estimation/observation, qui est un module essentiel, demande souvent des calculs assez complexes avec des contraintes temporelles identiques à celles de la régulation (observateur intelligent, filtre de Kalman...)

II.2.1 Estimateur et L'observateur :

Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tensions,...), ou mécanique (vitesse de rotation, position...).

On peut dire qu'il y'a deux solutions pour avoir la vitesse de rotation. L'estimation ou l'observation

II.2.1.1 Estimateur :

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine.

Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur

Figure suivante

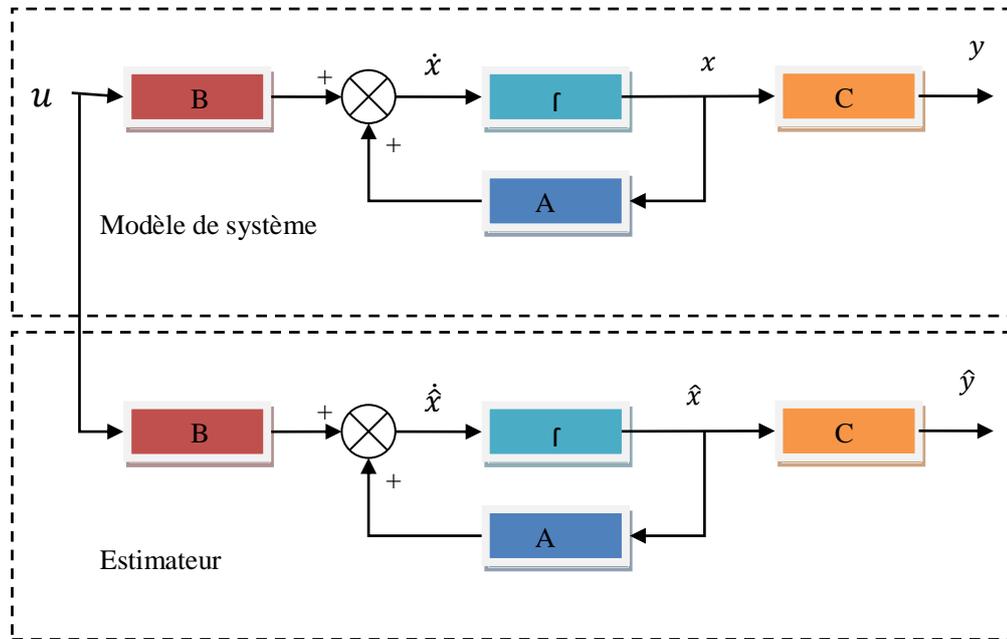


Figure II. 1: Schéma de principe d'un estimateur

Le système se met sous la forme d'état suivante:

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\Omega)x + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Où B est la matrice d'entrée du système, C est la matrice de sortie et $A(\Omega)$ est la matrice de transition non stationnaire dans le cas de notre système, puisqu'elle dépend de la vitesse de rotation. Toutefois, elle peut être considérée comme quasi stationnaire vue la dynamique de la vitesse par rapport à celle des grandeurs électriques.

En intégrant l'équation (II.1), on peut reconstruire les états à estimer

$$\hat{x} = \int (\hat{A}(\Omega)\hat{x} + \hat{B}u)dt \quad (\text{II.2})$$

Pour évaluer la précision de l'estimation, on considère l'écart entre les états réels et estimés:

$$\varepsilon = x - \hat{x} \quad (\text{II.3})$$

Alors, la dynamique de l'erreur est déduite des relations (II.1) et (II.2):

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = (\Omega)\varepsilon + \Delta A\hat{x} + \Delta B u \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$\Delta A = A(\Omega) - \hat{A}(\Omega) \text{ et } \Delta B = B - \hat{B} \quad (\text{II.5})$$

Les inconvénients de l'estimateur peuvent être atténués en utilisant un terme correcteur. Ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimateur à travers une matrice de gain de correction G . C'est ce qu'on entend par observateur

II.2.1.2 L'Observateur:

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain G pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur.

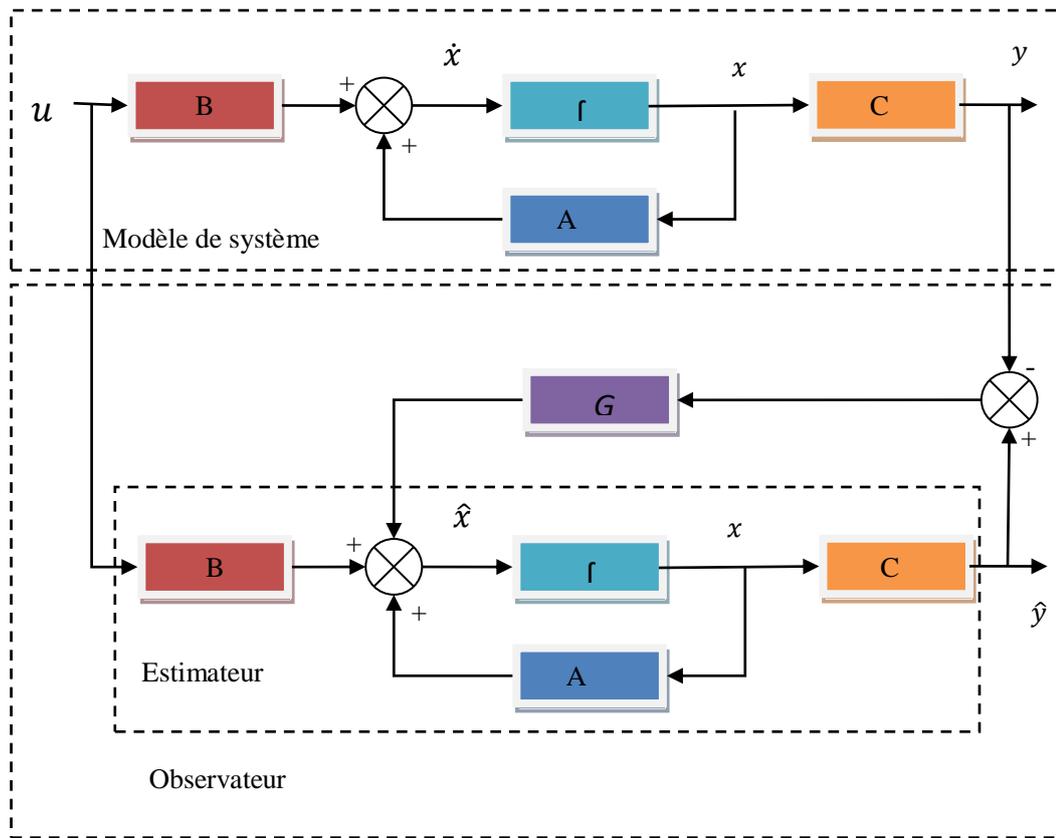


Figure II. 2: Schéma de principe d'un observateur

Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans l'équation (II.2) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite. Cela conduit à l'observateur suivant:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}(\Omega)\hat{x} + Bu + G(Cx - C\hat{x}) \tag{II.6}$$

Où G est la matrice de gain de l'observateur.

On définit comme erreur de mesure; l'écart entre les grandeurs mesurées et leurs estimées. De la même façon que pour l'estimateur, l'équation décrivant le comportement de l'erreur d'estimation est obtenue à l'aide des équations (II.1) et (II.5). Alors, l'équation de l'erreur d'estimation devient :

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = [A(\Omega) - GC]\varepsilon + [\Delta A - G\Delta C]\hat{x} + \Delta Bu \tag{II.7}$$

Le principal avantage de l'observateur devant l'estimateur peut être facilement montré par l'équation (II.6). En effet, la dynamique de convergence de l'erreur est contrôlée par le

terme $[A(\Omega) - GC]$ comportant la matrice de gain de correction G . On peut alors imposer la dynamique désirée par le choix de la matrice de gain de correction (dynamique indépendante) et compenser partiellement les erreurs de modélisation. Cependant, trouver le compromis entre vitesse de convergence et compensation d'une erreur de modélisation n'est pas toujours aisé. On fait alors appel aux techniques d'adaptation ou d'identification paramétrique.

II.3 différents types d'observateurs:

II.3.1 Observateur Luenberger:

La théorie de l'observation de type Luenberger repose essentiellement sur des techniques de placement de pôles. On se place dans le cas déterministe.

Soit un système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + BU(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Luenberger propose l'observateur suivant pour le système (II.7)

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + BU(t) + L(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

La dynamique de l'erreur d'estimation $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ a pour expression:

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) \quad (\text{II.10})$$

En utilisant une technique de placement de pôles, il suffit alors de choisir le gain L de l'observateur de telle sorte que les valeurs propres de la matrice $A - LC$ soient dans le demi-plan complexe gauche.

Pour ce type d'observateur, une grande liberté est laissée au choix des valeurs propres, mais en pratique on choisit une dynamique d'erreur plus rapide que celle du processus.

Cependant, on ne peut les prendre infiniment grandes parce que on ne peut utiliser que des gains réalisables et l'augmentation de la bande passante du reconstructeur ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en hautes fréquences

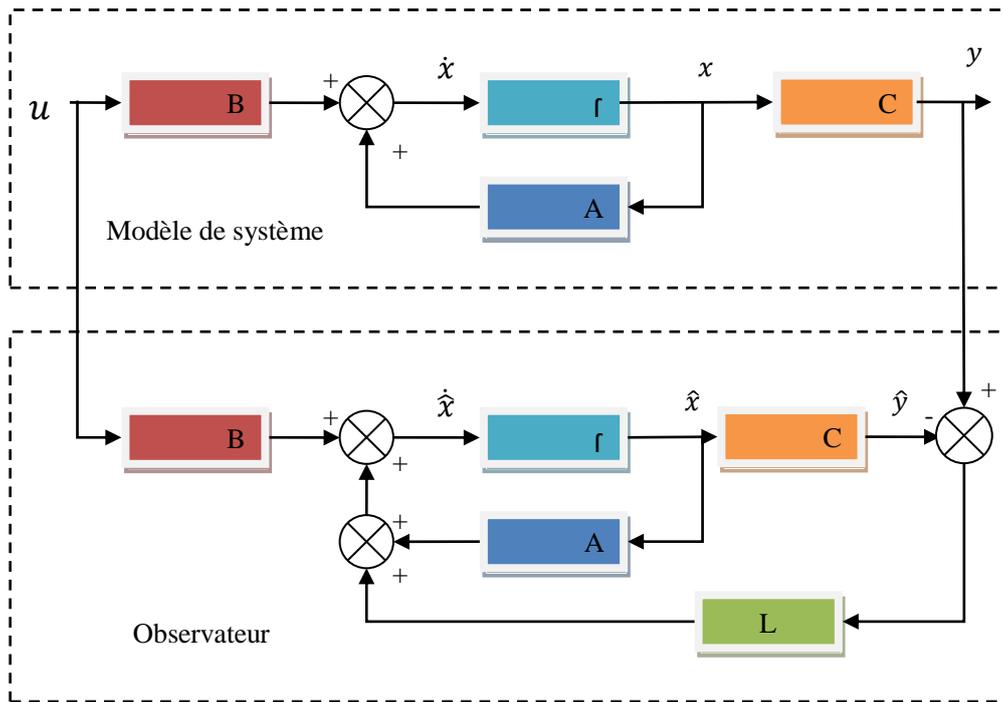


Figure II. 3: Schéma de principe d'un observateur de type Luenberger

II.3.2 Filtre de Kalman:

La théorie de l'observation de Kalman nécessite la résolution d'une équation de Riccati. Kalman utilise les propriétés statistiques des bruits w et v et propose la structure d'observateur suivante:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + BU(t) + K(y(t) - C\hat{x}(t)) \quad (\text{II.11})$$

En minimisant la matrice de covariance de l'erreur d'estimation $P = E[e(t)e(t)^T]$, on obtient l'expression du gain de l'observateur :

$$K = PC^T R^{-1} \quad (\text{II.12})$$

P : Est solution de l'équation de Riccati :

$$AP + PA - PC^T R^{-1} + LQL^T = 0 \quad (\text{I.12})$$

Sous certaines conditions, on peut montrer que la matrice P tend vers une limite et que le filtre est stable, ce qui permet éventuellement de conserver pour K sa valeur en régime permanent. [19]

II.3.3 Commande par mode glissant

La commande par mode glissant (*SMC*) est une technique de commande non linéaire qui a été introduite pour le contrôle des systèmes à structure variable. Elle est basée sur le concept de changement de structure du contrôleur avec l'état du système afin d'obtenir une réponse désirée. Elle remonte dans les années 1970 avec les travaux d'Utkin [20]. Le principe de la commande par mode glissant consiste à amener les conditions initiales ; le point représentatif de l'évolution du système sur une hypersurface de l'espace de phase par l'intégration d'éléments de commutation dans la loi de commande. De plus, la commande garantit que le point représentatif du système atteint asymptotiquement l'équilibre. Le système se met en régime glissant lorsque ce point a atteint l'hypersurface, dite surface de glissement. Son comportement devient alors insensible aux perturbations sur la sortie et aux variations paramétriques. Néanmoins, les problèmes de broutement ou «chattering» inhérents à ce type de commande discontinue apparaissent rapidement. Notons que le chattering peut exciter des dynamiques hautes fréquences négligées menant parfois à l'instabilité.

II.3.3.1 Principes de la commande par mode glissant

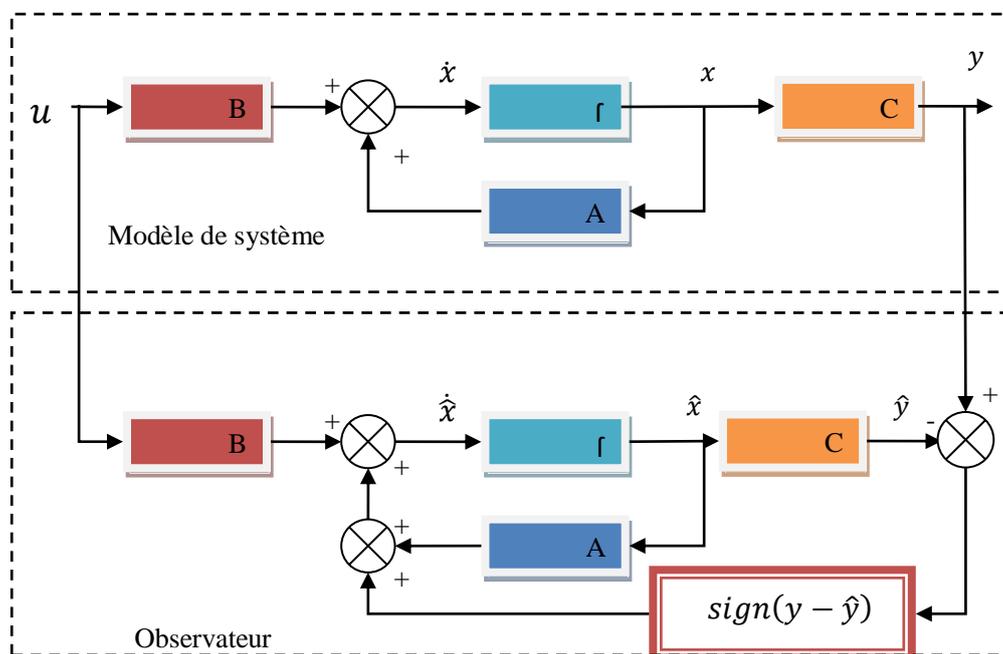


Figure II. 4: Schéma de principe d'un observateur mode glissant

La commande par modes glissants est une technique largement utilisée dans la littérature [21-22]. Son succès est dû à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le

système en deux phases. Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien et le glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase comme montré sur la figure (II.5).

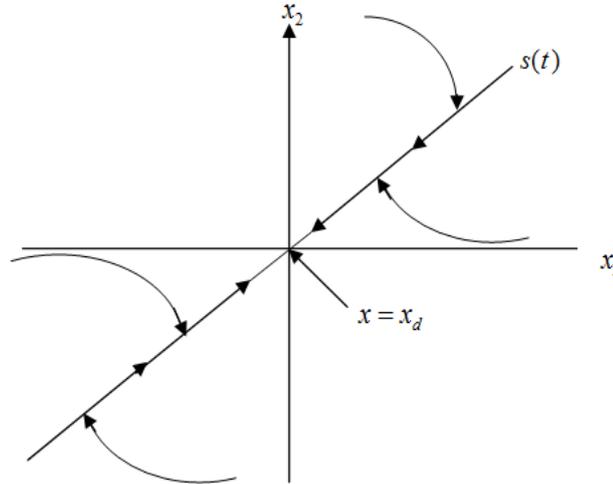


Figure II. 5: Portrait de phase d'une surface de glissement

II.3.3.2 Synthèse de la commande par mode glissant

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

$$\begin{cases} \dot{x}^{(n)} = f(x) + g(x)u \\ y = x \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

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

Notre but est d'atteindre un état désiré $x_d = [x_d, \dot{x}_d, \dots, x_d^{(n-1)}]$ en présence des incertitudes du modèle sur $f(x)$ et $g(x)$. On définit le vecteur de l'erreur de poursuite comme $e(t) = y(t) - x_d(t) = [e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)}]^T$.

Une surface de glissement $s(x, t)$ varie en fonction du temps dans l'espace d'état \mathfrak{R}^n est donnée par [24,20,23]

$$s(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t) \quad (\text{II.14})$$

Où λ est une constante strictement positive et $s(x, t)$ un scalaire.

Le problème de poursuite de l'état désiré $y(t) = x_d(t)$ revient à maintenir les états du système sur la surface $s(x,t)$ pour tout $t > 0$.

Le choix particulier de la surface de glissement satisfait la condition (II.15) :

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2(x,t) \leq -\eta |s(x,t)|, \quad \eta > 0 \quad (\text{II.15})$$

L'équation (II.15) [24,25] qui est appelée condition d'attraction force les trajectoires d'état à se diriger vers la surface de glissement comme indiqué sur la figure (II.5). On assume que $s > 0$ et on définit t_f comme étant le temps nécessaire à une trajectoire pour atteindre la surface $s(x,t)$.

L'équation (II.15) peut être réécrite comme suit:

$$\frac{d}{dt} s(x,t) \leq -\eta \quad (\text{II.16})$$

En intégrant (II.16) de $t = 0$ à $t = t_f$ on obtient:

$$s(t_f) - s(0) \leq -\eta (t_f - 0) \quad (\text{II.17})$$

Vu que $s(t_f) = 0$, l'équation (II.17) deviendra:

$$t_f \leq s(0)/\eta \quad (\text{II.18})$$

t_f peut aussi être obtenu en considérant le cas où $s < 0$, ce qui donne :

$$t_f \leq |s(0)|/\eta \quad (\text{II.19})$$

L'équation (II.19) garantit que si les trajectoires sont à l'extérieur de $s(x,t)$, 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 exponentiellement ($y = x_d$). Pour une condition permettant de donner à la surface de glissement une dynamique de convergence vers zéro, on utilise généralement la condition d'attractivité non-linéaire suivante [24,20,23]

$$s(x,t)\dot{s}(x,t) \leq -\eta |s(x,t)| \quad (\text{II.20})$$

L'élaboration de la loi de commande par mode glissant est basée sur le critère de stabilité de Lyapunov, cette loi est choisie telle que la dérivée d'une fonction de Lyapunov

soit négative. L'idée est d'utiliser la fonction scalaire $s(x,t)$ pour définir la fonction de Lyapunov:

$$V(x,t) = \frac{1}{2} s^T(x,t) s(x,t) \quad (\text{II.21})$$

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

$$\dot{V}(x) = s(x,t) \dot{s}(x,t) < 0 \quad (\text{II.22})$$

La commande développée doit satisfaire la condition (II.22). La construction de cette loi de commande consiste à admettre qu'en mode de glissement le système 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 $s = 0$.

Le calcul de la commande équivalente s'effectue en prenant en considération les conditions d'invariance suivantes :

$$\begin{cases} s(x,t) = 0 \\ \dot{s}(x,t) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

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

$$\dot{x} = f(x,t) + g(x,t)u \quad (\text{II.24})$$

L'existence du mode glissant implique que :

$$\dot{s}(x,t) = \frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = 0 \quad (\text{II.25})$$

En remplaçant (II.24) dans (II.25) :

$$\frac{\partial s}{\partial t} \dot{x} = \frac{\partial s}{\partial t} (f(x,t) + g(x,t)u_{eq}) = 0 \quad (\text{II.26})$$

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

$$u_{eq} = \left[\frac{\partial s}{\partial t} (g(x,t)) \right]^{-1} \cdot \frac{\partial s}{\partial t} (f(x,t)) \quad (\text{II.27})$$

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

$$\dot{x} = \left[I - g(x,t) \left[\frac{\partial s}{\partial t}(g(x,t)) \right]^{-1} \frac{\partial s}{\partial t} \right] f(x,t) \quad (\text{II.28})$$

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.

$$u_c = -\eta \text{sign}(s(x,t)) \quad (\text{II.29})$$

Où η est une constante positive.

La loi de commande par mode glissant satisfaite la condition (II.20) peut être donnée par :

$$u_{SMC} = u_{eq} + u_c \quad (\text{II.30})$$

La loi de commande (II.30) est certes robuste vis-à-vis des perturbations externes mais présente deux inconvénients majeurs. Le premier réside dans la présence de la fonction *signe* dans le signal de commande provoquant le phénomène de broutement qui peut détériorer le système commandé. Le second inconvénient réside dans la difficulté du calcul de la constante η . Pour remédier à ces inconvénients, plusieurs solutions ont été présentées dans la littérature [22-26].

II.4 Exemple de simulation

II.4.1 Modèle de système électrique

Dans ce chapitre, un modèle dynamique simplifié d'un système électrique est considéré et illustré dans la figure 1. Le système d'excitation est contrôlé par un régulateur de tension automatique (AVR) et un stabilisateur de système électrique (PSS)

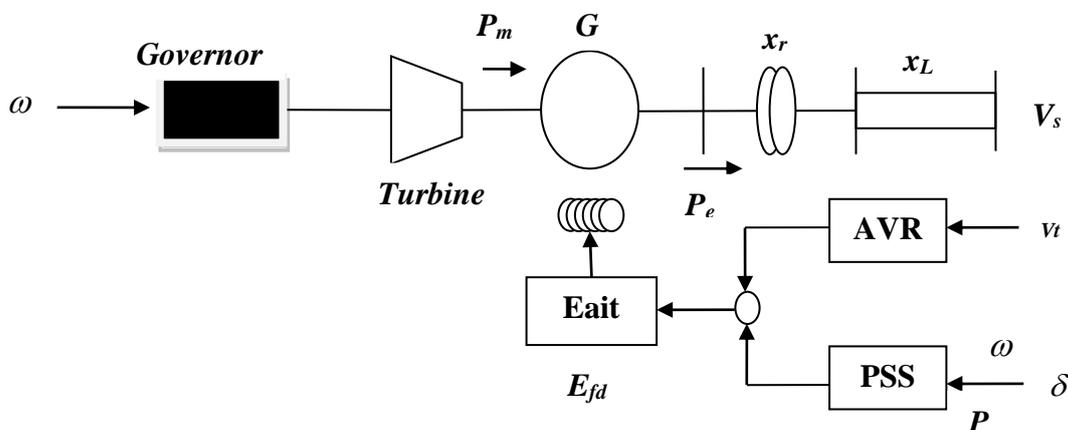


Figure II. 6 : Schéma d'un système d'alimentation à bus infini mono-machine (SMIB)

Les équations différentielles linéarisées du système de la figure II.6 est s'expriment comme suit

$$\Delta \dot{\delta} = \omega_s \Delta \omega \quad (\text{II.31})$$

$$\Delta \dot{\omega} = -\frac{D}{M} \Delta \omega - \frac{1}{M} \Delta P \quad (\text{II.32})$$

$$\Delta \dot{e}'_q = -\frac{k_4}{T'_{d0}} \Delta \delta - \frac{1}{T'_{d0} k_3} \Delta e'_q + \frac{1}{T'_{d0}} \Delta e'_{fd} \quad (\text{II.33})$$

$$\Delta \dot{e}'_{fd} = \frac{k_a}{T_a} (\Delta V_t - \Delta e'_{fd}) - \frac{k_a}{T_a} u_{PSS} \quad (\text{II.34})$$

II.4.2 Commande quadratique linéaire avec observateur :

Considérons l'ensemble d'équations (II.31) à (II.34) est décrit par:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A x(t) + B u(t) \\ y(t) = C x(t) \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

L'équation d'état d'un observateur pour le système (VI.1) est exprimée comme suit [27-28]:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= A \hat{x}(t) + B u(t) + L (y(t) - C \hat{x}(t)) \\ &= (A - LC) \hat{x}(t) + B u(t) + Ly(t) \end{aligned} \quad (\text{II.36})$$

Tel que:

$$L = P C R^{-1} \quad (\text{II.37})$$

Avec

P, R : sont des matrices définies positives.

L : gain de l'observateur.

Dans l'équation (II.36), les paires (A,B) et (A,C) doivent vérifier les conditions de contrôlabilité et d'observabilité respectivement. Le vecteur d'entrée estimé de la commande de régulateur quadratique linéaire avec observateur (O/LQR) est défini comme suit:

$$u_{O/LQR} = -K_{LQR} \hat{x}(t) \quad (\text{II.38})$$

$$K_{LQR} = R^{-1} B P \quad (\text{II.39})$$

Où K_{LQR} est un gain optimal en boucle fermée.

II.4.3 Commande par mode glissant avec observateur

La commande en mode glissant avec observateur (O/SMC) est obtenue en combinant l'observateur (0) avec la commande par mode glissant. On considère la commande par mode glissant exprimée dans l'équation (II.30). En effet, la commande d'entrée estimée par mode glissant avec observateur est donnée par l'expression suivante [29]:

$$u_{O/SMC} = -(GB)^{-1} (GA \hat{x}(t) + \eta \text{sign}(S(\hat{x}(t)))) \quad (II.40)$$

En appliquant les deux commandes sur un modèle d'ordre quatre linéarisé d'un système électro-énergétique (voir annexe), les résultats de simulation sont donnés par les figures suivantes: avec $x_0 = [0.68 \ 0.001 \ 0 \ 0]^T$.

✓ **Cas 1 : fonctionnement normal**

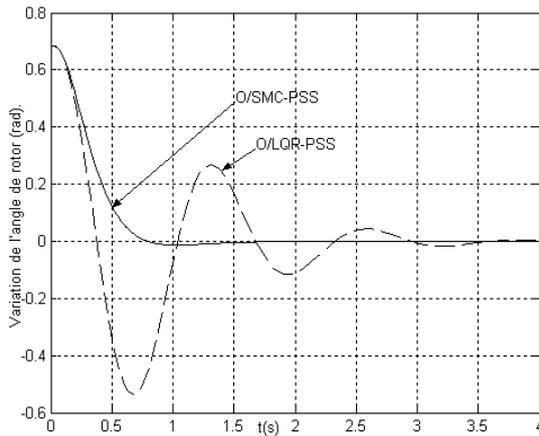


Figure II. 7: Variation de l'angle de rotor

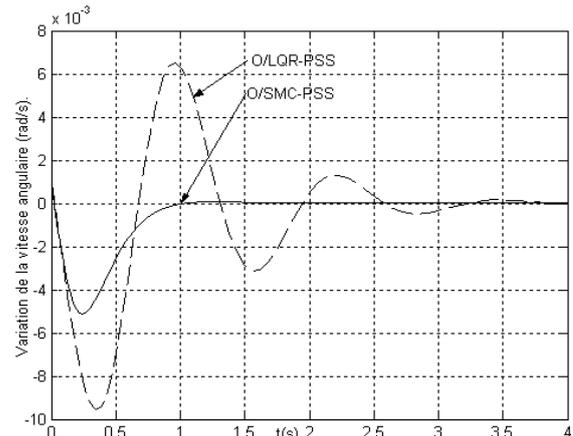


Figure II. 8: Variation de la vitesse angulaire

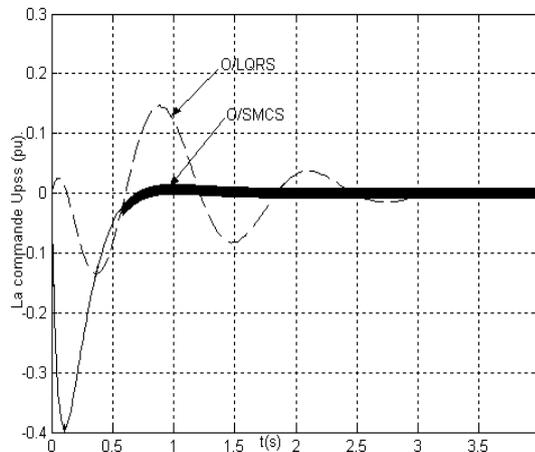


Figure II. 9 :Signal de commande par la logique

floue $u_{O/SMC}$ et $u_{O/LQR}$

✓ Cas 2: variation de la puissance active de 0.75 p.u. à 1 p.u

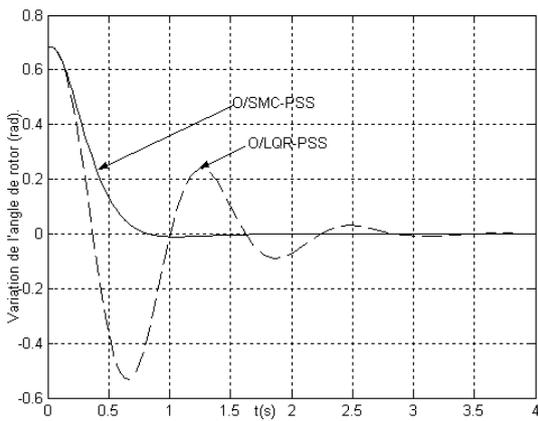


Figure II. 10: Variation de l'angle de rotor

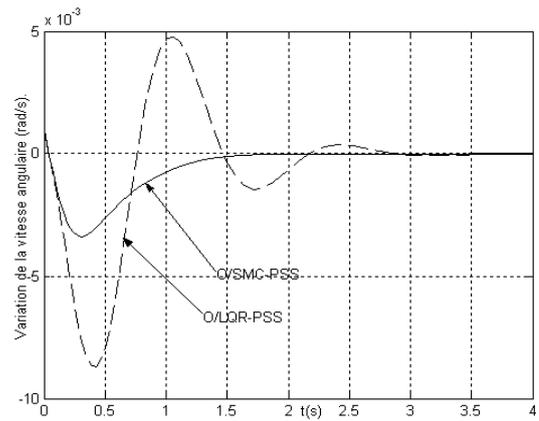


Figure II. 11: Variation de la vitesse angulaire

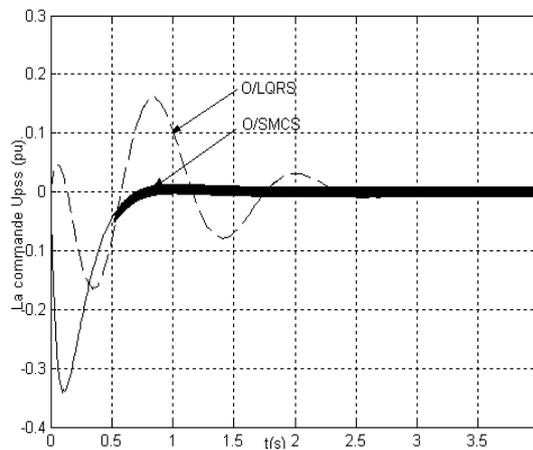


Figure II. 12: Signal de commande par la logique

floue $u_{O/SMC}$ et $u_{O/LQR}$

✓ Cas 3: changement de la puissance réactive de 0.015 p.u à 0.3 p.u .

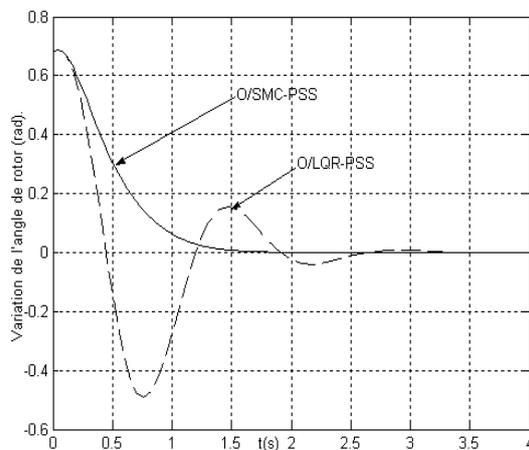


Figure II. 13 : Variation de l'angle de rotor

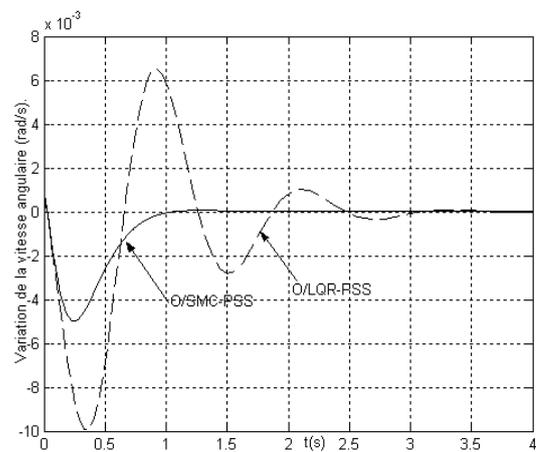


Figure II. 14: Variation de la vitesse angulaire

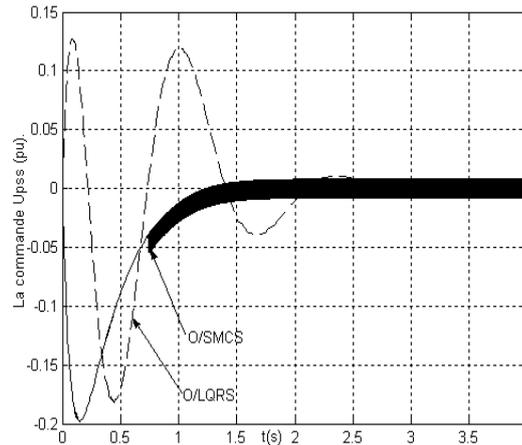


Figure II. 15: Signal de commande par la logique

floue $u_{O/SMC}$ et $u_{O/LQR}$

D'après les résultats de simulation représentés dans les figures (figure II.9,...,15), on peut dire que les deux commandes avec l'observateur sont susceptibles de stabiliser le système électro-énergétique. La commande quadratique linéaire avec observateur O/LQR donne un temps de réponse très court par rapport à la commande conventionnelle PID, mais très lent par rapport à la commande par logique floue.

La commande par mode glissant avec observateur reste meilleur, soit au niveau de temps de réponse et les oscillations dans les sorties de système, par rapport aux autres commandes que nous avons vu (la commande par mode glissant, la commande par la logique floue et la commande quadratique linéaire avec observateur).

II.5 Les avantages de la commande par mode glissant

Cette commande présente les caractéristiques suivantes [30] :

- La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains ω paramètres et aux effets troubles de la charge, et perturbations ;
- Il suffit de connaître une borne pour de la grandeur de perturbation intervenant ω sur le système à régler, ce qui simplifie le réglage ;
- Le choix de la surface de commutation est assez libre ;
- La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté l'observateur d'état et la commande adaptative par mode glissant. Nous avons commencé par une présentation générale de l'estimation et observation et défini les différents types d'observateurs (l'observation de type Luenberger, filtre de Kalman , la commande par mode glissant). On a consacré notre étude aux l'observation de type commande par mode glissant

Finalemnt, on a traité une simulation de commande d'entrée estimée par mode glissant avec observateur d'un modèle de système électrique.

Chapitre III:
Commande adaptative par mode
glissant via observateur d'état d'un
convertisseur BOOST

III.1 Introduction

La commande par mode glissant (SMC) a été largement utilisée dans la commande des systèmes à structure variable à savoir les convertisseurs statiques DC-DC [31-32]. Dans ces applications, la synthèse de la loi de commande impose, la prise en compte, la dynamique du convertisseur et/ou le modèle dynamique du convertisseur est parfaitement connu. La commande adaptative par mode glissant a été développée pour traiter ce problème où l'on trouve par exemple dans [34-35], un contrôleur adaptatif par mode glissant est conçu pour traiter les convertisseurs DC-DC avec une charge résistive incertaine ou inconnue. Cependant, la tension d'entrée (tension de la source) doit être connue pour la mise en œuvre de ces contrôleurs adaptatifs. En se basant sur les travaux cités sur la technique de la commande adaptative par mode glissant, nous utilisons dans cette étude l'observateur d'état pour approximer les paramètres inconnus du convertisseur à savoir la tension de source et la charge résistive pour atteindre de hautes performances de fonctionnement dans des domaines relativement larges.

III.2 Modèle dynamique du convertisseur DC-DC de type Boost

Le schéma du modèle de convertisseur DC-DC Boost est montré sur la figure 1. La dynamique du convertisseur en mode de conduction continue est donnée par l'équation (III.1) :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -(1-u) \frac{x_2}{L} + \frac{V_{in}}{L} \\ \dot{x}_2 &= (1-u) \frac{x_1}{C} - \frac{\theta}{C} x_2 \quad \theta = \frac{1}{R_o} \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

où la variable d'état x_1 représente le courant inductif i_L , et x_2 représente la tension du condensateur v_o ou la tension de charge résistive. Les composants L , C et R_o représentent respectivement l'inductance, le condensateur et la charge. Il convient de noter que R_o et la tension d'entrée V_{in} sont inconnus.

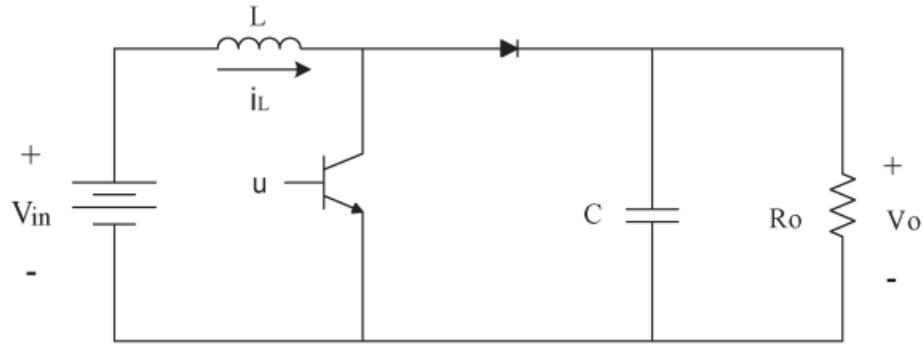


Figure III. 1: Schéma du convertisseur DC-DC de type Boost

III.2.1 Conception des lois d'adaptations basées sur l'observateur d'état :

Dans cette application, on suppose que x_1 et x_2 sont accessibles à la mesure. Néanmoins, un estimateur est utilisé pour faciliter l'adaptation des paramètres $\hat{\theta}$ et \hat{V}_{in} (les estimations de θ et V_{in}). À cette fin, la représentation d'état du convertisseur est considérée comme suit :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= -(1-u)\frac{\hat{x}_2}{L} + \frac{\hat{V}_{in}}{L} + K_1(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= (1-u)\frac{\hat{x}_1}{C} - \frac{\hat{\theta}}{C}x_2 + K_2(x_2 - \hat{x}_2)\end{aligned}\quad (III.2)$$

Où $K_1 > 0$ et $K_2 > 0$ sont les gains de l'observateur et \hat{x}_1 et \hat{x}_2 sont les estimations de x_1 et x_2 , respectivement.

Afin d'obtenir des lois d'adaptation telles que $\hat{\theta}$ et \hat{V}_{in} asymptotiquement convergent vers $(1/R_o)$ et V_{in} respectivement, la procédure suivante est réalisée:

On pose : $\tilde{x}_1 = x_1 - \hat{x}_1$, $\tilde{x}_2 = x_2 - \hat{x}_2$, $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$ et $\tilde{V}_{in} = V_{in} - \hat{V}_{in}$; puis, en utilisant (III.1) et (III.2), nous obtenons les équations suivantes :

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_1 &= -(1-u)\frac{\tilde{x}_2}{L} + \frac{\tilde{V}_{in}}{L} - K_1\tilde{x}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 &= (1-u)\frac{\tilde{x}_1}{C} - \frac{\tilde{\theta}}{C}x_2 - K_2\tilde{x}_2\end{aligned}\quad (III.3)$$

Pour générer les lois d'adaptation, nous considérons la fonction de Lyapunov suivante:

$$V = \frac{1}{2}L\tilde{x}_1^2 + \frac{1}{2}C\tilde{x}_2^2 + \frac{1}{2\gamma_1}\tilde{\theta}^2 + \frac{1}{2\gamma_2}\tilde{V}_{in}^2 \quad (III.4)$$

Où $\gamma_1 > 0$ et $\gamma_2 > 0$ sont des paramètres de conception. En prenant compte l'équation (III.3), la dérivée de V par rapport au temps est donnée par :

$$\dot{V} = -K_1L\tilde{x}_1^2 - K_2C\tilde{x}_2^2 - \tilde{\theta} \left[x_2\tilde{x} + \frac{1}{\gamma_1}\dot{\tilde{\theta}} \right] + \dot{V}_{in} \left[\tilde{x}_1 - \frac{1}{\gamma_2}\dot{V}_{in} \right] \quad (III.5)$$

Si on choisit les lois d'adaptation comme :

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\gamma_1 x_2 \tilde{x}_2 \quad (III.6)$$

$$\dot{V}_{in} = \gamma_2 \tilde{x}_1 \quad (III.7)$$

on aura alors à partir de (III.5):

$$\dot{V} = -K_1L\tilde{x}_1^2 - K_2C\tilde{x}_2^2 < 0 \quad (III.8)$$

III.2.2 Conception de la loi de commande adaptative SMC basée sur l'observateur

Nous considérons la surface de glissement suivante:

$$\sigma = \hat{x}_1 - \frac{V_{ref}^2}{\hat{V}_{in}} \hat{\theta} \quad (III.9)$$

Où V_{ref} est la tension de sortie souhaitée. En utilisant la condition d'invariance, la commande équivalente est obtenue en différenciant σ puis $\dot{\sigma} = 0$.

En utilisant (III.2),(III.6),(III.7)et (III.9) la commande équivalente est donnée par

$$u_{eq} = 1 - \frac{\left(\hat{V}_{in} + K_1L\tilde{x}_1 + \frac{\gamma_1LV_{ref}^2}{\hat{V}_{in}} x_2\tilde{x}_2 + \frac{\gamma_2LV_{ref}^2}{\hat{V}_{in}^2} \hat{\theta}\tilde{x}_1 \right)}{\hat{x}_2} \quad (III.10)$$

Où $\hat{x}_2(0) > 0$ et $\hat{V}_{in}(0) > 0$ Pour que le mode glissant existe localement [35], $\sigma\dot{\sigma} < 0$ doit tenir, cédant

$$0 < u_{eq} < 1 \quad (III.11)$$

Ou de façon équivalente

$$0 < \hat{V}_{in} + K_1 L \tilde{x}_1 + \frac{\gamma_1 L V_{ref}^2}{\hat{V}_{in}} x_2 \tilde{x}_2 + \frac{\gamma_2 L V_{ref}^2}{\hat{V}_{in}^2} \hat{\theta} \tilde{x}_1 < \hat{x}_2 \quad (III.12)$$

Les conditions initiales de l'observateur $\hat{x}_1(0)$ et $\hat{x}_2(0)$ et les conditions initiales des lois d'adaptation $\hat{\theta}(0)$ et $\hat{V}_{in}(0)$ peuvent être conçus pour garantir la présence du mode glissant et doit être sélectionné de telle sorte que le mode glissant commence à $t=0$,

$$\sigma(0) = \hat{x}_1(0) - (\hat{\theta}(0) V_{ref}^2 / \hat{V}_{in}(0)) = 0.$$

Un schéma fonctionnel du système de contrôle est montré dans la figure 0.2

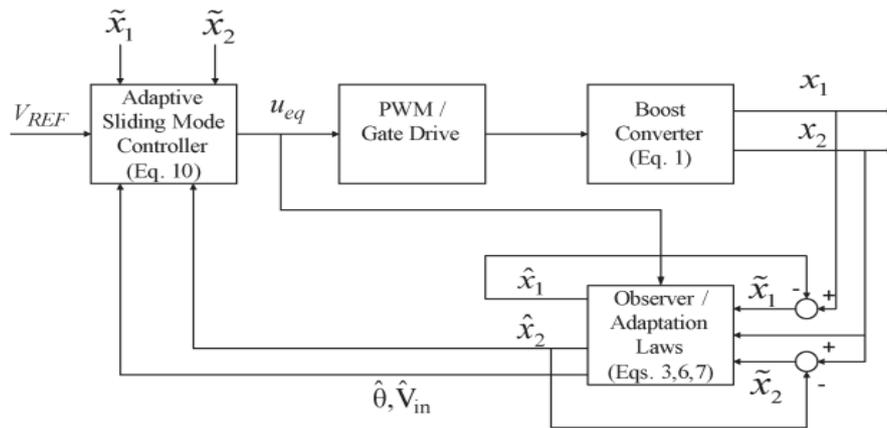


Figure III. 2: Schéma fonctionnel du système de commande adaptative par mode glissant

Proposition :

En mode glissant, le système en boucle fermée comprenant (III.1),(III.3),(III.6),(III.7)et (III.10)est asymptotiquement stable avec le vecteur $(x_1, x_2, \hat{V}_{in}, \hat{\theta})$ convergeant vers son équilibre $(I_{ref}, V_{ref}, V_{in}, 1/R_o)$ avec $I_{ref} = V_{ref}^2 / V_{in} R_o$

Preuve :

Depuis $\tilde{x}_1 \rightarrow 0$ et $\tilde{x}_2 \rightarrow 0$ puis, en vue de (III.3), $\tilde{V}_{in} \rightarrow 0$, et donc $\tilde{V}_{in} \rightarrow V_{in}$
Remplacement du contrôleur (III.10) en (III.2) avec $\hat{x}_1 = \left(V_{ref}^2 / \hat{V}_{in} \right) \hat{\theta}$ en mode glissant et
 $x_2 = \hat{x}_2 + \tilde{x}_2$

Donne l'équation suivante :

$$\hat{x}_2 \dot{\hat{x}}_2 = \frac{1}{C} \left[\hat{V}_{in} + K_1 L \tilde{x}_1 + \frac{\gamma_1 L V_{ref}^2}{\hat{V}_{in}} x_2 \tilde{x}_2 + \frac{\gamma_2 L V_{ref}^2}{\hat{V}_{in}^2} \hat{\theta} \tilde{x}_1 \right] \times \frac{V_{ref}^2}{\hat{V}_{in}} \hat{\theta} - \frac{\hat{\theta}}{C} (\hat{x}_2 + \tilde{x}_2) \hat{x}_2 + K_2 \tilde{x}_2 \hat{x}_2 \quad (III.13)$$

Après réarrangement des termes, (13) est réécrit en tant que :

$$\frac{d\hat{x}_2^2}{dt} = \frac{2\hat{\theta}}{C} [V_{ref}^2 - \hat{x}_2^2] + \Psi \quad (III.14)$$

Au tant que :

$$\Psi = \frac{2V_{ref}^2 \hat{\theta}}{C \hat{V}_{in}} \left[K_1 L + \frac{\gamma_2 L V_{ref}^2}{\hat{V}_{in}^2} \hat{\theta} \right] \tilde{x}_1 + 2 \left[\frac{\gamma_1 L V_{ref}^4}{C \hat{V}_{in}^2} \hat{\theta} x_2 - \frac{\hat{\theta} \hat{x}_2}{C} + K_2 \hat{x}_2 \right] \hat{x}_2 \quad (III.15)$$

Depuis $\tilde{x}_1 \rightarrow 0$ et $\tilde{x}_2 \rightarrow 0$, on a $\Psi \rightarrow 0$, et donc, le (III.14) est asymptotiquement stable et converge vers deux équilibres $\hat{x}_2 \rightarrow V_{ref}$ et $\hat{x}_2 \rightarrow -V_{ref}$. En vue de (III.12) pour le régime de glissement existe $\hat{x}_2 > 0$.

Par conséquent, \hat{x}_2 et x_2 convergent asymptotiquement vers V_{ref} .

Enfin, de (III.3), nous avons $\tilde{\theta} \rightarrow 0$. Par conséquent, nous avons $\hat{\theta} \rightarrow (1/R_o)$ et $x_1 \rightarrow I_{ref}$

Remarque :

L'estimation \hat{x}_2 et, par conséquent, x_2 convergent à V_{ref} avec un taux exponentiel approximatif $\hat{\theta}/C \rightarrow 1/R_o C$, où $R_o C$ est la constante de temps du système en boucle ouverte. Ceci la convergence exige que \tilde{x}_1 et \tilde{x}_2 convergent d'abord vers zéro.

Par conséquent, les gains de l'estimateur K_1 et K_2 doivent être sélectionnés beaucoup plus grand $1/R_{o\min}C$ pour s'assurer que l'observateur (III.2) a une dynamique plus rapide que le système de rétroaction contrôlée. Ici,

$R_{o\min}$ est la charge minimale attendue, en supposant qu'elle est connue. Comme choix de départ pour les gains de l'estimateur, nous pouvons sélectionner

$$K_1 = K_2 = \frac{5}{(R_{o\min}C)} \quad (III.16)$$

III.3 Résultat de simulation

Afin de valider la loi de commande étudiée, une simulation est effectuée en appliquant les principes et les lois de commande définie ci-dessus.

✓ Le circuit d'un convertisseur DC-DC type boost :

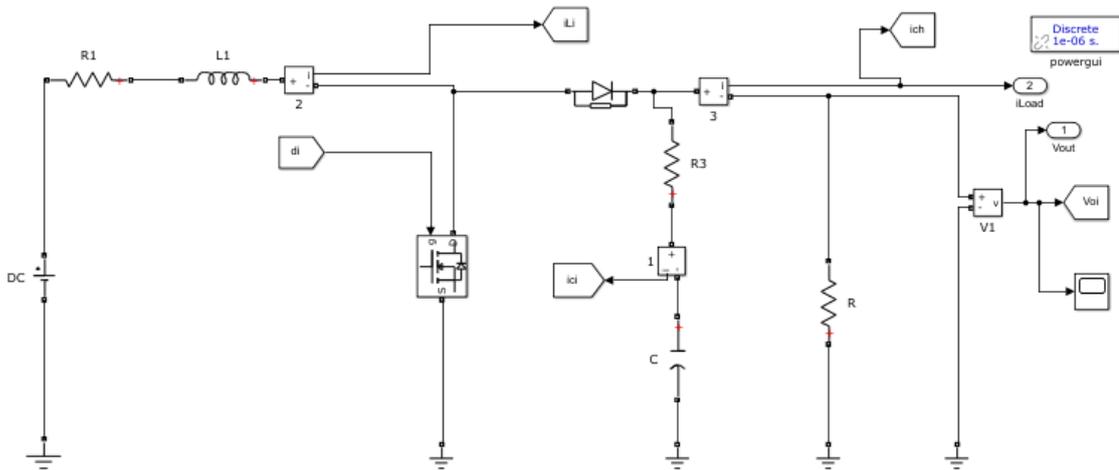


Figure III. 3: circuit d'un convertisseur DC-DC type boost :

✓ Les paramètres du convertisseur sont les suivants :

- | | | | |
|--------------------------|-------------|----------------------|---------------|
| • Tension d'entrée : | 24 V | • PWM : | 200 KHz |
| • Tension de référence : | 48 V | • Inductance : | 300 μH , |
| • Résistance | 24 Ω | • Gain $k1$: | 500 |
| • Résistance 1 | 96 Ω | • Gain $k2$: | 500 |
| • Gains γ_2 : | 1200 | • Gains γ_1 : | 10 |
| • Capacité : | 220 μF | | |

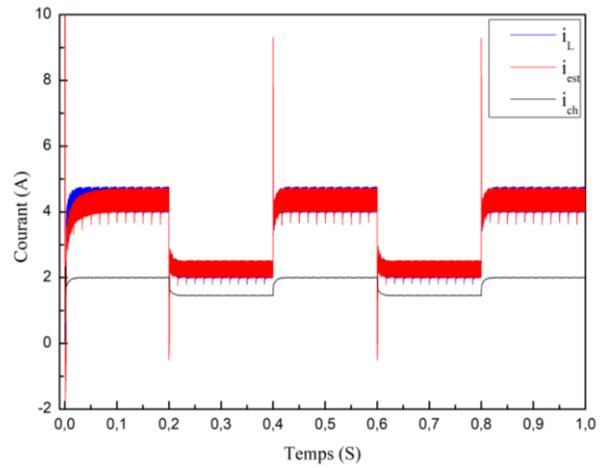
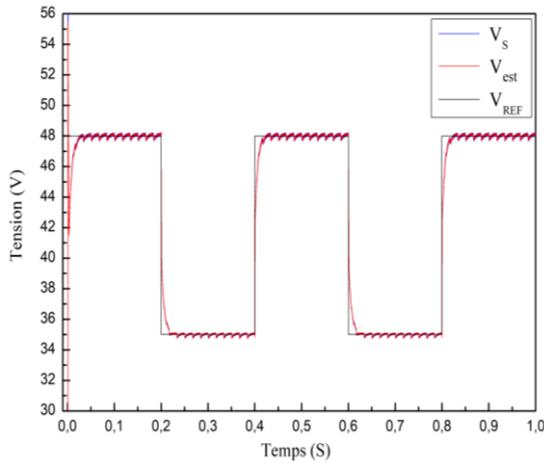


Figure III. 5: Variation des tensions (V_s, V_{est}, V_{REF}) **Figure III. 6:** Variation des courants (i_L, i_{est}, i_{ch})

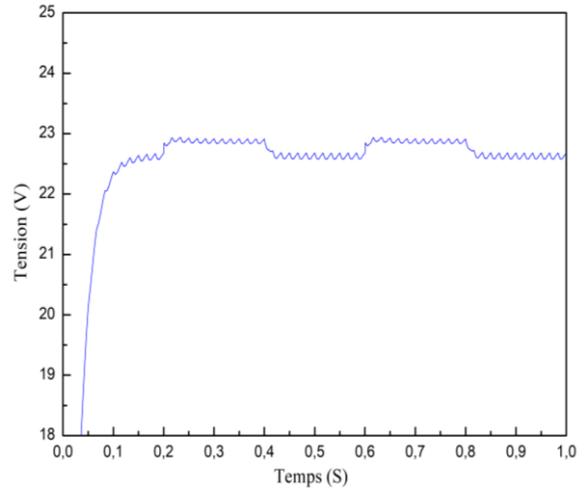
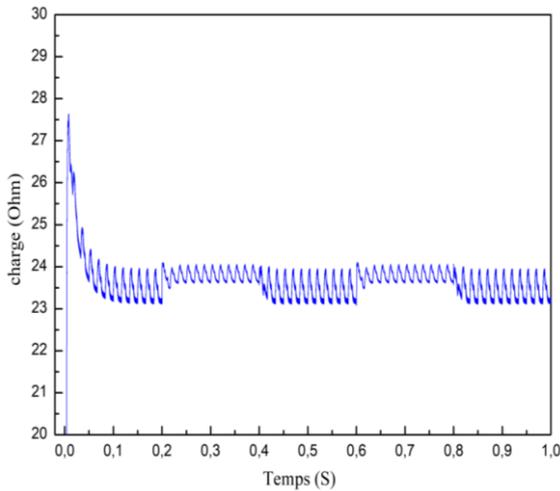


Figure III. 7: Variation de charge

Figure III. 8: Variation de tension d'estimé

✓ **Cas 2 : Changement résistance de charge :**

Les performances du contrôleur étudié sont analysées en présence de variations de la charge.

Cette dernière, est variée de sa valeur nominale $R = 24\Omega$ à $R = 96\Omega$ de façon périodique.

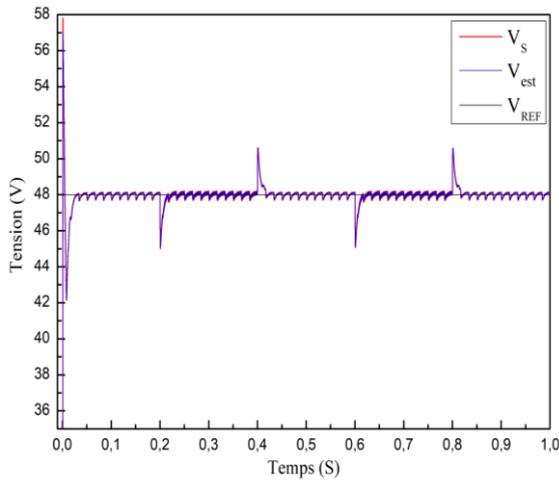


Figure III. 9: Variation des tensions (V_s, V_{est}, V_{REF})

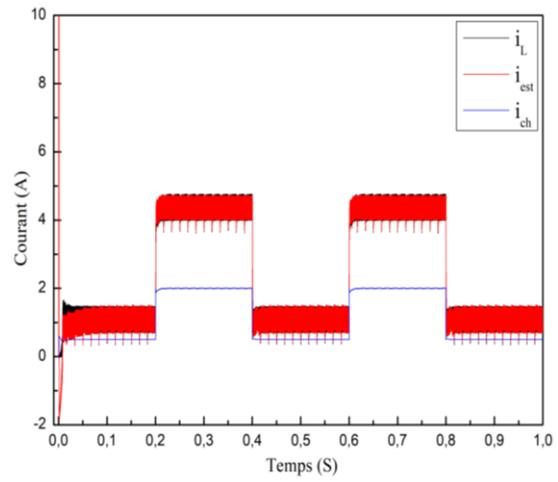


Figure III. 10: Variation des courants (i_L, i_{est}, i_{ch})

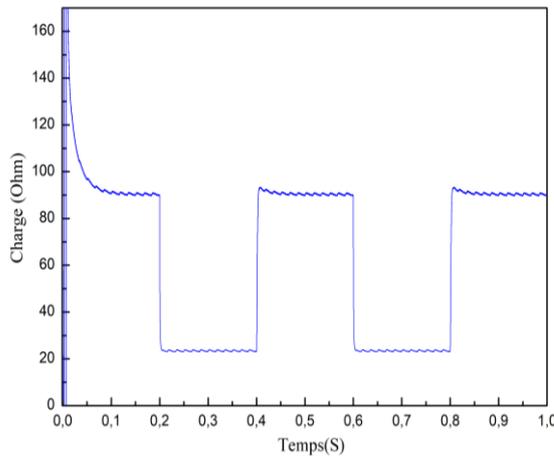


Figure III. 11: Variation de charge

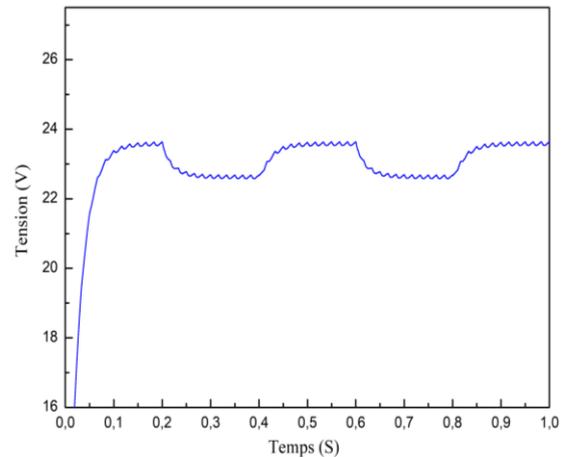


Figure III. 12: Variation de tension d'estimé

✓ Cas 3 : changement de tension d'entrée

L'évolution de la tension de sortie et du courant inducteur du convertisseur pour une variation de charge de 22Ω à 26Ω est montrée en Fig. III.15. On remarque que la tension de sortie contrôlée par la commande adaptative par mode glissant n'est pas affectée par les perturbations au niveau de la charge. On remarque d'après la Fig. III.14 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 adaptative par mode glissant sont remarquables en dépit des perturbations introduites au niveau de la tension d'alimentation.

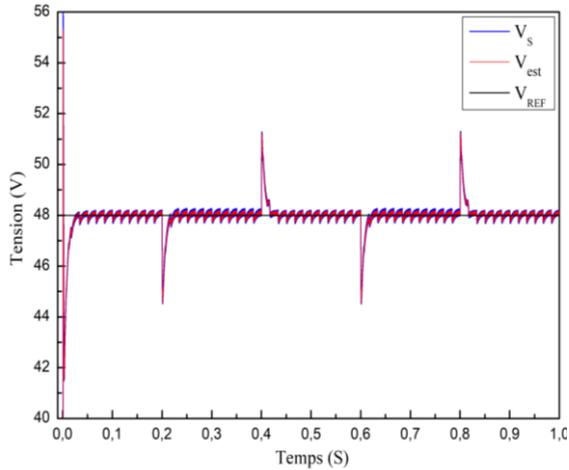


Figure III. 13: Variation des tensions (V_s, V_{est}, V_{REF})

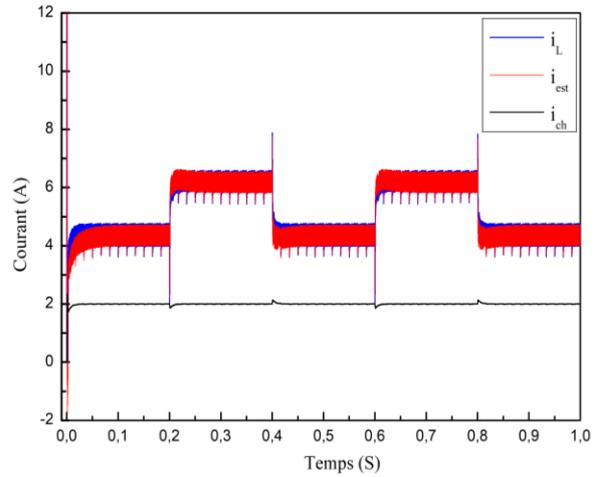


Figure III. 14: Variation des courants (i_L, i_{est}, i_{ch})

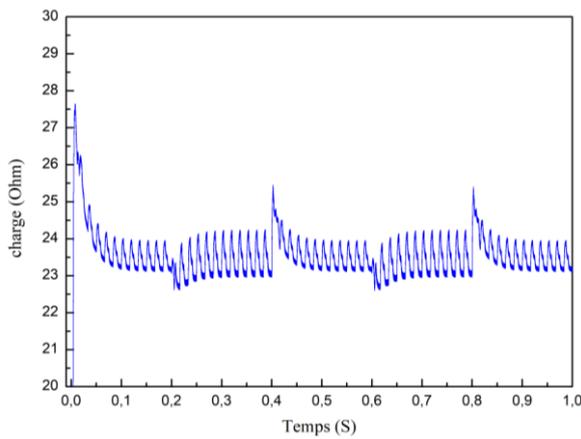


Figure III. 15: Variation de charge

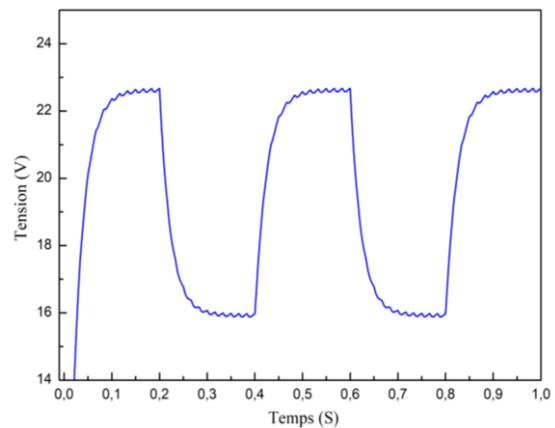


Figure III. 16: Variation de tension d'estimé

III.4 Conclusion

La commande adaptative par mode glissant basée sur l'observation a été conçue pour faire face au changement de la charge inconnue et la tension d'entrée inconnue d'un convertisseur statique de type Boost. Ainsi, cette approche est développée pour améliorer la robustesse par la réduction de temps de convergence vers le point d'équilibre et assurer la stabilité du convertisseur soumis aux diverses perturbations et différentes conditions de fonctionnement. Les résultats de simulation ont montré une nette réduction de l'erreur statique ainsi qu'un meilleur temps de réponse.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce mémoire est consacré à l'étude de la commande adaptative par mode glissant avancée d'un convertisseur statique DC-DC de type Boost.

Les résultats montrent l'avantage d'appliquer de l'approche proposée au convertisseur DC-DC comme une alternative intéressante aux techniques classiques. Ces résultats nous conduisent à conclure que l'intégration de l'approche étudiée dans ce travail compense toutes les perturbations et variations paramétriques du système. Cette technique opère pour être un élément valide dans l'industrie, et à la suite de l'augmentation de la gamme d'utilisation des convertisseurs, nous avons conçu un contrôleur avancé qui s'adapte avec tous les points de fonctionnement possible du convertisseur (Boost) et qui pourrait être développé pour autre topologie de convertisseur comme (Buck, Buck-Boost).

Pour conclure ce travail, on a constaté que les principaux objectifs fixés et prévus ont été atteints. De ce fait, cette présente étude pourrait en effet servir de base pour des études éventuelles plus exhaustives telles que l'application de cette commande en temps réel en utilisant un DSP fonctionnant dans l'environnement MATLAB/SIMULINK.

Références

Bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] R. W. Erickson and D. Maksimovic, «Fundamentals of Power Electronics », Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [2] Mingzhi. He and Jianping.Xu, «Nonlinear PID in digital controlled buck converters, » IEEE APEC., pp. 1461-1465, 2007.
- [3] B. N. Singh, Bhim Singh, and B. P. Singh, «Fuzzy control of integrated current-controlled converter-inverter-fed cage induction motor drive, » IEEE Trans. on Ind., vol. 35, no. 2, pp. 405-412, 1999.
- [4] R. Nairn, G. Weiss and S. Ben-Yaakov, «H control applied to boost power converter, » IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 12, no.4,pp. 677-683, 1997.
- [5] S. R. Sanders, G. C. Varghese, and D. F. Cameron, «Nonlinear control laws for switching power converters, » In 25th IEEE Conference on Decision and Control, pp.46-53, 1986.
- [6] R. A. Decarlo, S. H. Zak, and G. P. Matthews, «Variable structure control of nonlinear multivariable systems: A Tutorial, » IEEE Proc.,vol. 76, no. 3, pp. 212-232, 1988.
- [7] J. J. Slotine and S. S. Sastry, «Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces with application to robot manipulator, » International Journal of Control, vol. 38, no. 2, pp. 465-492, 1983.
- [8] Ya-Ting Lee, Chian-Song Chiu, Chih-TengShen, «Adaptive Fuzzy Terminal Sliding Mode Control of DC-DC Buck Converters via PSoc », 2010 IEEE International Conference on Control Applications, Yokohama, Japan, September 8-10, 2010
- [9] Soltani Ali, « Etude et réalisation d'un hacheur Buck destiné à l'implémentation des commandes à base de DSP », mémoire de master, UNIVERSITE LARBI BEN M'HIDI DE OUM EL BOUAGHI ,2016 .
- [10] Université de Savoie Licence EEA ,Module U6 (Energie et convertisseurs d'énergie)
- [11] <https://gootrio.com/convertisseur-statique-principe-de-fonctionnement/>
- [12] Trucs et astuces, pratiques et utiles - Astuces Pratiques (astuces-pratiques.fr)
- [13] MOULFI Mohamed et BEKADA BENCHAIIB Oussama. « Impact CEM des liaisons d'interconnexions dans un système électrique de 100w à base d'une RSIL et un convertisseur dc /dc de type Buck ». Mémoire de master. Département de Génie électrique. Faculté de technologie. Université Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent.
- [14] CHOUIKHI Wassila Faiza . « Réalisation d'une commande Buck-Boost pour PV ». Mémoire de master. Département de Génie électrique et électronique (GEE) .Faculté de technologie. Université AboubakrBelkaid –Tlemcen.
- [15] HUANG BIN Deaportee .« Convertisseur continu- continu A rapport de transformation eleve pour application pile à combustible » .Thèse , Institut National Polytechnique de Lorraine ,Département de Génie électrique, Mai 2009
- [16] : Seif Eddine NAFFOUTI, « Dimensionnement et commande d'un hacheur parallèle alimenté par une source photovoltaïque », mémoire D'INGENIEUR, Université de Monastir, 2012.

Références bibliographiques

- [17] BELKAID ABDELHAKIM, « Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaîne de conversion photovoltaïque autonome », THESE de DOCTORAT, UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF 1. 2015 .
- [18] Guy Séguier ,Francis Labrique ,Philippe Delarue, Électronique de puissance 10e édition « Structures, commandes, applications », Avril 2015
- [19] A . benhenich chapitre 3 « commande par MG d'un MAS sans capture »
- [20] V.I. Utkin, Variable structure systems with sliding modes, IEEE Trans on Automatic Control, 22, (2), 212-0222, 1977.
- [21] V.I. Utkin, Sliding Modes in control and optimization, Springer, Verlag Berlin, Heidelberg, 1992.
- [22] V.I. Utkin, and H. Lee, Chattering problem in Sliding Modes Control Systems, 346-350, Italy, 2007.
- [23] 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.
- [24] J.E. Slotine and W. Li, Applied nonlinear control, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
- [25] S. Vaidyanathan and C.H. Lien, Applications of sliding mode control in science and engineering, Springer, 2017.
- [26] A. Kolesnikov and G. Veselov, Modern applied control theory: synergetic approach in control theory, in Russian, Moscow-Taganrog, TSURE press, 2000.
- [27] O. Pages,«Etude et Comparaison de différentes Structures de Commande Multi-Contrôleurs. Application a un Axe Robotisé», Thèse De Doctorat, Université de Savoie, 1992.
- [28] A. Ameer.«Commande Sans Capteur de Vitesse par DTC d'un Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur D'ordre Complet à Mode Glissant», Mémoire magister en électrotechnique. université de Batna, 2003.
- [29] S.S. Lee, J.K. Park, «Design of power system stabilizer using observer/sliding mode, observer/sliding mode-model following and H[∞]/sliding mode controllers for small signal stability study », Elsevier Science, Electrical Power & Energy Systems, Vol. 20, No. 8,1998

Références bibliographiques

- [30] MERABET A/WEHAB et KHOULALENE YOUGHOURTA, « COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT D'UN CONVERTISSEUR DC/DC », mémoire de master, Université A.MIRA - Bejaïa ,2013.
- [31] E. Vidal-Idiarte, C. E. Carrejo, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, «Two-loop digital sliding mode control of dc–dc power converters based on predictive interpolation, » IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 6, pp. 2491–2501, Jun. 2011.
- [32] R. Cardim, M. C. M. Teixeira, E. Assuno, and M. R. Covacic, «Variablestructure control design of switched systems with an application to a dc–dc power converter, » IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 9, pp. 3505–3513, Sep. 2009
- [33] H. Sira-Ramirez, R. Ortega, and M. Garcia-Esteban, «“Adaptive passivitybased control of average dc-to-dc power converter models, » Int. J. Adapt. Control Signal Process., vol. 12, no. 1, pp. 63–80, Feb. 1998.
- [34] H. El Fadil, F. Giri, and H. Ouadi, « Adaptive sliding mode control of PWM boost dc–dc converters, » in Proc. IEEE Int. Conf. Control Appl., Munich, Germany, Oct. 2006, pp. 3151–3156.
- [35] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, Sliding Mode Control in ElectroMech