



Université Mohamed Khider de Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de génie électrique

# MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
Electrotechnique  
Machines électrique

Réf. : .....

---

Présenté et soutenu par :  
**Yazid BEN YAHOUBOUB et Oussama AOURAR**

Le : .....

## **Modélisation et simulation d'un hacheur entrelacé par MULTI-MODELE FLOUS**

---

### **Jury :**

Dr.	RAMZI SAADI	MCA	Université de Biskra	Président
Dr.	Mohamed Yacine HAMMOUDI	MCA	Université de Biskra	Encadreur
Dr.	Mohamed REZIG	MCA	Université de Biskra	Examineur

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



**Université Mohamed Khider Biskra**

**Faculté des Sciences et de la Technologie**  
**Département de Génie Electrique**  
**Filière :ELECTROTECHNIQUE**  
**Option : MACHINES ELECTRIQUE**

**Mémoire de Fin d'Etudes**  
**En vue de l'obtention du diplôme :**

**MASTER**

***Thème***

**Modélisation et simulation d'un hacheur entrelacée**  
**par MULTI-MODELE FLOUS**

**Présenté par :**

**Yazid BEN YAHOUBOUB**  
**Oussama AOURAR**

**Avis favorable de l'encadreur :**

**Mohamed Yacine**  
**HAMMOUDI**

**Avis favorable du Président du Jury**

**RAMZI SAADI**

**Cachet et signature**

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



**Université Mohamed Khider Biskra**

**Faculté des Sciences et de la Technologie**  
**Département de Génie Electrique**  
**Filière ELECTROTECHNIQUE**  
**Option :MACHINE ELECTRIQUE**

***Thème :***

# **Modélisation et simulation d'un hacheur entrelacée par MULTI-MODELE FLOUS**

**Dirigé et propos par : MCA Mohamed Yacine HAMMOUDI**

**RESUMES (Français et anglais et Arabe)**

L'objectif principal de ce travail est de représenter un système non linéaire (hacheur entrelacé à trois bras) sous la forme d'un ensemble des sous-modèles linéaire interconnectés entre eux par des fonctions de pondérations non linéaires, cette représentation est basée sur la technique des secteurs non linéaires, cette méthode peut déduire facilement le modèle non linéaire sans aucune perte d'information .

**Mots Clés:**

Multi-modèle flous, Convertisseur DC-DC entrelacée, secteurs non linéaires.

**Abstract:**

The main objective of This Works Is to représente a nonlinear system (three-arm interlaced chopper) in the form of a set of linear sub-models interconnected between them by nonlinear weighting fonctions, This représentation Is based on the As a technique of nonlinear sectors, this method can easily deduce the nonlinear model without any loss of information.

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تمثيل نظام غير خطي (مروحية ثلاثية الأذرع متداخلة) في شكل مجموعة من النماذج الفرعية الخطية المترابطة فيما بينها بوظائف الترجيح غير الخطي ، وهذا التمثيل يعتمد على كأسلوب للقطاعات غير الخطية ، يمكن لهذه الطريقة بسهولة استنتاج النموذج غير الخطي دون أي فقدان للمعلومات

## *Dédicaces*

*Au nom de l'amour de l'obéissance et du respect je dédie ce travail: à mes chers parents.*

*A mon père, ce grand homme, toujours prêt à tendre la main quand j'en ai besoin, ce jalon historique permanent pour guider mes pas, ce merveilleux père qui n'a jamais hésité à tout sacrifier pour ces enfants.*

*A ma mère, cette amie qui m'a donné la vie, cette déesse de la gentillesse est toujours prête à dire que tout ira bien, cette mère, qui partage les joies et les peines avec nous de tout son cœur.*

*Aujourd'hui, du fond du cœur, je dis «Merci à mes maris».*

*Source de courage.*

*Aux cœurs qui veulent me voir heureux, mes chers frères, qui ont été une source de courage*

*Pour toute la gentille famille*

*À tous mes amis et compagnons qui m'ont aidé et accompagné dans ma carrière universitaire*

*Cussama Aourar,*

*Yazid Ben Yahoul*



# Remerciement

*Je remercie d'abord dieu Le tout puissant de m'avoir accordé le courage, la volonté et la puissance pour accomplir ce modeste travail.*

*Je tiens à remercier profondément mon directeur de ce travail de recherche Pr Mohamed Yacine Hammoudi pour son aide et ses conseils précieux, pour ses intéressants commentaires sur ce mémoire et avec qui j'ai beaucoup appris.*

*Mes sincères remerciements vont à Messieurs le Professeur Mohamed REZIG et le professeur RAMZI SAADI qui m'ont fait l'honneur d'accepter de juger mon travail.*

*Je remercie tous les enseignants du département de génie électrique de l'université de Biskra.*

*Je tiens à remercier mes amis pour l'aide amical et pour les encouragements.*

*Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes proches, qui m'ont toujours encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire.*



## Liste des Figures

<b>Figure I.1</b> : convertisseur DC/DC .....	2
<b>Figure I.2</b> : conventions adoptées pour les générateurs.....	3
<b>Figure I.3</b> : Schéma de base d'un convertisseur Boost .....	4
<b>Figure I.4</b> : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Boost.....	5
<b>Figure I.5</b> : Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est fermé .....	5
<b>Figure I.6</b> : Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert.....	6
<b>Figure I.7</b> : Schéma de base d'un convertisseur Buck.....	7.
<b>Figure I.8</b> : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck .....	7
<b>Figure I.9</b> : Circuit équivalent du Buck quand l'interrupteur est fermé.....	8
<b>Figure I.10</b> : Circuit équivalent du Buck quand l'interrupteur est ouvert .....	8
<b>Figure I.11</b> : Schéma de base d'un convertisseur Buck-Boost.....	9
<b>Figure I.12</b> : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck-boost.....	10
<b>Figure I.13</b> : Circuit équivalent du Buck-Boost quand l'interrupteur est fermé.....	10
<b>Figure I.14</b> : Circuit équivalent du Buck-Boost quand l'interrupteur est ouvert.....	11
<b>Figure I.15</b> : Evolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique des convertisseurs.....	12
<b>Figure I.16</b> : Evolution du gain en tension en tenant compte des éléments parasites des Convertisseurs.....	13
<b>Figure I.17</b> : schéma de boost entrelacée .....	14.
<b>Figure II.1</b> : Complexité et précision de la représentation des système non linéaire.....	17
<b>Figure II.2</b> : Schéma de principe de l'approche multi-modèles.....	18
<b>Figure II.3</b> : Secteur non linéaire global.....	24
<b>Figure II.4</b> : Secteur non linéaire local.....	24

## *Liste des Figures*

---

<b>Figure II.5:</b> Structure de contrôle par retour de sortie.....	30
<b>Figure III.1:</b> tension bus-continu.....	34
<b>Figure III.2:</b> Tension bus-continu multi-modèles.....	35
<b>Figure III.3:</b> Courants de ligne.....	35
<b>Figure III.4:</b> Zoom des courants de lignes.....	36
<b>Figure III.5:</b> Erreur entre le modèle non linéaire et le multi-modèle.....	36





# *Table de matière*

**Table de matière**

Dédicace.....	I
Remerciement.....	II
Liste des figures.....	III
Introduction Générale .....	1

**Chapitre I : CONVERTISSEUR DC/DC**

Introduction.....	2
<b>I.1 Généralités</b> .....	2
<b>I.1.1</b> Représentation du convertisseur DC/DC .....	2
<b>I.1.2</b> Représentation des sources .....	3
<b>I.2</b> Convertisseurs DC/DC .....	4
<b>I.3</b> Les type des convertisseurs de tension DC/DC « HACHEUR » .....	4
<b>I.3.1</b> Convertisseur boost .....	4
<b>I.3.2</b> Convertisseur Buck.....	7
<b>I.3.3</b> Convertisseur Buck-Boost .....	9
<b>I.4</b> Analyse et choix du convertisseur.....	12
<b>I.5</b> Avantage de convertisseur BOOST.....	13
<b>I.6</b> LES HACHEURS ENTRELACEES .....	14
<b>I.6.1</b> Convertisseurs statiques basse tension continu-continu non-isolé.....	14
<b>I.6.1</b> Convertisseur BOOST entrelacé .....	14
<b>I.7</b> Intérêts et avantages de l'entrelacement du boost .....	15
<b>I.8</b> Conclusion .....	15

**Chapitre II : Modélisation Floue, type Takagi-Sugeno.**

Introduction.....	16
<b>II.1</b> Vers la représentation multi-modèles.....	16
<b>II.1.1</b> Espace de fonctionnement:.....	17

II .1 .2	Zone de fonctionnement:.....	17
II .1 .3	Sous-modèle.....	18
II .1 .4	Variable de prémisse.....	18
II .1 .5	Fonction d'activation.....	19
II .1 .6	Multi-modèles :.....	19
II .1 .6.1	structure couplé.....	19
II .1 .6.2	structure découplée.....	21
II .2	Obtention d'une structure multi-modèles couplée.....	21
II .2.1	Multi-modèles par identification.....	21
II .2.2	Multi-modèles par linéarisation.....	21
II .2.3	Modélisation par l'approche des secteurs non linéaires:.....	22
II .3	Stabilité et stabilisation des modèles T-S standards:.....	26
II .3.1	Stabilité de modèl T-S.....	26
II .3.2	Stabilisation par retour d'état des modèles T-S standard.....	
II .3.2.1	Lois de commande PDC (Parallèle Distributed compensation).....	28
II .3.3	Stabilisation par retour de sortie.....	30
II .4	Observateurs pour les systèmes de Takagi-Sugeno.....	30
II .4.1	Variables de décision mesurables (VDM).....	31
II .4.2	Variables de décision non mesurables (VDNM).....	32
Conclusion	.....	33
<b><i>Chapitre III : Résultats de simulation</i></b>		
Introduction.....		34
III.1.Résultats de simulation.....		34
Conclusion.....		37

# *Introduction générale*

## **INTRODUCTION GENERALE**

L'utilisation des convertisseurs de puissance pour des différentes applications devient de plus en plus importante. Parmi ces domaines d'application on cite : l'industrie automobile (avec l'apparition de véhicules hybrides et électriques), les applications domestiques (téléphone mobile, ordinateurs, électroménager), l'aéronautique (l'avion électrique), le domaine ferroviaire, les énergies renouvelables (panneaux solaires photovoltaïques, éoliennes) et réseaux de transport d'énergie électrique (les liaisons à courant continu). En plus ces convertisseurs sont caractérisés par leur faible cout, leur grande simplicité et leur disponibilité.

Les convertisseurs DC-DC sont des dispositifs qui sont utilisés chaque fois que nous voulons changer une alimentation électrique à courant continu d'un niveau de tension à un autre. CES convertisseurs utilisent des commutateurs électroniques (MOS FET) pour la conversion de tension. L'objectif principal est de modifier l'énergie en courant continu à partir d'un niveau particulier à d'autres niveaux tout en minimisant les pertes.

La nécessité pour les convertisseurs de ce type a augmenté en raison du fait que les transformateurs sont incapables de fonctionner sur courant continu.

La commande des convertisseurs DC-DC est un sujet très discuté et très investi. En effet, plusieurs techniques de commande ont été, alors, appliquées pour commander ces convertisseurs, ces commandes ont souvent pour objectifs : une excellente stabilité globale du système en boucle fermée, une meilleure poursuite de la référence d'entrée et un bon fonctionnement.

Dans le domaine de l'automatique, l'étude des systèmes non linéaires constitue toujours un champ de recherche très riche. Par nature, la majorité des systèmes réels sont non linéaires. Poussée par leur étude complexe et une insuffisance des moyens de simulation, la communauté scientifique a essayé d'approcher le comportement de ces systèmes par des modèles linéaires. Dans ce contexte et grâce à de nombreuses contributions, l'automatique moderne dispose d'un Ensemble d'outils bien maîtrisé pour l'analyse de ces systèmes.

La complexité des systèmes non linéaire conduisent alors, au développement des approches de représentation adaptées aux modèles linéaires, parmi ces techniques, la représentation multi-modèles flous de type Takagi-Sugeno (T-S). Celle-ci s'appuie sur l'obtention d'un ensemble de poly topes interconnectés par des fonctions non linéaires, vérifiant la propriété de somme

convexe. Chaque sous-modèle décrit le comportement du système non linéaire dans une zone de fonctionnement particulière.

L'objectif du travail réalisé dans ce mémoire est de représenter un système non linéaire (hacheur entrelacé) par un multi-modèle flous en utilisant la technique des secteurs non linéaires, le mémoire est organisé comme suit : dans le premier chapitre, on a présenter les différent types des convertisseurs DC -DC, Comme le hacheur dévolteur, le hacheur survolteur et le hacheur mixte (dévolteur -survolteur), et leurs principe de fonctionnement. Le deuxième chapitre a été consacré à un rappel de quelques définitions relatives à la représentation multi modèles de Takagi-Sugeno. Dans le dernier chapitre, nous avons simulé la technique proposée pour l'hacheur entrelacé. Enfin, nous terminons notre travail par une conclusion générale résumant les différents résultats obtenus.

# *Chapitre I*

---

*convertisseur dc/dc BOOST ENTRELACÉ  
CONVERTER*





stocker de la puissance. Pour certains convertisseurs, on est amené à changer une telle représentation, surtout si le transfert d'énergie ne peut se faire que de la source de courant vers la source de tension (Suivant la structure du convertisseur). On se réfère alors à la représentation symbolique. Donnée Fig. I.1(b). Suivant le convertisseur DC/DC considéré, nous nous référerons soit à L'une, soit à l'autre de ces représentations. [Ahm15][Moh15].

### **I.1.2 Représentation des sources**

Dans l'étude des convertisseurs DC/DC, nous distinguerons systématiquement L'alimentation (source génératrice d'énergie) de la charge du convertisseur (source réceptrice). Alimentation En regard des schémas Fig. I.2(a) et Fig. I.2(b), l'alimentation peut être une Source de tension, ou bien une source de courant. Par convention, les représentations adoptées Pour de telles sources sont telles que celles déniées Fig. I.2.

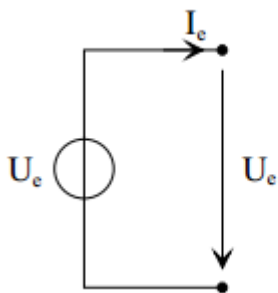


Fig. I.2(a)

Source de tension

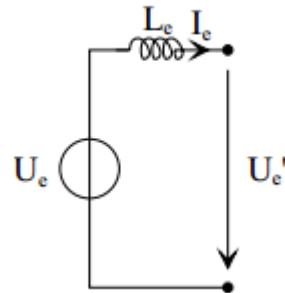


Fig. I.2(b)

Source de courant

**Figure. I.2 :** Conventions adoptées pour les générateurs

- source de tension (Fig. I. 2(a)) : nous considérerons une source de tension parfaite.
- source de courant (Fig. I.2(b)) : nous considérerons une source de tension parfaite.

En série de laquelle on place une inductance, qui confère à l'ensemble le ((caractère))

Source de courant recherche. [Ahm15][Moh15].

**I.2 Convertisseurs DC/DC**

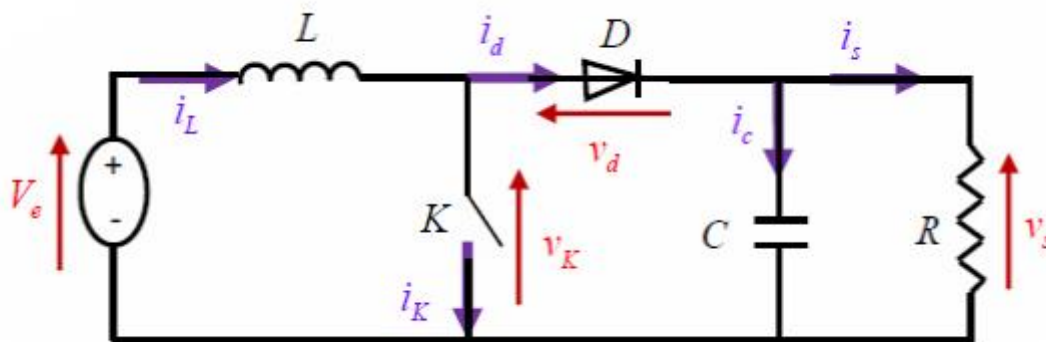
Les hacheurs sont des convertisseurs de type continu-continu permettant de contrôler la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé. Le hacheur se compose de condensateurs, d'inductance et de commutateurs. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle qu'on a de bons rendements pour les hacheurs. [Nou17] [Abd17].

**I.3 Les type des convertisseurs de tension DC/DC**

Il existe plusieurs types d'hacheurs, nous citons dans la partie suivante quelques types qui servent à notre étude [Ikr19][Moh19].

**I.3.1 Convertisseur boost**

Un convertisseur boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur [Abd18]. Il est composé essentiellement d'un interrupteur K (exemple : transistor) et d'une diode D. L'interrupteur K est commandé par un signal à modulation de largeur d'impulsion (MLI) de Période de découpage fixe  $T_d$  Et de rapport cyclique variable  $\alpha$ . Durant chaque période, K est fermé de l'instant 0 à  $\alpha T_d$  et ouvert de  $\alpha T_d$  à  $T_d$ . Selon la présence et l'absence du courant dans l'inductance on peut répartir deux modes de Fonctionnement, conduction discontinue ou conduction continue. On s'intéresse au second cas qui est le plus important. La figure (I.2) présente le schéma de principe de ce convertisseur, et la figure (I.3) donne les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes des Courants (à gauche) et tensions (à droite).



**Figure I.3 :** Schéma de base d'un convertisseur Boost

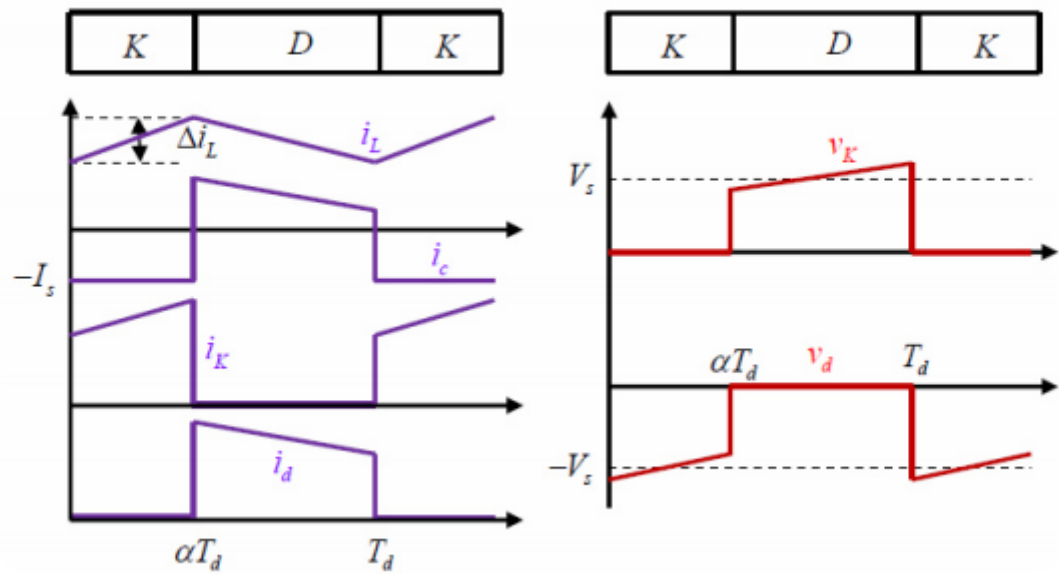


Figure I.4 : Formes d’ondes des courants et tensions du convertisseur Boost [Abd15]

Lorsque K est fermée et D est ouvert durant l’intervalle  $[0 \alpha T_d]$ , le circuit électrique du Convertisseur est présenté dans la figure (I.5) :

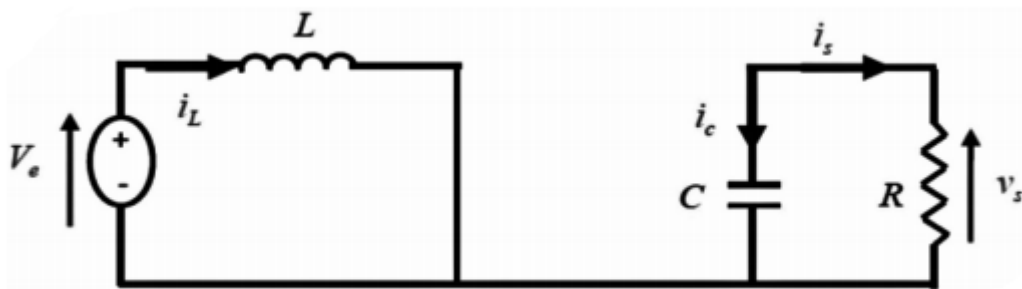


Figure I.5 : Circuit équivalent du Boost quand l’interrupteur est fermé

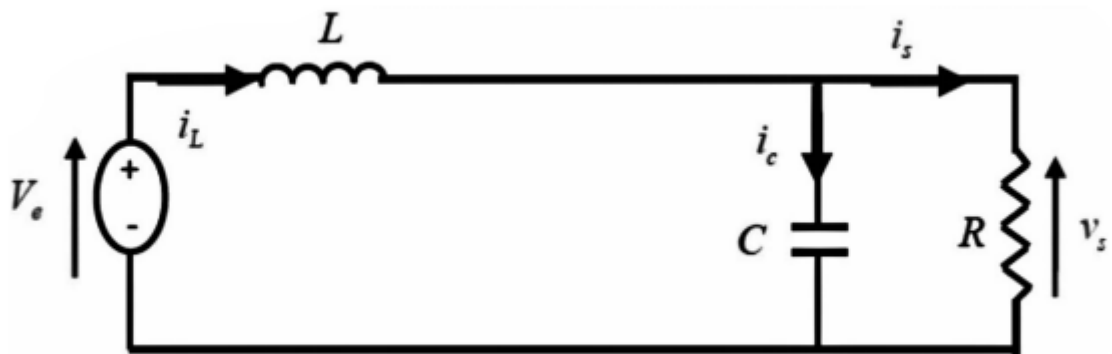
$$V_e = L \frac{di_L}{dt} \tag{I.1}$$

$$i_L = i_{min} + \frac{V_e}{L} t \tag{I.2}$$

$I_{min}$  représente la valeur minimale de courant dans l'inductance. On a à l'instant  $t = \alpha T_d$ , le courant atteint sa valeur maximale dans l'inductance  $I_{max}$  suivant la formule (I.3) :

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

Lorsque K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle  $[\alpha T_d \quad T_d]$ , le circuit électrique devient alors, voir la figure I.5 :



**Figure I.6 :** Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert

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

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

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

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

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

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

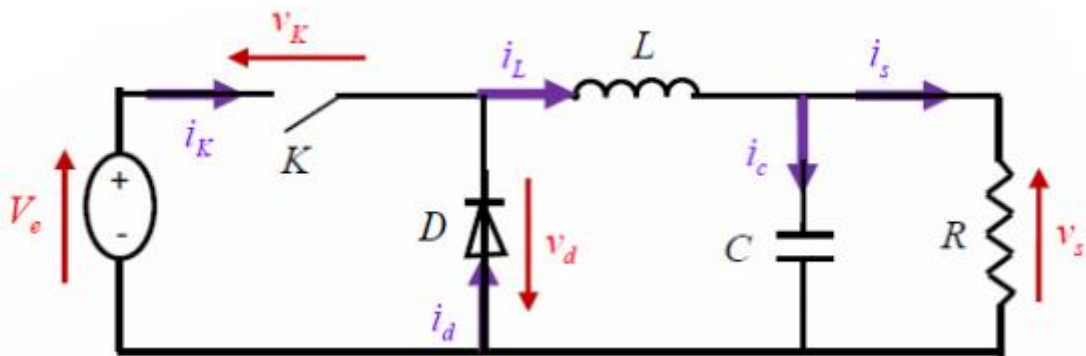
Ceci dit, l'égalité des deux équations de l'ondulation de courant (I.3) et (I.6) donne la valeur Moyenne de la tension de sortie  $V_s$  :

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

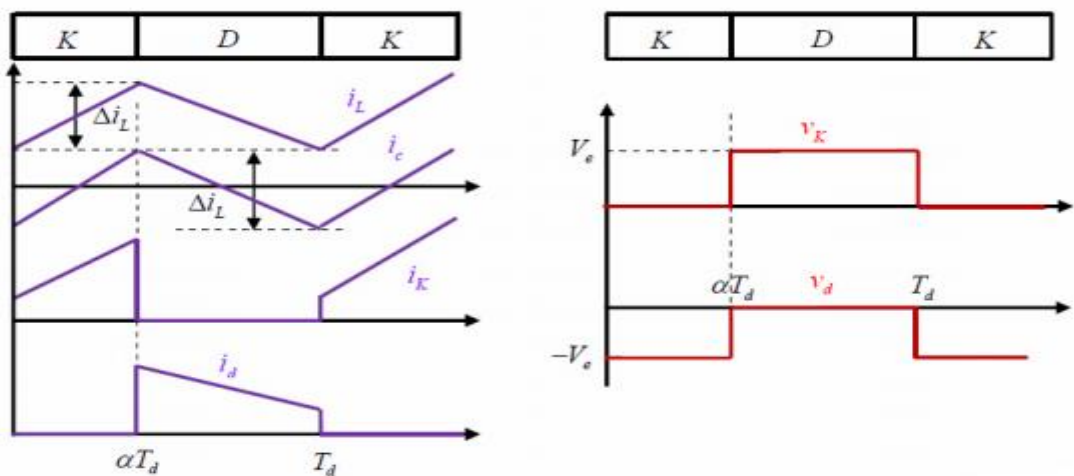
D'après l'équation (I.7) on peut contrôler la valeur moyenne de la tension de sortie du convertisseur en faisant varier sa tension d'entrée ou son rapport cyclique. Celui-ci étant Toujours compris entre 0 et 1, alors le montage fonctionne en élévateur de tension.

**I.3.2 Convertisseur Buck :**

Un convertisseur buck, ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur [Abd18]. On procède de la même manière dans l'étude du convertisseur buck. La figure (I.7) illustre le Principe de fonctionnement de ce convertisseur. Ainsi, la figure (I.8) donne les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes des courants (à Gauche) et tensions (à droite).

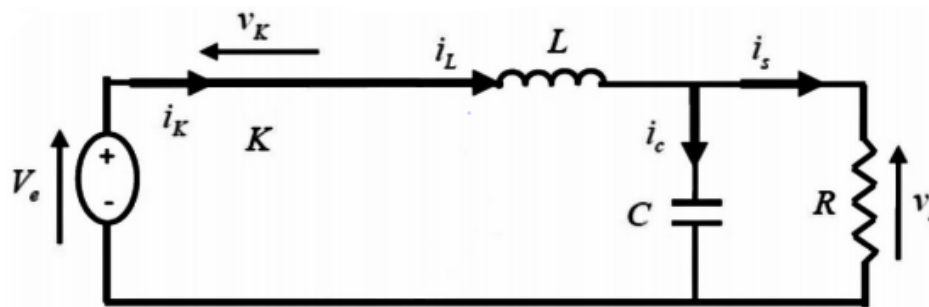


**Figure I.7 :** Schéma de base d'un convertisseur Buck



**Figure I.8 :** Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck [Abd15]

Lorsque K est fermée et D est ouvert durant l'intervalle  $[0 \alpha T_d]$ , le circuit électrique du convertisseur est présenté dans la figure (I.9) :



**Figure I.9 :** Circuit équivalent du Buck quand l'interrupteur est fermé

On présente les équations I.8 et I.9 comme suit :

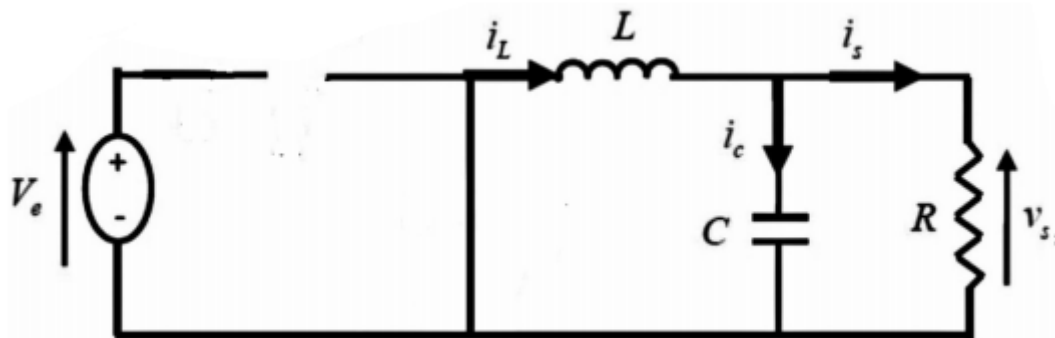
$$V_e = L \frac{di_L}{dt} + V_s \tag{I.8}$$

$$i_L = I_{min} + \frac{V_e - V_s}{L} t \tag{I.9}$$

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

$$I_{max} = I_{min} + \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T_d \tag{I.10}$$

Lorsque K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle  $[\alpha T_d T_d]$ , le circuit électrique devient alors, voir la figure (I.10) :



**Figure I.10 :** Circuit équivalent du Buck quand l'interrupteur est ouvert

$$L \frac{dI_L}{dt} = -V_s \tag{I.11}$$

$$I_L = I_{max} - \frac{V_s}{L} (1 - \alpha T_d) \tag{I.12}$$

a l'instant  $t = T_d$ , le courant dans l'inductance revient a sa valeur minimale  $I_{min}$  exprimé Comme suit :

$$I_{min} = I_{max} - \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T_d \tag{I.13}$$

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

L'égalité des deux équations de l'ondulation de courant (I.9) et (I.13) donne la valeur moyenne de la tension de sortie  $V_s$  :

$$V_s = \alpha V_e \tag{I.14}$$

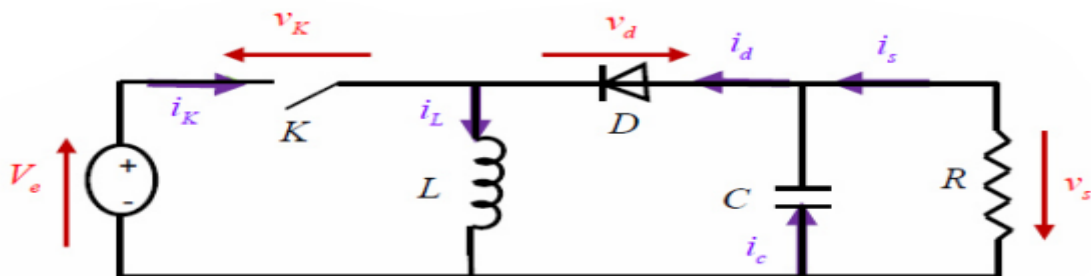
En appliquant le principe de conservation de puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur, on peut établir la valeur moyenne du courant dans l'inductance

$$I_L = I_s \tag{I.15}$$

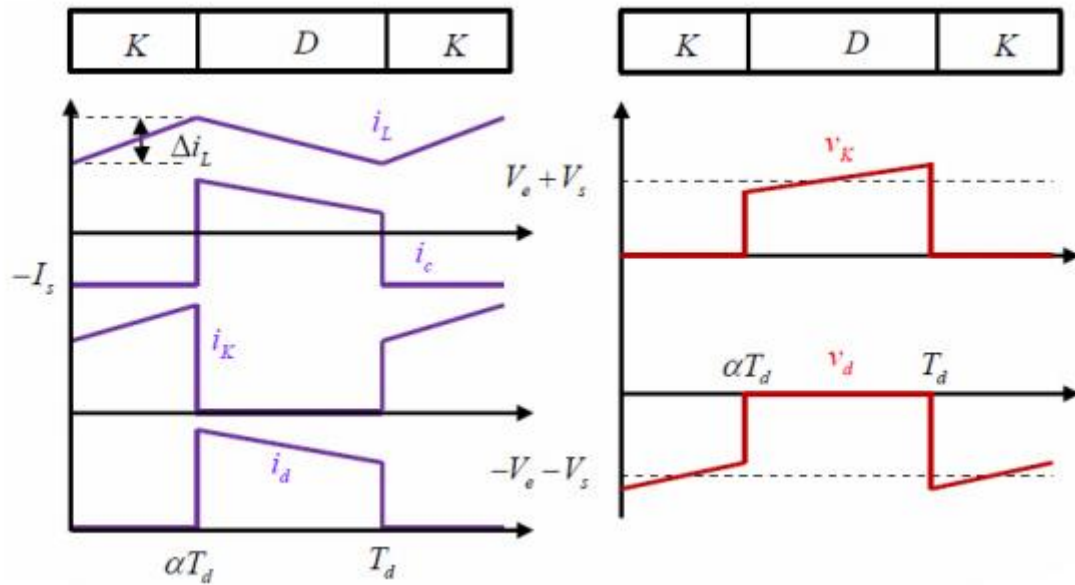
Donc le convertisseur est abaisseur en tension.

### **I.3.3 Convertisseur Buck-Boost :**

Un convertisseur buck-boost contient une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse [Abd18]. La figure (I.11) présente le principe de fonctionnement de ce convertisseur, et la figure (I.12) illustre les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes des courants (à gauche) et des tensions (à droite).

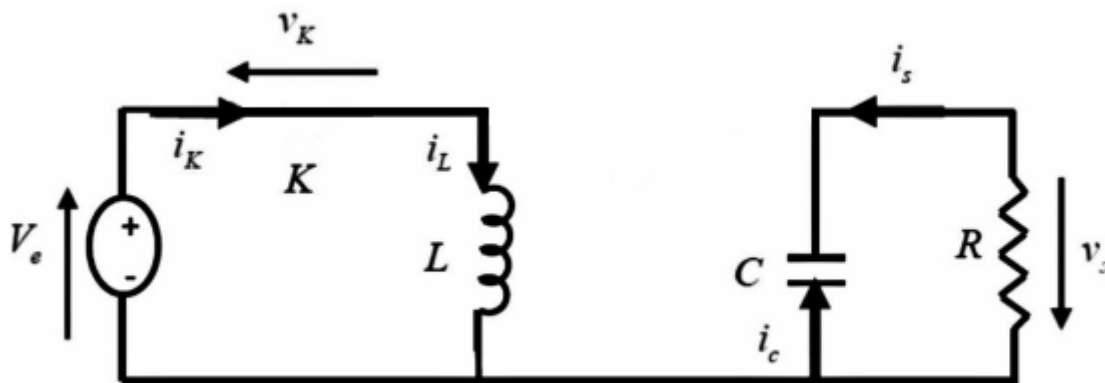


**Figure I.11 : Schéma de base d'un convertisseur Buck-Boost**



**Figure I.12 :** Formes d’ondes des courants et tensions du convertisseur Buck-boost [Abd15]

Lorsque K est fermée et D est ouvert durant l’intervalle  $[0 \alpha T_d]$ , le circuit électrique du convertisseur sera comme montré dans la figure (I.13) :



**Figure I.13 :** Circuit équivalent du Buck-Boost quand l’interrupteur est fermé

On a les équations qui régissent le système comme suit :

$$V_e = L \frac{di_L}{dt} \tag{I.16}$$

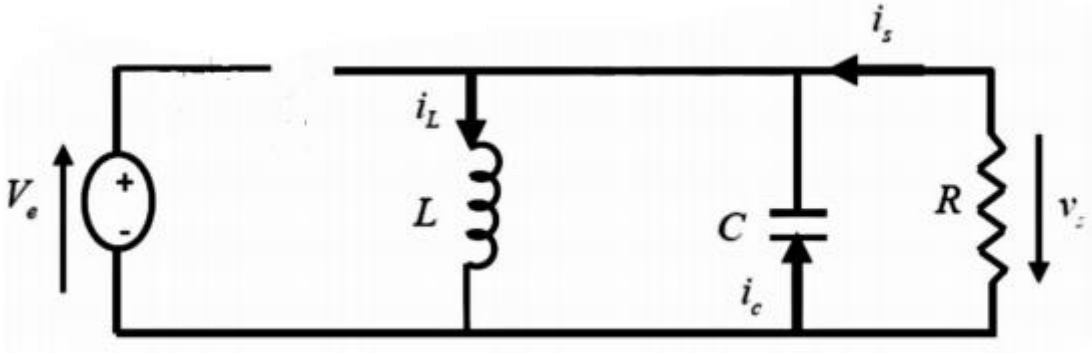
$$i_L = I_{min} + \frac{V_e}{L} t \tag{I.17}$$

À l’instant  $t = \alpha T_d$ , le courant atteint sa valeur maximale dans l’inductance  $I_{max}$  D’où :



$$I_{max} = I_{min} + \frac{V_e}{L} \alpha T_d \tag{I.18}$$

Lorsque K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle  $[\alpha T_d \quad T_d]$ , le circuit électrique devient (figure.14) :



**Figure I.14 :** Circuit équivalent du Buck-Boost quand l'interrupteur est ouvert

On prend maintenant les nouvelles équations :

$$\frac{L di_L}{dt} = V_s \tag{I.19}$$

$$I_L = I_{max} + \frac{V_s}{L} (t - \alpha T_d) \tag{I.20}$$

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

$$I_{min} = I_{max} - \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T_d \tag{I.21}$$

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

$$\Delta i_L = I_{max} - I_{min} \tag{I.22}$$

L'égalité des deux équations de l'ondulation de courant (I.18) et (I.21) donne la valeur Moyenne de la tension de sortie  $V_s$  :

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{(1 - \alpha)} \tag{I.23}$$

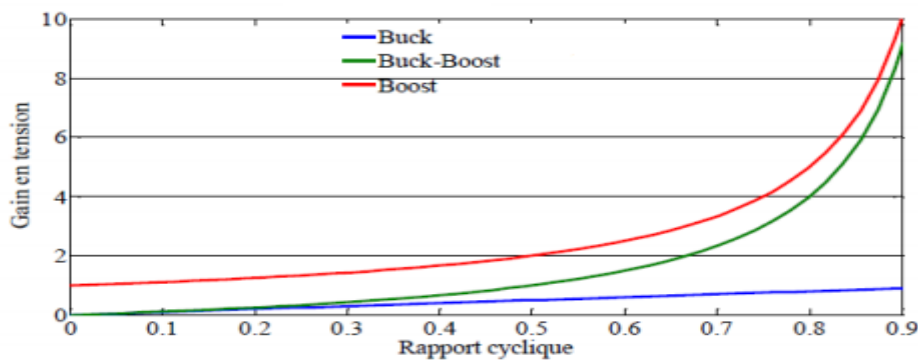
En appliquant le principe de conservation de puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur, on peut établir la valeur moyenne du courant dans l'inductance comme suit :

$$I_L = \frac{I_s}{1 - \alpha} \tag{I.24}$$

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 [Abd15].

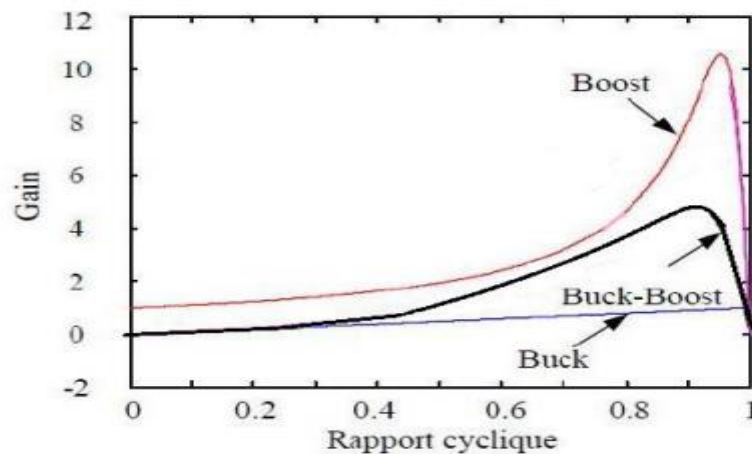
#### **I.4 Analyse et choix du convertisseur**

Un panneau solaire PV est un générateur d'électricité continu basse tension. Il est préférable de mettre un dispositif élévateur de tension comme étage adaptateur d'impédance entre la source et la charge. Tous les convertisseurs cités précédemment excepté le buck, peuvent jouer ce rôle d'élévateur de tension. D'ailleurs, la structure buck-boost et élévatrice pour un rapport cyclique supérieur à un demi. Si on regarde à la complexité des structures, le Boost est le plus simple. Les contraintes en tension et en courant sur les interrupteurs et les diodes sont presque similaires pour les différentes topologies élévatrices [Sey17].



**Figure I.15:** Evolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique [Sey17].

Si on les compare du point de vue gain en tension, aussi le boost prend la première place comme le montre la figure (I.15) qui donne l'évolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique. Enfin on peut remarquer aussi que la diode D présente dans le convertisseur Boost peut jouer le rôle de protection du GPV ce qui permet de dispenser de la diode anti-retour et de faire des économies par rapport aux autres topologies. Pour mieux différencier entre les convertisseurs, a tracé le gain en tension en fonction du rapport cyclique figure (I.16) en tenant compte des éléments parasites des convertisseurs [Sey17].



**Figure I.16 :** Evolution du gain en tension en tenant compte des éléments parasites des Convertisseurs [Sey17]

Le tableau suivant représente une comparaison entre les différentes topologies des convertisseurs DC/DC basse tension non-isolé [Cha18]:

Structures	Complexité	Taille	Ondulation de courant	Gain en Tension
BOOST	Basse	Moyenne	Elevée	Bas
BUCK BOOST	Basse	Moyenne	Elevée	Bas
BUCK	Moyenne	Moyenne	Elevée	Haut
IBC	Moyenne	Moyenne	Bas	Bas

**Tableau I.1 :** Comparaison entre les structures DC/DC basse tension non-isolé [Cha18].

### 1.5 Avantage de convertisseur BOOST

Malgré le rendement élevé du convertisseur Buck dans les systèmes avec des Sources de puissance conventionnelles, le convertisseur Boost peut être plus approprié Aux systèmes photovoltaïques avec le suiveur du point de puissance maximale (MPPT) Puisque le convertisseur fonctionne au mode de courant continu extrayant autant de Puissance que possible à partir des cellules solaires. Par conséquent le rendement énergétique du

convertisseur boost peut être plus grand que le convertisseur buck. Le Convertisseur Boost est généralement employé pour obtenir une tension plus élevée de sortie, tandis que le convertisseur buck est employé pour abaisser la tension de Sortie [Sey17].

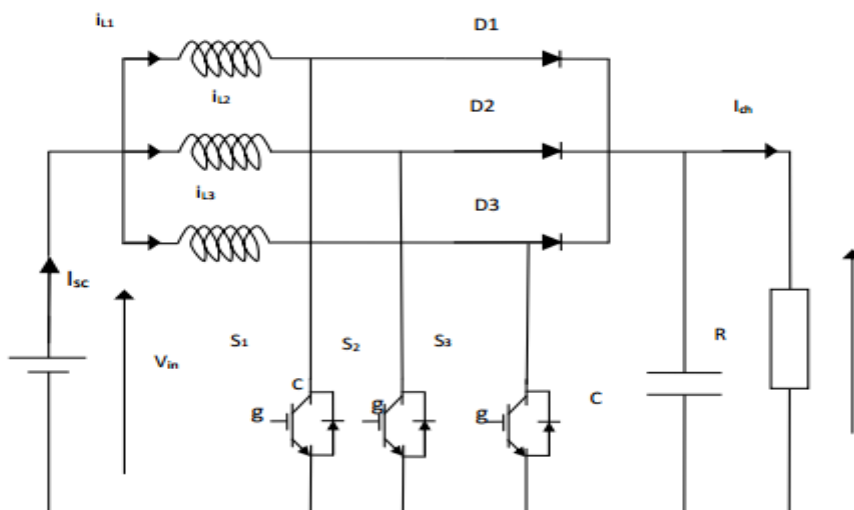
**I.6 LES HACHEURS ENTRELACEES**

**I.6.1 Convertisseurs statiques basse tension continu-continu non-isolé**

Nous allons intéresser dans cette technologie aux structures élévatrices non isolées que L'on retrouve sous le nom de boost. Plusieurs variantes existent : le boost classique, le buck- boost, le boost entrelacé, le boost à trois niveaux et le double boost dual entrelacé...etc.

**I.6.2 Convertisseur BOOST entrelacé**

L'entrelacement permet de résoudre le problème lié au fort courant des convertisseurs basse tension. Il consiste en la mise en parallèle de cellules boost dont les commandes sont régulièrement décalées entre elles. Ainsi, ce principe permet réduire l'ondulation du courant dans chaque branche, d'augmenter la fréquence apparente en entrée et en sortie. L'analyse sera faite sur le boost entrelacé a branches mais les résultats sont valables pour les autres structures entrelacée. la technologie de l'entrelacement est réalisée par trois inductances, IGBT et diode identiques (Figure I.17) hacheur entrelacé à 3 branches. les commandes des IGBT de chaque branche sont décalées de T/3 de façon régulière avec un même rapport cyclique pour chaque branche [Bel19] [Moh19].



**Figure I.17 : schéma de boost entrelacée**

***1.7. Intérêts et avantages de l'entrelacement du boost***

Un des avantages de l'entrelacement est que l'ondulation du courant délivré par la source (causée par la commutation des transistors) est plus faible que celle du courant dans chaque Phase. Montre que le courant à l'entrée du boost entrelacé représente la somme de courants des deux inductances  $IL1$  et  $IL2$  déphasés de  $180^\circ$ , ainsi, les pertes dans les inductances vont être Réduites. Le courant de sortie quant à lui, représente la somme des deux diodes  $D1$  et  $D2$ . De plus, puisque la fréquence du courant a doublé, les ondulations du courant et de la tension, en entrée du convertisseur boost entrelacé vont être réduites et, par conséquent, cela améliore l'efficacité du système. Une autre raison pour ce choix de topologie est que, si un éventuel défaut apparaît sur une phase, les autres phases peuvent être utilisées comme un système de compensation, évitant ainsi une interruption de fourniture d'énergie et cela assure la fiabilité du système une comparaison entre un boost classique et un boost entrelacé pour voir l'effet de la technique de l'entrelacement sur la réduction des ondulations [Bel19] [Moh19].

***1.8. CONCLUSION***

Dans ce chapitre, on a présenté les différents types des convertisseurs DC -DC, comme l'hacheur dévolteur, l'hacheur survolteur et mixte (dévolteur -survolteur), et leurs principe de fonctionnement. Nous avons étudié le convertisseur DC-DC boost entrelacé. Le choix de ce convertisseur est dû à la raison de sa structure simple et son rapport de transformation en tension le plus élevé par rapport aux autres topologies.

# *Chapitre II*

---

*Modélisation Floue, type Takagi-  
Sugeno*

## Introduction

Dans la réalité, les modèles linéaires sont valables que très localement. S'il est nécessaire d'obtenir un modèle précis sur une large plage de fonctionnement, on se tourne naturellement vers le formalisme non linéaire. Le passage du linéaire au non linéaire nécessite l'utilisation d'outils théoriques très différents. Une méthode pour pouvoir conserver certains outils connus dans le cadre linéaire est d'utiliser le formalisme de Takagi-Sugeno qui sera présenté dans ce chapitre introductif.

### II.1. Vers la représentation multi-modèles :

Les processus physiques sont très souvent représentés par des modèles décrits sous la forme suivante (représentation d'état explicite):

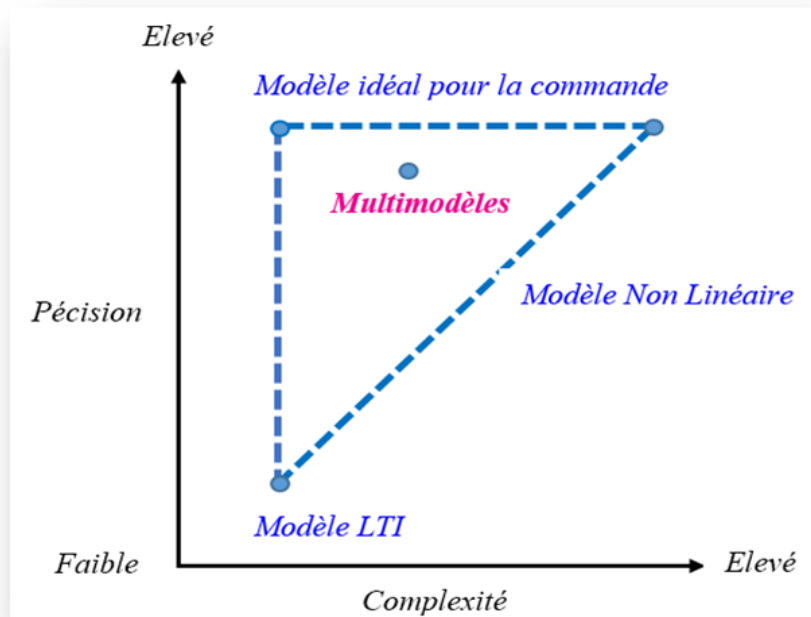
$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x(t), u(t)) \\ y &= h(x(t))\end{aligned}\tag{II.1}$$

Où  $x$  représente les variables d'état décrivant l'état interne du système,  $u$  et  $y$  sont respectivement les grandeurs d'entrée et de sortie du système et  $f$  et  $h$  représentent les fonctions linéaires et/ou non linéaires.

La commande d'un processus repose généralement sur une bonne modélisation du système, cette dernière devient plus délicate lorsqu'il s'agit des systèmes complexes et fortement non linéaires, c'est pour cela, il y'a deux situation, soit, en utilise des hypothèses simplificatrices et dans ce cas le modèle obtenu ne tiennent pas compte toute la complexité du système, ou bien, en obtient un modèle très complexe ce qui le rend par fois inexploitable pour la commande. En effet, la représentation multi-modèles est une approche pratique et alternative pour appréhender le comportement d'un processus dans différentes zones de fonctionnement. A ce moment là, deux méthodes pour représenter un système par une structure multi-modèles [Nag10], soit par la construction direct de la forme multi-modèles, mais l'inconvénient de cette méthode, est la perte d'information due à la linéarisation du système, ou bien, en utilisant l'approche par secteur non linéaire qui est la plus souvent utilisée.

Actuellement l'approche multi-modèles (MM), est un outil très utilisé pour la modélisation des systèmes non linéaires. Dans la littérature, plusieurs terminologies, qui sont équivalentes, pour définir ce type de modèles: le multi-modèles [MSJ], le modèle flou de Takagi-Sugeno le

modèle linéaire polytopique. L'idée principale de cette approche est s'appuie sur la contribution de sous-modèles au modèle global du système, cette contribution qui quantifiée par une fonction de pondération (fonction d'activation), est une combinaison convexe des sous-systèmes. [Myh15]



**Figure II.1:** Complexité et précision de la représentation des systèmes non linéaires [Myh15].

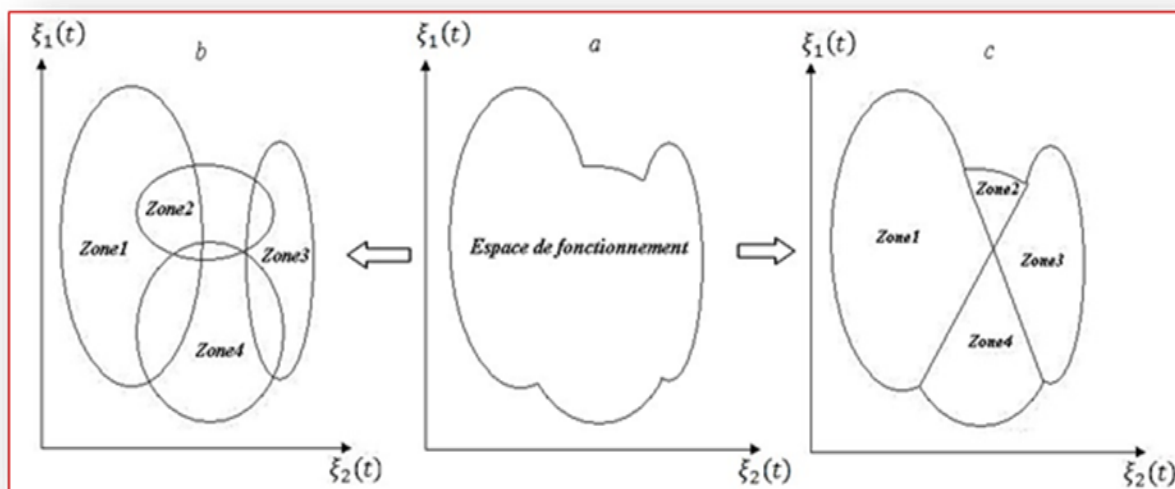
### II.1.1. Espace de fonctionnement:

Est un espace vectoriel à l'intérieur duquel les variables d'un système évoluent (tenant éventuellement compte des bornes sur les variables). [Nag10]

### II.1.2. Zone de fonctionnement:

Les zones de fonctionnements représentent les domaines de validité des modèles locaux, chaque domaine est défini autour d'un point de fonctionnement. Ces domaines peuvent être de validité disjoints ou bien avec recouvrement comme l'indique dans la figure (II.2) [Myh15]





**Figure II.2:** Schéma de principe de l'approche multi-modèles

a)- Système non linéaire , b- c)- Représentation multi-modèles [Myh15].

Dans le cas où le domaine est de validité disjoint, les fonctions d'activation ne peuvent prendre que des valeurs 0 ou 1 et à un instant donné, il n'y a qu'un seul modèle qui est valable et les autres sont nulles. Ce type de partitionnement est fréquent dans le cas des systèmes à configurations multiples ou à plusieurs modes de fonctionnement, le modèle obtenu est appelé (affine par morceaux) L'autre situation qui peut être aussi rencontrée dans une description multi-modèles est le cas où les domaines de validité se chevauchent ou possèdent des zones communes, cet chevauchement dû à la substitution des fonctions d'activation à front tendu par des fonctions à pente douce. Dans ce cas, ces fonctions deviennent des fonctions à dérivés continus dont la pente détermine la vitesse de passage d'un modèle à un autre. [Myh15]

### II.1.3.Sous-modèle :

Sous-modèle (ou sous-système) est un modèle généralement simple de structure quelconque, qui représente le comportement du système non linéaire dans une zone de fonctionnement spécifique . [Nag10]

### II.1.4.Variable de prémisses :

Appelée aussi variable de décision  $\zeta(t)$ , est une variable vectorielle caractéristique du système intervenant dans les fonctions de pondération  $\mu(t)$ . Cette variable peut englober une ou

plusieurs variables internes ou externes du système. Ces variables peuvent être soit accessibles à la mesure comme des variables d'états mesurables ou bien des signaux d'entrée du système, soit inaccessibles à la mesure. [Myh15]

### II.1.5. Fonction d'activation :

La fonction d'activation  $w_i(t)$  détermine le degré d'activation deuxième modèle local associé. Selon la zone où évolue le système, cette fonction indique la contribution plus ou moins importante du modèle local correspondant dans le modèle global (multi modèle). Elle assure un passage progressif de ce modèle aux modèles locaux voisins. Ces fonctions sont généralement de forme triangulaire, sigmoïdale ou Gaussienne, et doivent satisfaire les propriétés suivantes: [Akh04]

$$h_i(\xi(t)) = \frac{u_i(\xi(t))}{\sum_{i=1}^n u_i(\xi(t))} \quad (\text{II. 2})$$

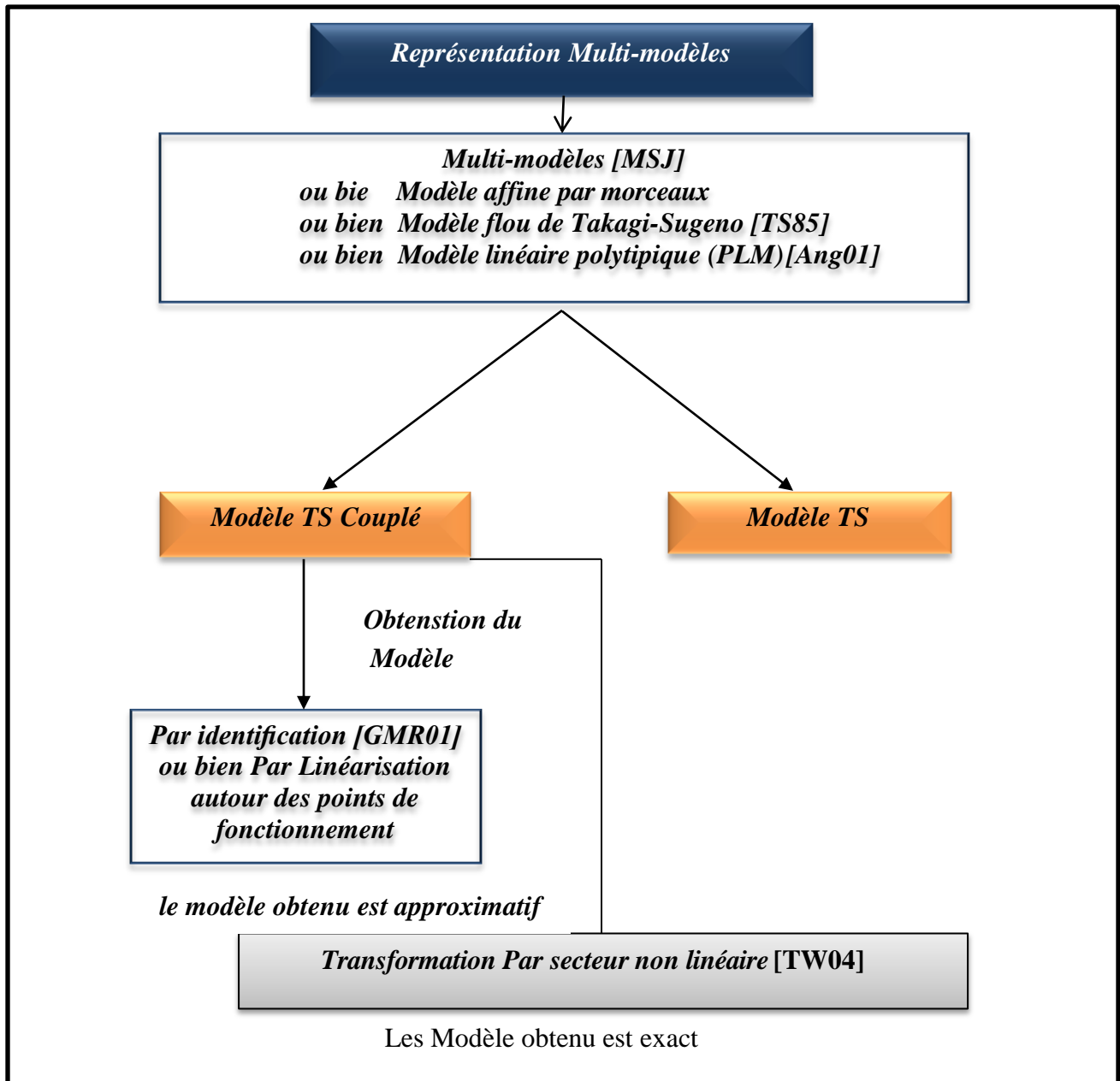
$$\begin{cases} 0 \leq h_i(\xi(t)) \leq 1 \\ \sum_{i=1}^n h_i(\xi(t)) = 1 \end{cases} \quad (\text{II. 3})$$

### II.1.6. Multi-modèles :

C'est un ensemble de sous modèles agrégés par un mécanisme d'interpolation permettant de caractériser le comportement dynamique global d'un système. Un multi-modèles se caractérise par le nombre de ses sous-modèles, par leur structure et par le choix des fonctions de pondération. Dans la littérature, deux grandes familles de multi-modèles sont recensées selon l'utilisation du vecteur d'état. [Myh15]

#### II.1.6.1. Structure couplée :

La structure couplée, où le vecteur d'état étant une somme pondérée des états des modèles locaux, s'appelle aussi le modèle flou de Takagi-Sugeno (Fuzzy T-S model), et elle est basée sur des règles du type SI prémisse Alors conséquence, dans cette situation la représentation multi modèle est obtenue par interpolation de  $r$  modèles locaux linéaires.



Cette représentation (structure couplée) étant la plus largement utilisée, et par l'utilisation de la transformation par secteurs non linéaires, on peut déduire facilement le modèle sans aucune perte d'information. [Myh15]

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^n h_i(\xi(t)) (A_i x(t) + B_i u(t)) \quad (\text{II.4})$$

$$y(t) = C_i x(t)$$

**II .1.6.2 .Structure découplée :**

La deuxième famille c'est la structure découplée ou bien les multi-modèles locaux, elle est proposée par où il ya plusieurs vecteurs d'états. Elle suppose que le processus est composé de modèles locaux découplés et admet des vecteurs d'états indépendants, et peut être vue comme la connexion parallèle de  $r$  modèles affines pondérés par leurs poids de pondération Dans le contexte d'identification des paramètres cette structure est très utile car elle permet d'ajuster les dimensions des sous-modèles à la complexité des différents comportements d'un processus. [Myh15]

$$\begin{aligned} \dot{x}_i(t) &= \sum_{i=1}^n h_i(\xi(t)) (A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y_i(t) &= C_i x(t) \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

**II .2. Obtention d'une structure multi-modèles couplée :**

Dans cette section, nous décrivons les trois méthodes d'obtention d'une structure multi-modèles couplée à partir d'un modèle non linéaire. [Myh15]

**II .2.1. Multi-modèles par identification :**

En représentant un système non linéaire sous forme multi-modèles ,le problème d'identification des systèmes non linéaires est réduit à l'identification des sous-systèmes définis par des modèles locaux linéaires et des fonctions d'activation. Les méthodes d'optimisation numérique sont alors utilisées pour estimer ces paramètres. Pour l'estimation des paramètres, plusieurs méthodes d'optimisation numérique peuvent être utilisées, selon les informations disponibles a priori. Elles sont généralement basées sur la minimisation de la fonction d'écart entre la sortie estimée du multi-modèles  $\hat{y}(t)$  et la sortie mesurée du système  $y_m(t)$ . [Myh15]

**II .2.2. Multi-modèles par linéarisation :**

Dans ce cas, on dispose de la forme analytique du modèle non linéaire du processus physique qu'on linéarise autour de différents points de fonctionnement judicieusement choisis  
Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x(t), u(t)) \\ y = h(x(t), u(t)) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Où  $(f, h) \in \mathbb{R}^{2n}$  sont des fonctions non linéaires continues,  $x(t) \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état et  $u(t) \in \mathbb{R}^m$  est le vecteur d'entrée. Par la suite, nous représenterons le système non linéaire (II.6) par un multi-modèles, composé de plusieurs modèles locaux linéaires ou affines obtenus en linéarisant le système non linéaire autour d'un point de fonctionnement arbitraire

$$\begin{aligned} &(x_i, u_i) \in \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m, \\ &\begin{cases} \dot{x}_m(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\xi(t)) (A_i x_m(t) + B_i u(t) + D_i) \\ y_m(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\xi(t)) (C_i x_m(t) + E_i u(t) + N_i) \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$$\begin{aligned} A_i &= \left. \frac{\partial f(x,u)}{\partial x} \right|_{(x,u) = (x_i, u_i)} ; & B_i &= \left. \frac{\partial f(x,u)}{\partial u} \right|_{(x,u) = (x_i, u_i)} \\ C_i &= \left. \frac{\partial h(x,u)}{\partial x} \right|_{(x,u) = (x_i, u_i)} ; & E_i &= \left. \frac{\partial h(x,u)}{\partial u} \right|_{(x,u) = (x_i, u_i)} \\ D_i &= f(x_i, u_i) - A_i x - B_i u ; & N_i &= h(x_i, u_i) - C_i x - E_i u \end{aligned}$$

Notons que dans ce cas, le nombre des modèles locaux ( $r$ ) dépend de la précision de modélisation souhaitée, de la complexité du système non linéaire et du choix de la structure des fonctions d'activation. [Myh15]

### II .2.3. Modélisation par l'approche des secteurs non linéaires:

Considérons le cas général d'un système continu non linéaires :

$$\dot{x} = f(x(t)) + B(u(t)) \quad (\text{II.8})$$

Avec :  $x(.) \in \mathbb{R}^p$ ,  $u(.) \in \mathbb{R}^m$ ,  $f(x(.)) \in \mathbb{R}^p$ ,  $B \in \mathbb{R}^{p-m}$

La méthode de transformation exposée a été initiée par Tanaka et al [Wang et al., 1996], [Tanaka et al., 1996]. Elle est basée sur une transformation des fonctions scalaires origines de la non linéarité. L'avantage de cette méthode est de ne pas engendrer d'erreur d'approximation et de minimiser le nombre de modèles locaux. Cette méthode est basée sur la bornitude des fonctions continues.

**Lemme 1** : soit  $h(x(t))$  une fonction bornée de  $[a, b] \rightarrow \mathbb{R}$  pour tout  $x \in [a, b]$  avec  $(a, b) \in \mathbb{R}^{+2}$ . Alors il existe deux fonctions

$$F^i: [a, b] \rightarrow [0, 1], i \in I_2 \quad (II.9)$$

$$x(t) \rightarrow F^i(x(t))$$

Avec :  $F^1(x(t)) + F^2(x(t)) = 1$  et deux scalaires  $\alpha$  et  $\beta$  tels que

$$h(x(t)) = F^1(x(t))\alpha + F^2(x(t))\beta \quad (II.10)$$

Une décomposition de  $h(x(t))$  est considérée sur  $[a, b]$  comme suivan

$$\beta = \min_{x \in [a, b]} (h(x)), \alpha = \max_{x \in [a, b]} (h(x)) \quad (II.11)$$

$$F^1(x(t)) = \frac{h(x(t)) - \beta}{\alpha - \beta}, F^2(x(t)) = \frac{\alpha - h(x(t))}{\alpha - \beta} \quad (II.12)$$

Sous l'hypothèse de la continuité et la bornitude des fonctions  $f(x(t))$  et  $g(x(t))$  données en (II.8) avec  $f(0) = 0$  et  $g(0) = 0$ , ces fonctions peuvent être réécrites sous la forme suivante :

$$f(t) = \sum_{i=1}^2 F^i(x(t)) A_i x(t) \quad , \quad g(t) = \sum_{i=1}^2 F^i(x(t)) C_i x(t) \quad (II.13)$$

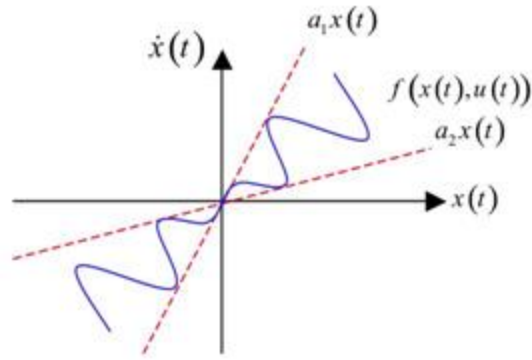
Le modèle (II.8) devient :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^2 F^i(x(t)) (A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^2 F^i(x(t)) (C_i x(t) + D_i u(t)) \end{cases} \quad (II.14)$$

Dans ce cas, le multi-modèles (II.14) obtenu représente de façon exacte le modèle non linéaires (II.8) sur l'intervalle compact considéré. [Oud08]

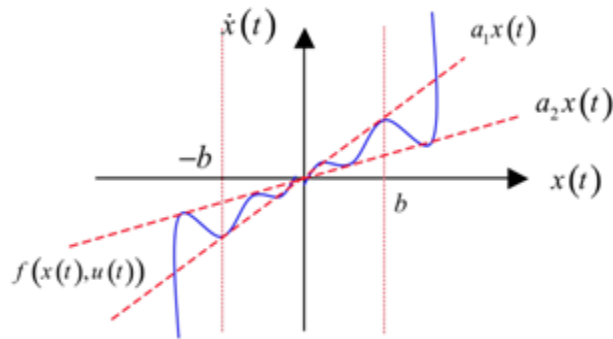
Notons enfin que, selon les propriétés des termes non linéaires rencontrés dans le modèle mathématique non linéaire, on distingue deux types de représentants TS. En effet :

- si toutes les non-linéarités du système sont continués et bornées, alors le modèle TS représente de manière exacte le système non linéaire sur l'intégralité de l'espace des variables d'état. Dans ce cas, le découpage en secteur non linéaire est dit « global » (Fig II.3 ) [Hdr10]



**Figure II.3 :** Secteur non linéaire global. [Hdr10].

• si tout ou partie des non-linéarités du système sont continués mais non bornées, alors le modèle TS représente de façon exacte le système non linéaire sur un sous-espace compact de l'espace des variables d'état. Dans ce cas, le découpage en secteur non linéaire est dit « local » (Fig II.4) . [Hdr10]



**Figure II.4 :** Secteur non linéaire local [Hdr10].

• **Exemple d'illustration**

Afin d'illustrer la méthode, nous proposons le modèle non linéaire autonome de dimension 2 suivant :

$$\dot{x} = f(x(t)) = \begin{pmatrix} -x_1(t) + x_1(t)x_2^3(t) \\ -x_2(t) + (3+x_2(t))x_1^3(t) \end{pmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Nous supposons que les variables d'état sont bornées :

$$x_1 = [-1,1] \text{ et } x_2 = [-1,1]$$

Le modèle (II.15) peut être réécrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & x_1(t)x_2^2(t) \\ (3+x_2(t))x_1^2(t) & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

L'équation (II.16) présente deux non linéarités qu'on notera  $z_1(x(t))$  et  $z_2(x(t))$  respectivement tels que :

$$z_1(x(t)) = x_1(t)x_2^2(t) ; z_2(x(t)) = (3+x_2(t))x_1^2(t) \quad (\text{II.17})$$

Nous évaluons ensuite les valeurs minimales et maximales de  $z_1(t)$  et  $z_2(t)$

$$\max_{x_1(t), x_2(t)} z_1(t) = 1 , \quad \min_{x_1(t), x_2(t)} z_1(t) = -1$$

$$\max_{x_1(t), x_2(t)} z_2(t) = 4 , \quad \min_{x_1(t), x_2(t)} z_2(t) = 0$$

Ainsi, on peut réécrire les termes non linéaires  $z_1(x(t))$  et  $z_2(x(t))$  comme suit :

$$z_1(x(t)) = F_1^1(x(t)).1 + F_1^2(x(t)).(-1) \quad (\text{II.18})$$

$$z_2(x(t)) = F_2^1(x(t)).4 + F_2^2(x(t)).0 \quad (\text{II.19})$$

**Avec :**

$$F_1^1(x(t)) + F_1^2(x(t)) = 1 \quad (\text{II.20})$$

$$F_2^1(x(t)) + F_2^2(x(t)) = 1 \quad (\text{II.21})$$

et

$$F_1^1(x(t)) = \frac{z_1(t)+1}{2} , F_1^2(x(t)) = \frac{1-z_1(t)}{2} \quad (\text{II.22})$$

$$F_2^1(x(t)) = \frac{z_2(t)}{4} , F_2^2(x(t)) = \frac{4-z_2(t)}{4} \quad (\text{II.22})$$

On aboutit alors à quatre modèles locaux par combinaison des quatre fonctions  $F_1^1, F_1^2, F_2^1, F_2^2$

Le multi-modèles équivalent au modèle non linéaires (II.15) est :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^4 \mu_i(x(t)) A_i x(t) \quad (\text{II.23})$$

**Avec :**

$$A_1 = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 4 & -1 \end{bmatrix} , A_2 = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 4 & -1 \end{bmatrix} , A_4 = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$



Et :

$$\mu_1(x) = F_1^1(x(t)) * F_2^1(x(t))$$

$$\mu_2(x) = F_1^1(x(t)) * F_2^2(x(t))$$

$$\mu_3(x) = F_1^2(x(t)) * F_2^1(x(t))$$

$$\mu_4(x) = F_1^2(x(t)) * F_2^2(x(t))$$

Après ce bref rappel sur les méthodes d'obtention des multi-modèles, nous abordons par la suite les problèmes de commande et d'observation des multi-modèles. Seuls les résultats basés sur les fonctions de Lapugnoy quadratiques et l'approche LMI seront présentés. [Oud08]

### II .3. Stabilité et stabilisation des modèles T-S standards :

L'étude de la stabilité et la synthèse des contrôleurs flous pour les modèles T-S standards (MTSS) (II.24) sont généralement basées sur la théorie de Lyapunov [Liapounoff, 1907]. Le principe de cette dernière est inspiré d'une réalité physique. En effet, si l'énergie d'un système est continûment dissipée, au final le système va atteindre un point d'équilibre. Un rappel sur la théorie de Lyapunov est donné dans l'annexe B. Dans la suite, sans perte de généralité, on suppose que le point d'équilibre est l'origine. [Tb09]

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(C_i x(t) + D_i u(t)) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

#### II .3.1. Stabilité des modèles T-S :

L'étude de la stabilité d'un MTSS autonomes (II.24) permet d'établir si sa dynamique est intrinsèquement stable lorsqu'il n'est soumis à aucune excitation externe ( $u(t) = 0$ ). Dans cette section, afin de permettre au lecteur d'appréhender les résultats proposés dans la suite de ce manuscrit, on présente les résultats significatifs, à l'origine des nombreux travaux sur la stabilité des MTSS. Ceux-ci sont donnés sous forme d'Inégalités Matricielles Linéaires (LMI). Notons que quelques rappels sur les LMI sont présentés en annexe. Le résultat suivant traite de la stabilité des MTSS décrits en temps continu :

**Théorème 1.1:**

Le MTTTS continu autonome ( $u(t) = 0$ ). (II.24) (respectivement (II.25) dans le cas discret) est asymptotiquement stable s'il existe une matrice  $P = P^T > 0$ , telles que les LMI suivantes sont vérifiées pour  $1, \dots, r$

$$\begin{cases} x(k+1) = \sum_{i=1}^r h_i(z(k))(A_i x(k) + B_i u(k)) \\ y(k) = \sum_{i=1}^r h_i(z(k))(C_i x(k) + D_i u(k)) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

$$A_i^T P + P A_i < 0 \quad (\text{cas continu}) \quad (\text{II.26})$$

$$A_i^T P A_i - P < 0 \quad (\text{cas discret}) \quad (\text{II.27})$$

**Preuve :** (cas continu)

En considérant la fonction candidate quadratique de Lyapunov :

$$V(x(t)) = x^T(t) P x(t) \quad (\text{II.28})$$

Le MTSS autonome (II.24) ( $u(t) = 0$ ) est stable si:

$$\dot{V}(x(t)) = \dot{x}^T(t) P x(t) + x^T(t) P \dot{x}(t) < 0 \quad (\text{II.29})$$

C'est-à-dire si :

$$\dot{V}(x(t)) = x^T(t) \left[ \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i^T P + P A_i) \right] x(t) < 0 \quad (\text{II.30})$$

qui est vérifiée si les conditions suffisantes du théorème 1 le sont. [Tb09]

**Remarque 1.3**

Notons qu'aucune information sur les fonctions d'appartenance  $h_i(z(t))$  n'est prise en compte dans le théorème 1.1. De ce fait, les conditions de stabilité LMI sont seulement suffisantes (et non nécessaires) et par conséquent conservatives. En effet, pour obtenir ces conditions, on cherche une solution à un problème d'optimisation en considérant que, pour qu'une somme soit négative, chacun des termes de cette somme doit être négatif. Or, il est évidemment possible de chercher des solutions aux conditions du théorème 1.1 qui autoriseraient certains termes de la somme (II.30) à être positifs alors que l'ensemble restera négatif. Dans ce cas, on obtient des conditions de stabilité dites « relâchées », c'est-à-dire moins conservatives. Dans le cas où l'on peut établir que le système est stable, il peut être intéressant d'améliorer les performances. Dans le cas contraire, il s'avère nécessaire de synthétiser une loi de commande floue stabilisante pour pouvoir ramener le système vers le point d'équilibre. [Tb09]

$$\begin{cases} f(\dot{x}(t), x(t), u(t)) = 0 \\ y(t) = h(x(t), u(t)) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

**II .3.2. Stabilisation par retour d'état des modèles T-S standards**

Afin d'assurer la stabilité d'un MTSS en boucle fermée, on réalise la synthèse d'une loi de commande adéquate. Plusieurs lois de commande floues ont été proposées dans la littérature. Les plus répandues se basent sur des lois de commande de type compensation parallèle distribuée (PDC, Parallèle Distributed Compensation) . Notons, par ailleurs que, suivant la classe des modèles T-S considérés, des variantes de ce type de loi de commande ont été également proposées dans la littérature, par exemple la PDC proportionnelle (PPDC) ou encore la loi de commande de type compensation et division pour modèles flous. [Tb09]

**II .3.2.1. Lois de commande PDC (Parallèle Distributed compensation)**

La loi de commande PDC a l'avantage de considérer les mêmes prémisses que les règles floues contenues dans le modèle T-S à stabiliser. De ce fait, cela revient à considérer que, à chaque modèle local correspond une commande par retour d'état linéaire que l'on peut interpoler par les mêmes fonctions d'activation  $h_i(z(t))$  que celles du modèle T-S. Notons que dans ce cas,

lorsque le modèle flou obtenu par découpage est exact, c'est-à-dire par transformation polytopique convexe, alors cette loi de commande est valable sur tout l'espace compact des variables d'état sur lequel a été effectué le découpage. Ainsi, cette loi de commande est donnée par :

$$u(t) = -\sum_{i=1}^r h_i(z(t)) F_i x(t) \quad (\text{II.32})$$

avec  $F_i \in \mathbb{R}^{m \times n}$  représentent les matrices des gains de retour d'état. La synthèse d'un correcteur flou consiste alors à déterminer les matrices de gain de retour d'état notées  $F_i$ .

### **Stabilisation des MTSS continus :**

Dans le cas continu, pour obtenir l'expression du modèle flou T-S en boucle fermée, on substitue la loi de commande (II.32) dans (II.24) ; on obtient alors :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_j(z(t)) h_i(z(t)) (A_i - B_i F_j) \quad (\text{II.33})$$

Des conditions suffisantes de stabilisation sont présentées dans le théorème suivant.

### **Théorème 1.2 :**

Le MTSS continu (II.24) est asymptotiquement stabilisé via la loi de commande PDC (II.32) s'il existe des matrices  $X$  et  $K_j$ , telles que les LMI suivantes soient vérifiées.

$$\gamma_{ii} < 0, \text{ pour } i = 1, \dots, r \quad (\text{II.34})$$

$$\gamma_{ij} + \gamma_{ji} < 0, \text{ pour } i, j = 1, \dots, r \quad (\text{II.35})$$

Avec :  $\gamma_{ij} = A_i^T P + P A_i < 0$ ,  $K_j = F_j X$  et  $X = P^{-1}$

### **Preuve :**

En suivant la même démarche que pour la preuve du théorème 1.1 et en séparant les modèles

dominants des modèles croisés, on obtient directement :

$$\dot{V}(x(t)) = x^T(t) \left[ \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) (A_i^T P + P A_i - F_j^T B_i^T P - P B_i F_j) \right] x(t) < 0 \quad (\text{II.36})$$

Qui est vérifiée  $\forall x(t)$  en considérant  $X = P^{-1}$ ,  $K_j = F_j X$  si les conditions du théorème 1.2 le sont. [Tb09]

### II.3.3. Stabilisation par retour de sortie :

La stabilisation par retour de sortie peut être envisagée pour les systèmes où les variables d'états (ou partiellement) ne sont pas mesurables. Dans ce contexte, deux méthodes de stabilisation sont considérées. Les contrôleurs statiques par retour de sorti l'avantage de ce t'approche , est la simplicité d'implémentation et la minimisation du coût de calcul en ligne. Par contre, les contrôleurs dynamiques permettent d'améliorer les performances en boucle fermée du système, néanmoins, ces contrôleurs, conduisent à des conditions de stabilisation LMI's qui sont assez conservatives. [Myh15]

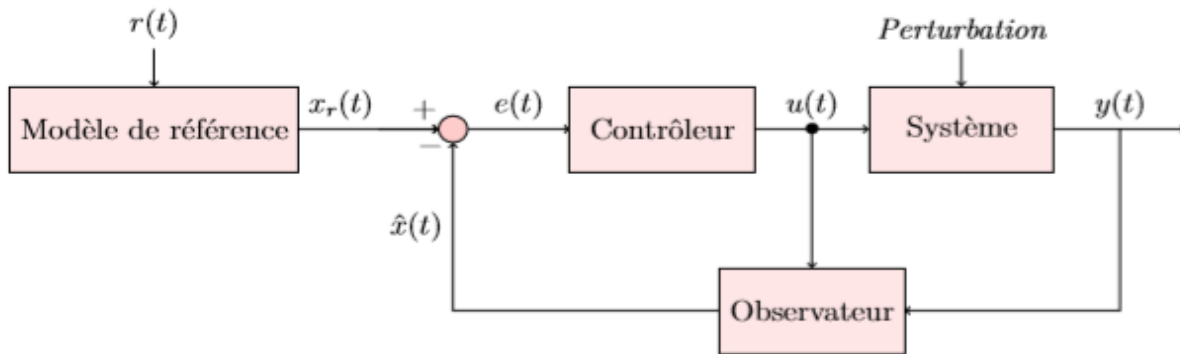


Figure II.5: Structure de contrôle par retour de sortie [Myh15].

### II.4 Observateurs pour les systèmes de Takagi-Sugeno :

Nous allons rappeler les principaux résultats concernant la conception d'observateurs pour systèmes T-S. Pour cela, considérons le modèle T-S suivant pour lequel la sortie est une fonction linéaire de l'état :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^n \mu_i(\xi(t)) (A_i x(t) + B_i u(t)) \quad (\text{II.37})$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (\text{II.38})$$

L'observateur le plus largement développé dans la littérature est une extension de celui de Luenberger proposé pour les systèmes linéaires

$$\dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^n \mu_i(\xi(t)) (A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i (y(t) - \hat{y}(t))) \quad (\text{II.39})$$

$$\hat{y}(t) = C \hat{x}(t) \quad (\text{II.40})$$

A fin de déterminer les gains  $L_i$  de l'observateur (II.39), la stabilité du système générant l'erreur d'estimation d'état est étudiée, cette dernière étant définie par :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (\text{II.41})$$

Sa dynamique est régie par une équation différentielle qui dépend de la connaissance ou non des variables de décision intervenant dans les fonctions d'activation. On définit alors deux cas selon que les variables de décision sont mesurables ou non mesurables . [Di09]

#### II.4.1. Variables de décision mesurables (VDM)

La majeure partie des travaux effectués sur la conception d'observateurs d'état pour les systèmes T-S s'appuie sur l'hypothèse de disponibilité des variables de décision. De ce fait, l'observateur utilise les mêmes variables de décision que le modèle du système ce qui permet une factorisation par les fonctions d'activation lors de l'évaluation de la dynamique de l'erreur d'estimation d'état. Plus précisément, cette dernière s'écrit :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^n \mu_i(\xi(t)) (A_i - L_i C) e(t) \quad (\text{II.42})$$

Les gains  $L_i$  de l'observateur sont déterminés par analyse de la stabilité du système T-S (II.42). ,l'analyse de la stabilité via une fonction de Lyapunov quadratique a permis l'obtention de conditions LMIs pour la synthèse de l'observateur :

**Théorème 1.3.** L'erreur d'estimation d'état converge asymptotiquement vers zéro s'il existe une matrice  $P = P^T > 0 \in \mathbb{R}^{n \times n}$  et des matrices  $K_i \in \mathbb{R}^{n \times n_y}$  telles que les conditions suivantes soient satisfaites :

$$PA_i + A_i^T P - K_i C - C^T K_i^T < 0 \quad (\text{II.43})$$

$$i = 1, \dots, r$$

Les gains de l'observateur sont obtenus à partir de l'équation :

$$L_i = P^{-1} K_i \quad (\text{II.44})$$

Démonstration. Elle s'appuie sur l'étude de la stabilité par la théorie de Lyapunov en utilisant une fonction de Lyapunov quadratique. L'importante propriété de somme convexe des fonctions d'activation a permis l'obtention de conditions suffisantes de stabilité du système (II.42) générant l'erreur d'estimation d'état. Afin d'obtenir des inégalités linéaires, le changement de variable  $K_i = PL_i$  est utilisé.

une amélioration des performances temporelles de l'observateur a été envisagée par un placement des pôles dans une région LMI, puis une application à la détection et localisation de défauts dans un moteur a été réalisée. Plus récemment, les auteurs ont généralisé l'observateur à entrées inconnues proposé pour les systèmes linéaires. La stabilité a été étudiée par la théorie de Lyapunov et les conditions obtenues sont formulées en utilisant des LMIs. Les observateurs à structures variables (à mode glissant) ont également été développés pour les systèmes T-S incertains. Ces observateurs ont été utilisés pour le diagnostic d'un système à trois cuves et d'un turboréacteur d'avion [Di09].

#### II.4.2 Variables de décision non mesurables (VDNM)

Dans le cas où les variables de décision ne sont pas connues, leur factorisation n'est plus possible et la dynamique de l'erreur d'estimation d'état s'écrit alors sous la forme :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(\xi(t)) (A_i x(t) + B_i u(t)) - \sum_{i=1}^r \mu_i(\hat{\xi}(t)) (A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i C e(t)) \quad (\text{II.45})$$

En analysant la forme de l'équation d'état (II.45) on conclut que les résultats obtenus dans le cas des systèmes T-S à VDM ne sont pas applicables pour la détermination des gains  $L_i$  de l'observateur. Peu de travaux ont été menés pour résoudre ce problème. Néanmoins, où les auteurs proposent des conditions de convergence de l'erreur d'estimation d'état vers zéro en s'appuyant sur l'observateur de Thau-Luenberger. Les fonctions d'activation sont alors supposées de nature lipschitziennes

**Théorème 1.4** L'erreur d'estimation d'état entre le modèle T-S et l'observateur converge asymptotiquement vers zéro, s'il existe des matrices symétriques et définies positives  $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$  et  $Q \in \mathbb{R}^{n \times n}$  et des matrices  $K_i \in \mathbb{R}^{n \times n_y}$  ainsi qu'un scalaire positif  $\gamma$

$$A_i^T P + P A_i - K_i C - C^T K_i^T < -Q$$

$$\begin{bmatrix} -Q + \gamma^2 & P \\ P & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (\text{II.46})$$

Une extension a été proposée pour la conception d'observateurs à mode glissant afin de prendre en considération d'éventuelles incertitudes de modélisation [Di09].

## II. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à un rappel de quelques définitions relatives à la modélisation des systèmes non linéaires présentés par des multi modèles de Takagi-Sugeno. Tout d'abord, nous avons présenté les différentes techniques pour l'obtention d'un multi-modèles. Ensuite, nous avons exposé quelques types des contrôleurs pour assurer. Stabilité et stabilisation de ce genre de systèmes .



# *Chapitre III*

---

***Résultats de simulation***

### Introduction

Le logiciel MATLAB / SIMULINK peut être avantageusement utilisé pour simuler les convertisseurs de puissance. Cette étude vise le développement des modèles pour tous les convertisseurs de base et d'étudier sa réponse en boucle ouverte, de sorte que ces modèles peut être utilisé en cas de conception d'un système en boucle fermée .

### III.1.Résultats de simulation

Dans ce test on va simuler le système non linéaire décrit par l'hacheur entrelacé à trois bras. Les figures de (1) jusqu'à (5) représentent les réponses de la tension bus-continu et les courants de lignes dans le cas d'une référence constante et variable.

#### A-Tension bus-continu

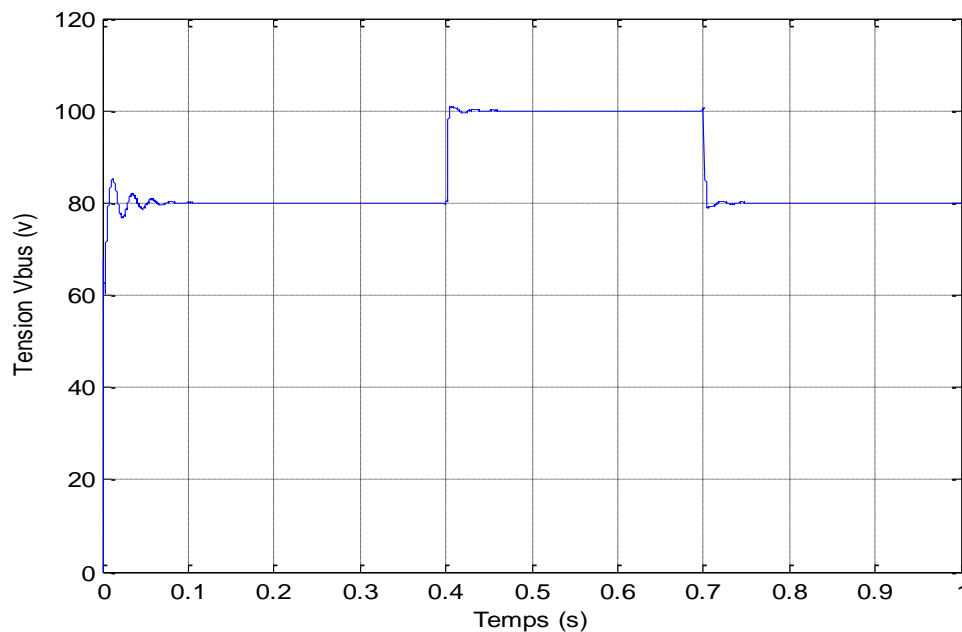


Figure III.1: tension bus-continu.

B-Tension bus-continu multi-modèles

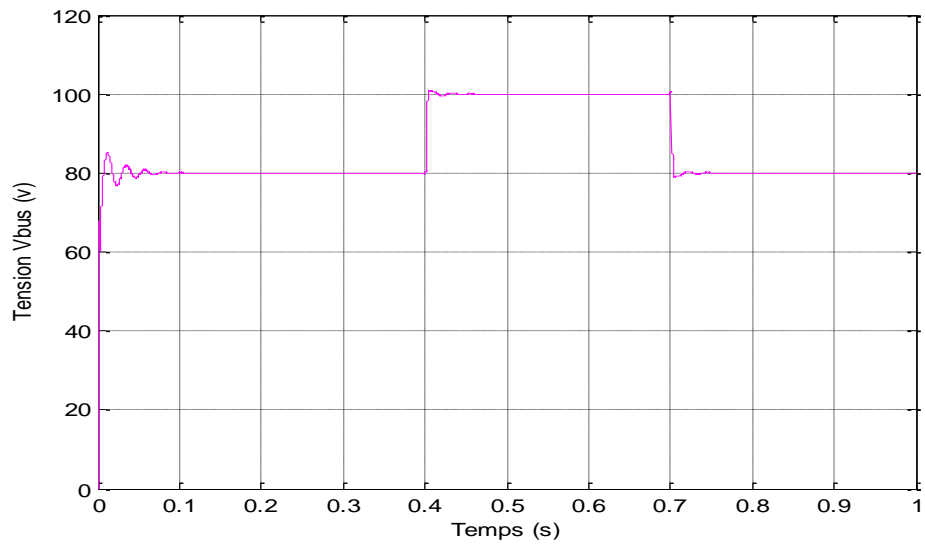


Figure III.2: Tension bus-continu multi-modèles.

C-Courants de lignes

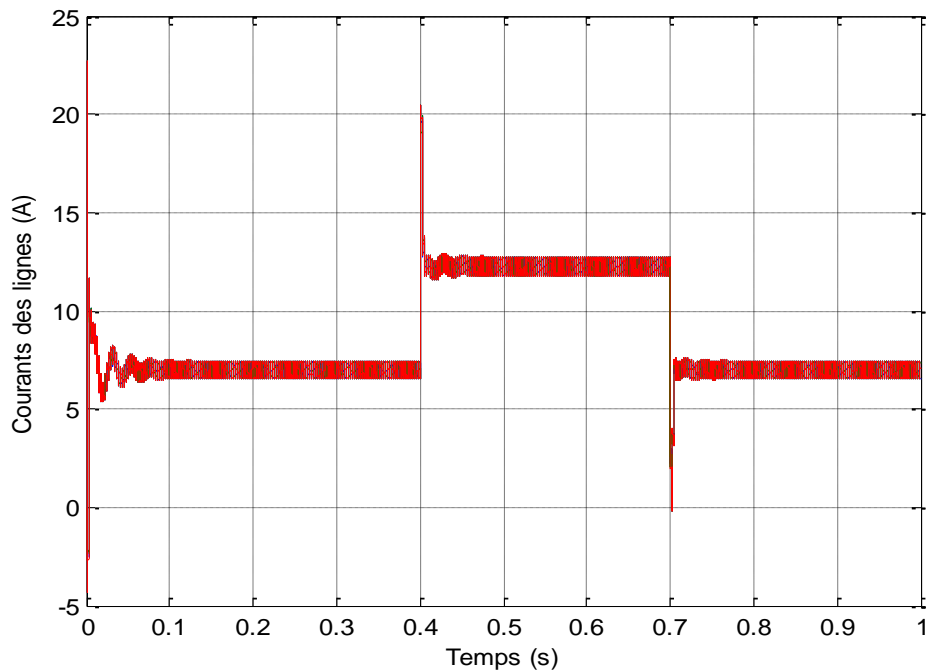


Figure III.3: Courants de ligne.

## D-Zoom des courants de lignes

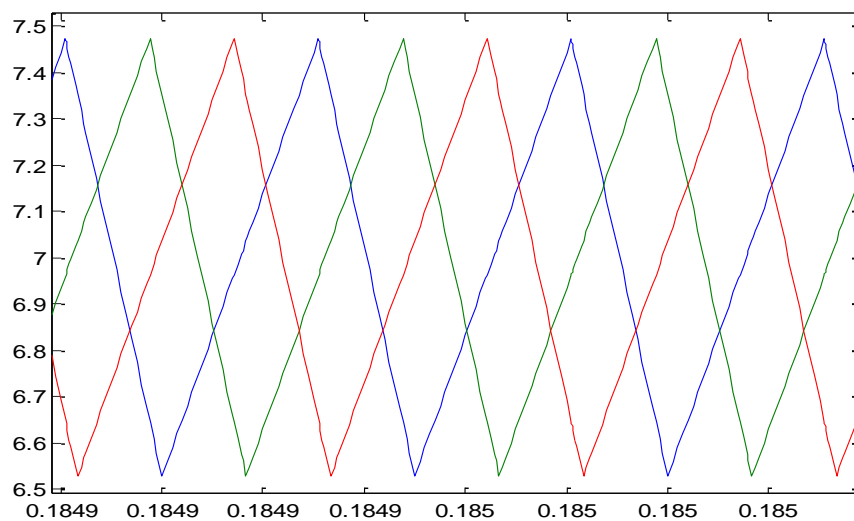


Figure III.4: Zoom des courants de lignes.

## E-Erreur entre le modèle non linéaire et le multi-modèle

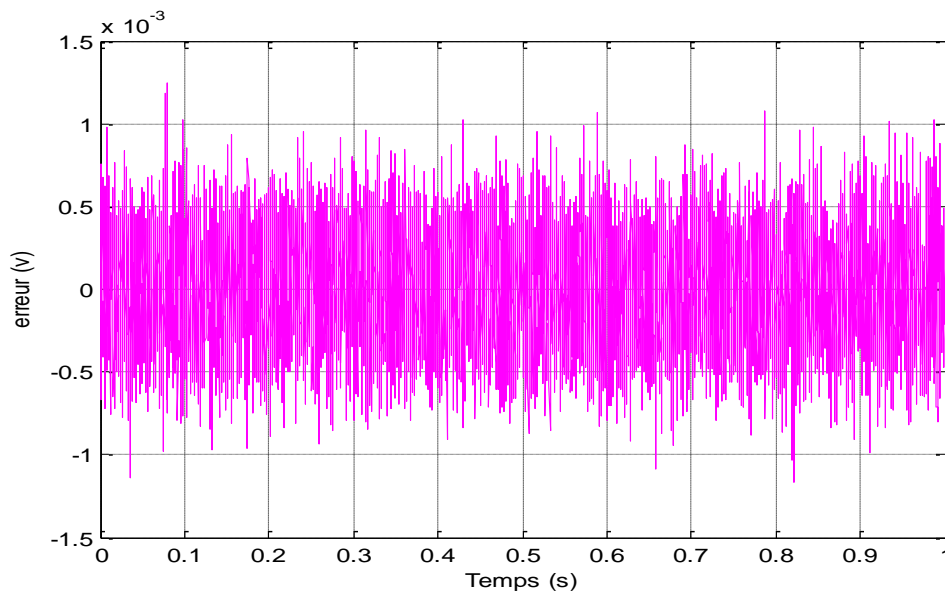


Figure III.5: Erreur entre le modèle non linéaire et le multi-modèle.

À travers ces résultats et à partir de La figure 5 dont on déduit que le taux d'erreur est très faible, on peut le considérer comme nul ( $10^{-3} = 0.003 \simeq 0$ ) , on peut donc dire que la représentation multi-modèle et le modèle non linéaire sont équivalents quel que soit le changement des états.

### *Conclusion*

Dans ce chapitre, nous avons appliqué le modèle multi-modèle pour voir les résultats que nous obtenons à travers elle et nous avons constaté que cette représentation montre sa supériorité de modélisation

*Conclusion générale*

### *Conclusion Générale*

Les travaux effectués dans ce mémoire s'articulent autour de la modélisation des systèmes non linéaires par des méthodes d'automatique avancées appliquées sur un problème d'électronique de puissance.

Tout d'abord, une représentation des différents types de convertisseurs DC DC a été évoquée, comme le hacheur dévolteur, le hacheur survolteur et le hacheur mixte (dévolteur -survolteur), et leurs principes de fonctionnement.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté l'approche des secteurs non linéaires, qui nous permet de réécrire le modèle non linéaire sous la forme de sous-systèmes linéaires interconnectés par des fonctions de poids non linéaires. Nos contributions ont été proposées dans le troisième chapitre de ce mémoire qui s'articule autour de la représentation multi-modèle floue de Takagi-Sugeno d'un hacheur entrelacé à trois bras.

Contrairement aux méthodes proposées dans la littérature, la technique proposée montre sa supériorité. Les problèmes évoqués dans ce mémoire de thèse ouvrent de nombreuses perspectives pour des futurs travaux :

- Conception d'un contrôleur non linéaire où la stabilité est traitée au moyen de fonctions non linéaires.
- Conception d'un banc d'observation pour l'utiliser dans la détection des défauts.



*Bibliographie*



## Bibliographie

[Ahm15][Moh15] El fatmi Ahmed et wene Mohamed, «Les convertisseurs DC-DC pour l'exploitation de L'énergie des panneaux photovoltaïques» Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent Institut des Sciences et de la Technologie, 2015.

[Nou17][Abd17] Goar Noureddine et Mahmoudi Abdelkader,«Réalisation d'un convertisseur DC/DC dans une chaine de conversion d'énergie photovoltaïque»,Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi -,2017.

[Ikr19][Moh19] Chekaf Ikram et Bouziane Mohammed Amine,«Etude et modélisation des hacheurs boost multi-niveaux dédiés aux systèmes photovoltaïques»,Ecole Supérieure En Sciences Appliquées--Telemcen--,2019.

[Abd18] ACHOUR Abderraouf, « Analyse et commande d ' un hacheur Buck- boost», mémoire de master: Université Mohamed Khider de Biskra, 2018.

[Abd15] Mr : Belkaid Abdelhakim, «Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome», Doctorat en sciences: Université Ferhat Abbes - Sétif, 2015.

[Sey17] ZianiSeyfeddine et OuldMammar Mohamed,«Etude et simulation d'un hacheur Boost pour suivre le point de puissance maximal (MPPT) »,Université SAAD DAHLAB de BLIDA, 2017.

[Cha18] Lasгаа Habib Chaouki,«Commande d'un convertisseur DC-DC dans les applications de pile à combustible»,Université Mohamed Khider de Biskra.

[Bel19][Moh19] Boukhouidem Belkacem et Layaida Mohamed, Commande par M'SILA, 2019backstepping d'un convertisseur DC-DC entrelacée, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF.

[Myh15] Mohamed Yacine HAMMOUDI . « Contribution à la commande et à l'observation dans l'association convertisseurs machine » 07/10/2015

[Nag10] Anca Maria NAGY KISS . Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine (Automatique et Traitement du Signal et des Images, Génie Informatique

26 novembre 2010

## *Bibliographie*

---

- [Akh04]** Abdelkader AKHENAK « Conception d'observateurs non linéaires par approche multi-modèle : application au diagnostic », Thèse Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine ; 16 décembre 2004.
- [Oud08]** Mohammed OUDGHIRI . « Commande multi-modèles tolérante aux défauts : Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile » 20 Octobre 2008 .
- [Hdr10]** Kevin GUELTON . « CONTRIBUTION A LA COMMANDE DES SYSTEMES NON LINEAIRES PAR L'APPROCHE TAKAGI-SUGENO » 23 novembre 2010
- [Tb09]** Tahar BOUARAR « Contribution à la synthèse de lois de commande pour les descripteurs de type Takagi-Sugeno incertains et perturbés » Soutenue à l'Université de Reims Champagne Ardenne le 08 décembre 2009.
- [Di09]** Dalil Ichalal « Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine Spécialité Automatique, Traitement du Signal et des Images, Génie Informatique »  
24 novembre 2009
- [Ab16]** Alaeddine BRIKEL «Contribution à la commande d'un convertisseur IBC 3 bras pour l'application pile à combustible» 29/05/2016