



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
Republique Algerienne Democratique Et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي التبسي - تبسة

Université Larbi Tébessi – Tébessa –

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie Electrique

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de Master Académique**

En : Génie Electrique

Spécialité : Automatique et Systèmes

Par : NECIB Ali & DJELLAL Aimen

Sujet

**Modélisation et Commande d'un Convertisseur Buck
via les Modèles Flous de type Takagi-Sugeno**

Présenté et soutenu publiquement, le 23/06/2021, devant le jury composé de :

Mr. THELAIDJIA Toufik

MCB

Président

Mr. OUNNAS Djamel

MCB

Rapporteur

Mr. DJABRI Riadh

MCB

Examineur

Promotion : 2020/2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remercîment :

En premier, nous remercions Allah de nous avoir donné la volonté et la force de finaliser ce travail de recherche.

Nous tient à exprimer notre profonde gratitude et nos sincères remerciements à Monsieur OUNNAS Djamel directeur et encadrant de mémoire pour les efforts qu'il a déployés et les conseils qu'il nous a prodigués, son soutien et sa confiance qui nous ont permis d'avancer et de bien mener ce travail le long de ces mois.

On tient à remercier aussi les membres de jury :

Monsieur Mr. THELAIDJIA Toufik

Monsieur Mr. DJABRI Riadh

Qui ont accepté d'évaluer notre travail.

Nous remercions tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin afin de pouvoir réaliser et accomplir ce travail

Dédicace :

Nous dédions ce modeste travail tout d'abord à nos parents

Pour leurs soutiens et confiances.

À nos familles pour leur encouragement et leur aide.

À tous nos amis, nos camarades de classe.

À tous ceux qui ont contribué à la réussite de ce travail.

ملخص

المحولات DC-DC هي من بين الدارات الإلكترونية الأكثر استخدامًا لكفاءة التحويل العالية وتوتر المخرج القابل للتثبيت. تم تصميم هذه المحولات المستخدمة في الأجهزة الإلكترونية لتنظيم توتر المخرج اعتمادًا على تغيرات في توتر المدخل وشدة تيار. مما يجعلنا نبحث عن طرق أكثر فاعلية لتلبية الطلب الحقيقي. الهدف من هذه المذكرة هو دراسة ونمذجة ودمج حلقة التنظيم لتوتر المخرج للمحول. لهذا، نقدم أولاً نظرة عامة على الأنواع المختلفة لمحولات (Boost و Buck و Buck-Boost). بعد ذلك، نقدم طريقة تسمى MEPLAT تسمح بدمج إعدادات منظم PID الكلاسيكي لمحول Buck. أخيرًا، نقدم منهجية التحكم في محول Buck استنادًا على نموذج Takagi-Sugeno.

Résumé

Les convertisseurs DC-DC à découpage sont parmi les circuits électroniques de puissance les plus utilisés pour leur efficacité de conversion élevée et leur tension de sortie flexible. Ces convertisseurs utilisés pour les appareils électroniques sont conçus pour réguler la tension de sortie contre les changements de la tension d'entrée et du courant de charge. Cela conduit à l'exigence de méthodes de contrôle plus avancées pour répondre à la demande réelle. L'objectif de ce mémoire est l'étude, la modélisation et la synthèse d'une boucle de régulation de la tension de sortie du convertisseur. Pour cela, nous donnons dans un premier temps un aperçu sur les différents types des convertisseurs DC-DC (Boost, Buck et Buck-Boost). Ensuite, nous présentons une méthode dite MEPLAT permettant de synthétiser les paramètres d'un régulateur classique PID pour un convertisseur Buck. Enfin, nous présentons une stratégie de commande de convertisseur Buck basé sur les modèles de type Takagi-Sugeno.

Abstract

Switching DC-DC converters are among the most widely used power electronic circuits for their high conversion efficiency and flexible output voltage. These converters used for electronic devices are designed to regulate output voltage against changes in input voltage and load current. This leads to the demand for more advanced control methods to meet the real demand. The objective of this thesis is the study, modeling and synthesis of a converter output voltage regulation loop. For this, we first give an overview of the different types of DC-DC converters (Boost, Buck and Buck-Boost). Then, we present a method called MEPLAT allowing to synthesize the parameters of a classical PID regulator for a Buck converter. Finally, we present a Buck converter control strategy based on Takagi-Sugeno type models.

Liste des symboles

R	La charge.
r_c	Résistance interne de condensateur.
r_L	Résistance interne de l'inductance.
r_H	Résistance interne de l'interrupteur.
T_e	Période de commutation.
α	Rapport cyclique.
V_e, E	tension d'entrée.
V_s	tension de sortie.
L	Inductance.
D	Diode.
H	Interrupteur.
C	Capacité du Condensateur.
V_d	Tension aux bornes de la diode.
i_L	Courant de l'inductance.
V_L	Tension aux bornes de l'inductance.
V_c	Tension aux bornes de condensateur.
i_S	Courant de sortie.
Δi_L	Ondulation absolue du courant.
f	Fréquence de commutation.
ΔV_S	Ondulation en tension.
i_C	Courant du condensateur.
DC	Courant continu.
V_L	Tension aux bornes de l'inductance.
V_H	Tension aux bornes de l'interrupteur.
$x(t)$	vecteur d'état.
$\tilde{x}(t)$	L'erreur de poursuite.
$Y(t)$	vecteur de sortie.
$u(t)$	vecteur de commande.
A	matrice d'état.
$G(p)$	Fonction de transfert.
$G_{PID}(p)$	Fonction de transfert du régulateur.
K_P	Gain d'action proportionnelle.
K_i	Gain d'action intégrale.
K_d	Gain d'action dérivée.
p_1, p_2	Les pôles du système.

T_i	Constante de temps intégrale.
T_d	Constante de temps dérivée.
t_r	Temps de repense.
r	Nombre de règles floues.
$z_i(t)$	Variable d'appartenance.
$h_i(z)$	Sous-ensembles flous.
F_{ij}	Fonctions d'appartenance.
$\omega_i(z_i(t))$	Fonction de poids.
K_i	Gains de retour d'état.

Liste des abréviations

MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion
PID	Proportionnelle Intégrale Dérivée
PD	Proportionnel Dérivée
PI	Proportionnel Intégral
TS	Takagi-Sugeno
PDC	Parallel Distributed Compensation
IML	Inégalités matricielles linéaires

Table des figures

1.1	Symbole d'un hacheur	6
1.2	Schéma du convertisseur Buck	7
1.3	Chronogrammes de courant	8
1.4	Schéma équivalent pendant $t \in [0, \alpha T_e]$	8
1.5	Schéma équivalent pendant $t \in [\alpha T_e, T_e]$	10
1.6	Schéma du convertisseur Boost	11
1.7	Schéma équivalent pendant $t \in [0, \alpha T_e]$	12
1.8	Schéma équivalent pendant $t \in [\alpha T_e, T_e]$	13
1.9	Schéma du convertisseur Buck-Boost	15
1.10	Schéma équivalent pendant $t \in [0, \alpha T_e]$	15
1.11	Schéma équivalent pendant $t \in [\alpha T_e, T_e]$	17
2.1	Circuit équivalent de convertisseur Buck avec les pertes inhérentes aux éléments du circuit électrique.	21
2.2	Schéma de convertisseur Buck, lorsque H est à l'état ON.	22
2.3	Schéma de convertisseur Buck, lorsque H est à l'état OFF.	23
2.4	Principe de fonctionnement du courant et tension du condensateur.	27
2.5	Réponses du courant d'inductance, tension de sortie, signal PWM et rapport cyclique.	28
2.6	Réponses du tension de sortie.	28
3.1	Schéma bloc d'un système contrôlé.	31
3.2	Réponses du courant d'inductance, tension de sortie, du signal PWM et du rapport cyclique.	35
3.3	Réponses de la tension de sortie.	35
4.1	Validation du modèle flou	41
4.2	Réponse des tension V_s non linéaire et V_s modèle flou TS	41
4.3	Réponse du courant i_L de deux modèle non linéaire et flou TS	42
4.4	Principe de commande PDC	43
4.5	Schéma bloc de la simulation.	47
4.6	Réponses du courant d'inductance, tension de sortie, signal PWM et rapport cyclique.	48
4.7	Réponses de la tension de sortie.	48
4.8	Réponses du tension de sortie commandé par un contrôleur flou TS et un contrôleur PID	49

Sommaire

Symboles	i
Abréviations	iii
Table des figures	iv
Sommaire	1
Introduction générale	2
1 Convertisseurs DC-DC	5
1.1 Introduction	6
1.2 Différent type de convertisseurs DC-DC	6
1.3 Convertisseur Buck	7
1.3.1 Principe de fonctionnement	7
1.3.2 Modèle mathématique équivalent	8
1.4 Convertisseur Boost	11
1.4.1 Principe de fonctionnement	11
1.4.2 Modèle mathématique équivalent	12
1.5 Convertisseur Buck-Boost	14
1.5.1 Principe de fonctionnement	15
1.5.2 Modèle mathématique équivalent	15
1.6 Contrôle des convertisseurs DC-DC	18
1.6.1 Principe de commande	18
1.7 Conclusion	18
2 Modélisation du convertisseur Buck	19
2.1 Introduction	20
2.2 Modélisation de convertisseur Buck	20
2.2.1 Représentation d'états	20
2.2.2 Modes de fonctionnement et équations d'états	21
2.3 Dimensionnements des composants	25
2.3.1 Analyse pour l'interrupteur fermé	25
2.3.2 Analyse pour le commutateur ouvert	25
2.3.3 Ondulation de tension de sortie	26
2.4 Simulation du convertisseur Buck on boucle ouvert	27
2.5 Conclusion	29

3	Contrôle PID du convertisseur Buck	30
3.1	Introduction	31
3.2	Définition de la régulation et de l'asservissement	31
3.3	But de la régulation	31
3.4	Fonction de transfert d'un convertisseur Buck	32
3.5	Commande du convertisseur Buck par un contrôleur PID	32
3.6	Synthèse d'un régulateur PID par la méthode de MEPLAT	33
3.6.1	Résultats de simulation	34
3.7	Conclusion	36
4	Commande floue de convertisseur Buck basée sur les modèles de Takagi-Sugeno	37
4.1	Introduction	38
4.2	Modèle flou de type de Takagi-Sugeno	38
4.2.1	Obtention des modèles flous de type Takagi-Sugeno	39
4.2.2	Modèle flou TS du convertisseur Buck	39
4.2.3	Validation du modèle flou TS de convertisseur buck	41
4.3	Stabilité et stabilisation des systèmes flous de TS	42
4.3.1	Stabilité des modèles TS	42
4.3.2	Commande de la compensation parallèle distribuée (PDC)	42
4.4	Application à la commande d'un convertisseur DC-DC Buck	44
4.4.1	Conception de contrôleur	44
4.5	Modèle de référence et contrôleur de poursuite	46
4.5.1	Résultats de simulation pour la commande floue TS de convertisseur Buck	47
4.6	Conclusion	49
	Conclusion Générale	50
	Annexe	52
	Bibliographie	56

Introduction générale

Introduction générale

Les convertisseurs DC-DC occupent de plus en plus une place très importante dans le domaine du génie électrique, leur présence est indispensable grâce à leurs rendements, leurs faibles encombrements ainsi que leurs poids et coûts réduits, Ils se composent de condensateurs, d'inductance et d'interrupteurs statiques. Ils consomment moins de puissance. C'est pour cette raison que les hacheurs ont de très bons rendements. Ils ont occupé une place importante dans les sources d'alimentation des ordinateurs portables, les téléphones mobiles, les appareils électroménagers et les énergies renouvelables comme panneaux solaires photovoltaïques, éoliennes etc., même pour de faibles niveaux de puissance [1][2].

Les convertisseurs DC-DC les plus répandus sont de plusieurs types, parmi lesquels Buck, Boost et Buck-Boost, nous sommes intéressés dans ce mémoire à l'étude de convertisseur buck. Il est intrinsèquement un système non linéaire. Il est nécessaire de développer des contrôleurs non-linéaires prenant en charge l'imprécision des modèles mathématiques. Les techniques de commande qui peuvent être envisagées doivent aboutir à des correcteurs simples à implémenter, ce qui exige des structures simples à mettre en œuvre [2].

L'approche de modélisation TS permet donc de représenter un système non linéaire par une interconnexion de modèles affines et linéaires autour de différents points de fonctionnement à travers des fonctions de pondération normalisées appelées fonctions d'activation. Ces fonctions peuvent être soit identifiées à partir d'un processus réel, soit sur la base d'un modèle de connaissance afin d'aboutir à une représentation exacte de celui-ci dans un espace compact de l'espace d'état [3].

Les lois de commande couramment utilisées sur ce type de modèles sont de type retour d'état non linéaire PDC (Parallel Distributed Compensation). L'idée principale de la technique de PDC est basée sur la conception de la loi de commande, chaque loi de commande linéaire doit utiliser la même règle que celle du modèle TS flou du système qui permettra de le compenser. La formulation de celle-ci aboutit à un ensemble d'inégalité écrite, dans la mesure du possible, sous la forme d'inégalités matricielles linéaires. Les LMI, s'il s'avère qu'elles admettent une solution, peuvent être résolues à l'aide d'outils issus du domaine de l'optimisation convexe.

Dans ce contexte, l'objectif de ce travail est la modélisation et commande d'un convertisseur Buck via les modèles flous de type Takagi-Sugeno. Notre mémoire est structuré en quatre chapitres comme suit :

- Le premier chapitre, présente des généralités sur les différents types de convertisseurs DC-DC, et discute et sur la conception et le principe de fonctionnement de chaque type.
- Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation du convertisseur DC-DC de type Buck. Ensuite, nous présentons le dimensionnement de ce convertisseur.
- Le troisième chapitre est réservé à la synthèse d'un régulateur classique PID pour

un convertisseur Buck.

- Le quatrième chapitre est réservé à la synthèse d'un régulateur flou pour un convertisseur Buck basé sur le modèle de Takagi-Sugeno.

Enfin, nous terminerons notre travail par une conclusion qui englobera tout ce qui a été développé, ainsi qu'une discussion des résultats obtenus.

Chapitre 1

Convertisseurs DC-DC

1.1 Introduction

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de générer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension fixe. Ils sont populaires en raison de leurs petites tailles et l'efficacité par rapport aux régulateurs linéaires. Les convertisseurs DC-DC ont un très grand domaine d'application. Ceux-ci sont largement utilisés dans les ordinateurs personnels, des périphériques informatiques et adaptateurs d'appareils électroniques pour fournir des tensions continues [4].

La conception de contrôleur pour n'importe quel système nécessite la connaissance de comportement du système. Habituellement, cela implique une description mathématique de la relation entre les entrées du processus, les variables d'état, et de la sortie, cette description sous forme des équations mathématiques qui décrivent le comportement du système est appelé modèle du système [5].

La grande variété de topologie de circuit de convertisseurs varie entre une configuration à un transistor unique : abaisseur (Buck), élévateur (Boost) et abaisseur élévateur (Buck-Boost) et des configurations complexes comportant deux ou quatre interrupteurs et qui emploient une commutation douce ou des techniques de résonance pour contrôler les pertes de commutation [6].

1.2 Différent type de convertisseurs DC-DC

Pour la conversion de puissance, il est essentiel que le rendement soit maintenu élevé pour éviter la dissipation de la puissance et pour éviter les échauffements excessifs dans les composants électroniques. Pour cette raison toute la conversion de puissance échangée doit être réalisée autour des composants de stockage d'énergie (inductances et condensateurs) et les commutateurs. Les commutateurs de puissance utilisés dépendent du niveau de la puissance à convertir ou à commander [7].

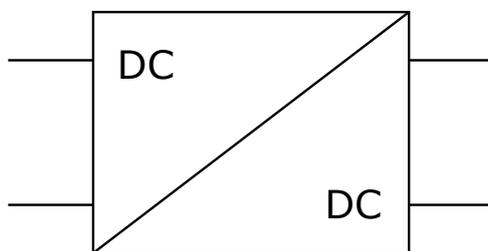


FIGURE 1.1 – Symbole d'un hacheur

L'étude des convertisseurs DC-DC les plus simples qui puissent être. Les différences structures de hacheurs dépendent du cahier de charges imposé au système pour choisir le type de hacheur il faut prendre en compte la nature des réseaux d'entrée et de sortie, différents

types de convertisseurs de tension peuvent être [6] :

- Hacheur abaisseur (Buck).
- Hacheur élévateur (Boost).
- Hacheur abaisseur-élévateur (Buck-Boost).

1.3 Convertisseur Buck

Le convertisseur dévolteur peut être souvent trouvé dans la littérature sous le nom de hacheur Buck ou hacheur série. La figure (1.2) présente le schéma de principe du convertisseur dévolteur. Son application typique est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure [7].

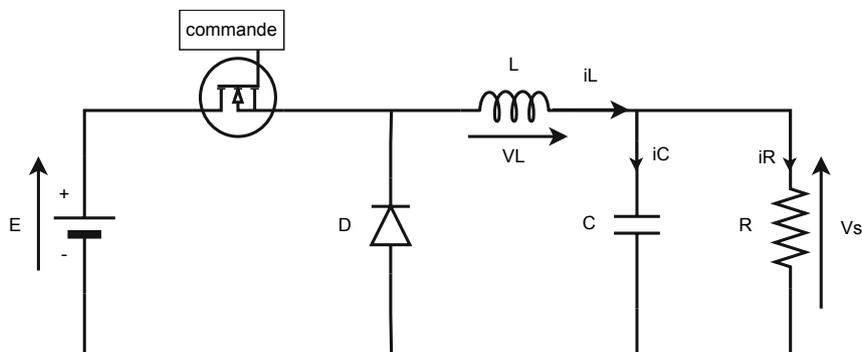


FIGURE 1.2 – Schéma du convertisseur Buck

1.3.1 Principe de fonctionnement

On note :

α : le rapport cyclique des impulsions qui commandent l'interrupteur.

T_e : étant la période des impulsions.

Quand l'interrupteur est fermé pendant la durée αT_e , la tension appliquée aux bornes de la diode. L'interrupteur est commandé à la fréquence de découpage $f_e = \frac{1}{T_e}$ la source V_e fournit de l'énergie à la charge et à l'inductance.

Pendant le temps $t \in [\alpha T_e, T_e]$ l'interrupteur s'ouvre et l'énergie emmagasinée dans l'inductance commande la circulation du courant dans la diode de roue libre D. La tension à ses bornes est donc nulle.

Les chronogrammes (tracés dans le cas idéal) de la figure (1.3) sont tracés dans le cas d'une conduction continue, c'est-à-dire que le courant ne repasse jamais par zéro.

Pour calculer la relation entre la tension d'entrée et celle de sortie, on exprime que la

tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle [8].

$$E = \alpha.V_s \tag{1.1}$$

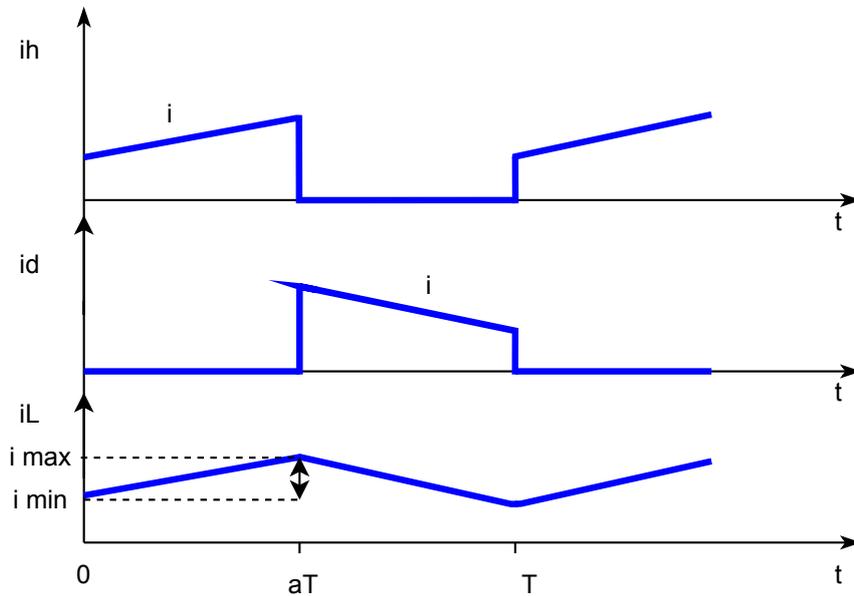


FIGURE 1.3 – Chronogrammes de courant

1.3.2 Modèle mathématique équivalent

Pour pouvoir synthétiser les fonctions du hacheur abaisseur à l'état d'équilibre, il est nécessaire de présenter les schémas équivalents du circuit à chaque position de l'interrupteur H.

1^{er} cas l'interrupteur H fermé ($t \in [0, \alpha T_e]$) :

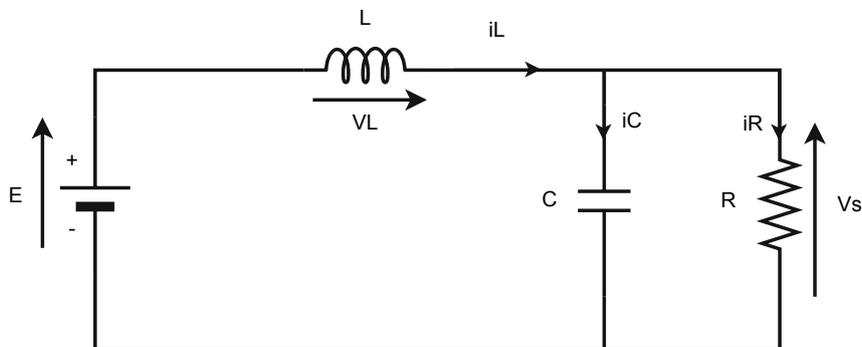


FIGURE 1.4 – Schéma équivalent pendant $t \in [0, \alpha T_e]$

Les équations régissant le fonctionnement de l'interrupteur H a l'état fermé sont données ci-dessous. Lorsqu'on applique la loi de Kirchhoff sur le circuit ci-dessus on aura l'équation suivante :

$$E = V_L + V_S + V_H \quad (1.2)$$

Dans le cas d'un interrupteur idéal on a : $V_h = 0$

$$E = V_L + V_S \quad (1.3)$$

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (1.4)$$

$$E = L \frac{di}{dt} + V_S \quad (1.5)$$

$$E - V_S = L \frac{di}{dt} \quad (1.6)$$

$$(E - V_S)dt = Ldi(t) \quad (1.7)$$

$$\int (E - V_S)dt = \int Ldi(t) \quad (1.8)$$

$$(E - V_S)t = Li(t) + K \quad (1.9)$$

à partir de la solution de l'équation du premier ordre, nous obtenons :

$$i(t) = \frac{E - V_S}{L}t + K \quad (1.10)$$

Pour $t = 0$:

$$i(0) = K = i_{min} \quad (1.11)$$

Pour $t = \alpha T$:

$$i(\alpha T) = i_{max} = \frac{E - V_S}{L}\alpha T + K \quad (1.12)$$

$$i_{max} = \frac{E - V_S}{L}\alpha T + i_{min} \quad (1.13)$$

L'ondulation de courant Δi :

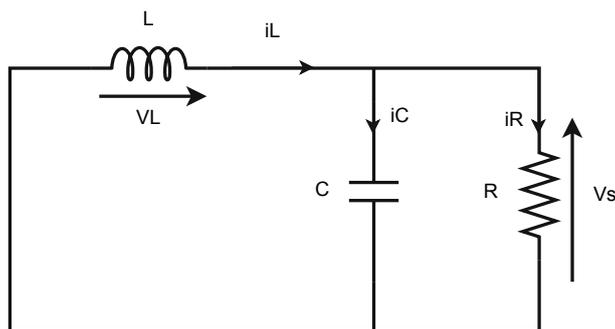
$$\Delta i = i_{max} - i_{min} \quad (1.14)$$

$$\Delta i = \frac{E - V_S}{L}\alpha T \quad (1.15)$$

$$\Delta i = \frac{E - V_S}{L.f}\alpha \quad (1.16)$$

2^{eme} cas l'interrupteur H ouvert ($t \in [\alpha T_e , T_e]$) :

Les équations régissant le fonctionnement de l'interrupteur H a l'état ouvert sont données ci-dessous :

FIGURE 1.5 – Schéma équivalent pendant $t \in [\alpha T_e, T_e]$

Lorsqu'on applique la loi de Kirchhoff sur le circuit ci-dessus on aura l'équation suivante :

$$V_L + V_S + V_D = 0 \quad (1.17)$$

Dans le cas d'un interrupteur D idéal on a : $V_D = 0$

$$V_S = -V_L = -L \frac{di}{dt} \quad (1.18)$$

$$V_S = -L \frac{di}{dt} \quad (1.19)$$

$$V_S dt = -L di \quad (1.20)$$

$$\int (V_S) dt = - \int L di(t) \quad (1.21)$$

$$(V_S)t = -Li(t) + K \quad (1.22)$$

à partir de la solution de l'équation du premier ordre, nous obtenons :

$$i(t) = \frac{-V_S}{L}t + K \quad (1.23)$$

Pour $t = \alpha T$:

$$i(\alpha T) = i_{max} = \frac{-V_S}{L}\alpha T + K \quad (1.24)$$

$$K = \frac{V_S}{L}\alpha T + i_{max} \quad (1.25)$$

Donc :

$$i(t) = \frac{-V_S}{L}t + \frac{V_S}{L}\alpha T + i_{max} \quad (1.26)$$

$$i(t) = \frac{V_S}{L}(\alpha T - t) + i_{max} \quad (1.27)$$

Pour $t = T$:

$$i(T) = i_{min} = \frac{V_S}{L}(\alpha T - T) + i_{max} \quad (1.28)$$

L'ondulation de courant Δi :

$$\Delta i = i_{max} - i_{min} \quad (1.29)$$

$$\Delta i = \frac{-V_S}{L}(\alpha - 1)T = \frac{V_S}{L}(1 - \alpha)T \quad (1.30)$$

$$\Delta i = \frac{V_S}{L.f}(1 - \alpha) \quad (1.31)$$

1.4 Convertisseur Boost

Le convertisseur élévateur, survolteur, parallèle ou Boost est un convertisseur direct DC-DC. La figure (1.6) présente le schéma de principe de ce convertisseur. La source d'entrée est de type courant continu et la charge de sortie est de type tension continue. L'application typique est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie supérieur. L'interrupteur H peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées [1].

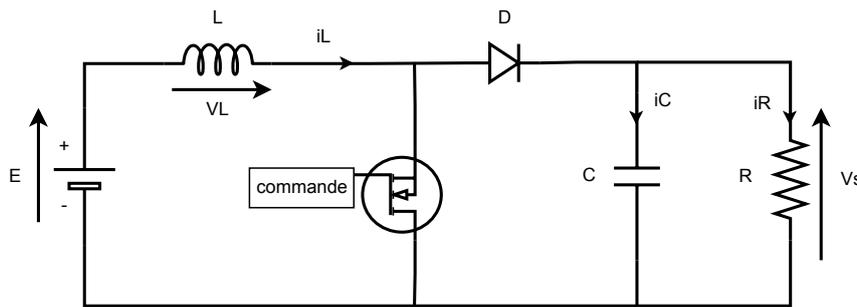


FIGURE 1.6 – Schéma du convertisseur Boost

1.4.1 Principe de fonctionnement

Quand l'interrupteur est fermé pendant la durée, le courant dans l'inductance croît linéairement. La tension aux bornes de H est nulle. Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'interrupteur D est fermé. Durant cette séquence, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est restituée au condensateur et à la charge R. En écrivant [8] :

$$V_e = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T V_S dt = (1 - \alpha)V_S \quad (1.32)$$

$$V_S = \frac{V_e}{(1 - \alpha)} \quad (1.33)$$

Dans la phase dure de 0 à αT , l'interrupteur commandé est fermé, la tension à ses bornes est nulle. La source est la charge ne sont pas en contact durant cette phase. La diode est

alors bloquée et le courant dans l'inductance croît linéairement.

Pour la seconde phase, de αT à T , on ouvre l'interrupteur commandé et l'énergie emmagasinée dans l'inductance commande la circulation du courant dans la diode qui devient passante [9].

1.4.2 Modèle mathématique équivalent

Pour pouvoir synthétiser les fonctions du hacheur survolteur à l'état d'équilibre, il est nécessaire de présenter les schémas équivalents du circuit à chaque position de l'interrupteur H.

1^{er} cas l'interrupteur H fermé ($t \in [0, \alpha T_e]$) :

Les équations régissant le fonctionnement de l'interrupteur H a l'état fermé sont données ci-dessous :

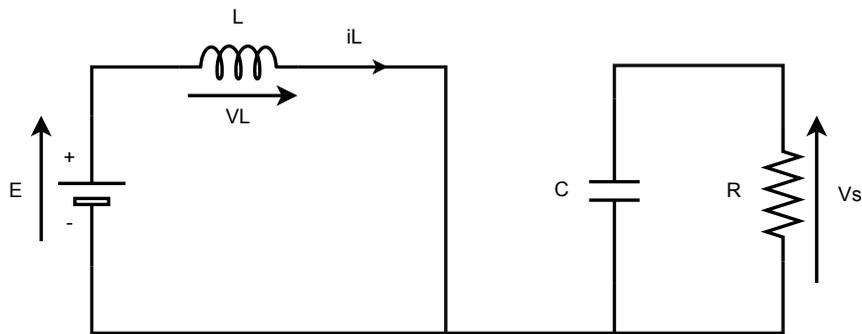


FIGURE 1.7 – Schéma équivalent pendant $t \in [0, \alpha T_e]$

Lorsqu'on applique la loi de Kirchhoff sur le circuit ci-dessus on aura l'équation suivante :

$$E = V_L = L \frac{di(t)}{dt} \quad (1.34)$$

$$E = L \frac{di(t)}{dt} \quad (1.35)$$

$$\left(\frac{E}{L}\right)dt = di(t) \quad (1.36)$$

$$\int \left(\frac{E}{L}\right)dt = \int di(t) \quad (1.37)$$

$$\left(\frac{E}{L}\right)t = i(t) + K \quad (1.38)$$

à partir de la solution de l'équation du premier ordre, nous obtenons :

$$i(t) = \frac{E}{L}t + K \quad (1.39)$$

Pour $t = 0$:

$$i(0) = K = i_{min} \quad (1.40)$$

Pour $t = \alpha T$:

$$i(\alpha T) = i_{max} = \frac{E}{L}\alpha T + K \quad (1.41)$$

$$i_{max} = \frac{E}{L}\alpha T + i_{min} \quad (1.42)$$

L'ondulation de courant Δi :

$$\Delta i = i_{max} - i_{min} \quad (1.43)$$

$$\Delta i = \frac{E}{L}\alpha T \quad (1.44)$$

$$\Delta i = \frac{E}{L.f}\alpha \quad (1.45)$$

2^{eme} cas l'interrupteur H ouvert ($t \in [\alpha T_e , T_e]$) :

Les équations régissant le fonctionnement de l'interrupteur H a l'état ouvert sont données ci-dessous :

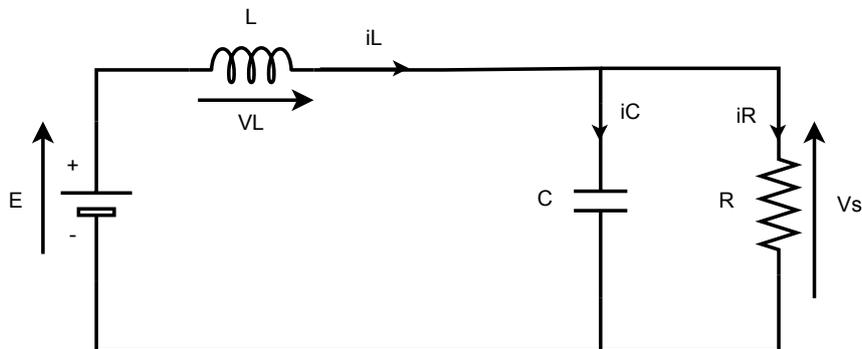


FIGURE 1.8 – Schéma équivalent pendant $t \in [\alpha T_e , T_e]$

Lorsqu'on applique la loi de Kirchhoff sur le circuit ci-dessus on aura l'équation suivante :

$$E = -V_L + V_S \quad (1.46)$$

$$E = V_S - L \frac{di}{dt} \quad (1.47)$$

$$(E - V_S)dt = -Ldi \quad (1.48)$$

$$\int (E - V_S)dt = - \int Ldi(t) \quad (1.49)$$

$$(E - V_S)t = -Li(t) + K \quad (1.50)$$

$$\frac{(E - V_S)}{L}t + K = -i(t) \quad (1.51)$$

à partir de la solution de l'équation du premier ordre, nous obtenons :

$$i(t) = -\frac{E - V_S}{L}t - K \quad (1.52)$$

Pour $t = \alpha T$:

$$i(\alpha T) = i_{max} = -\frac{E - V_S}{L}\alpha T - K \quad (1.53)$$

$$K = \frac{E - V_S}{L}\alpha T - i_{max} \quad (1.54)$$

Donc :

$$i(t) = -\frac{E - V_S}{L}t - \frac{E - V_S}{L}\alpha T + i_{max} \quad (1.55)$$

$$i(t) = -\frac{E - V_S}{L}(t - \alpha T) + i_{max} \quad (1.56)$$

Pour $t = T$:

$$i(T) = i_{min} = -\frac{E - V_S}{L}(T - \alpha T) + i_{max} \quad (1.57)$$

$$i_{max} - i_{min} = \frac{E - V_S}{L}(T - \alpha T) \quad (1.58)$$

L'ondulation de courant Δi :

$$\Delta i = i_{max} - i_{min} \quad (1.59)$$

$$\Delta i = \frac{E - V_S}{L}(1 - \alpha)T \quad (1.60)$$

$$\Delta i = \frac{E - V_S}{L.f}(1 - \alpha) \quad (1.61)$$

1.5 Convertisseur Buck-Boost

Le convertisseur buck-boost est un convertisseur indirect DC-DC à stockage inductif. La source d'entrée est de type courant continu et la charge de sortie est de type tension continue, son application typique est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie peut être supérieure ou inférieure.

L'interrupteur H peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées [8].

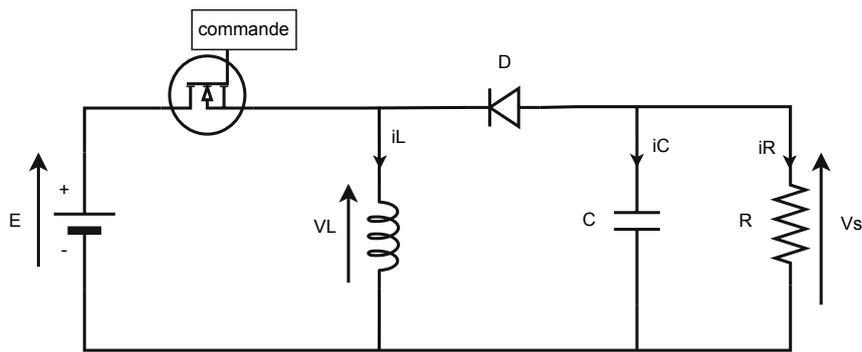


FIGURE 1.9 – Schéma du convertisseur Buck-Boost

1.5.1 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck-Boost peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur "H" :

- Dans l'état passant, l'interrupteur "H" est fermé, conduisant ainsi à une augmentation de l'énergie stockée dans l'inductance.
- Dans l'état bloqué, l'interrupteur "H" est ouvert l'inductance est reliée à la charge et à la capacité. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité et la charge.

Comparé aux convertisseurs Buck et Boost, les principales différences sont :

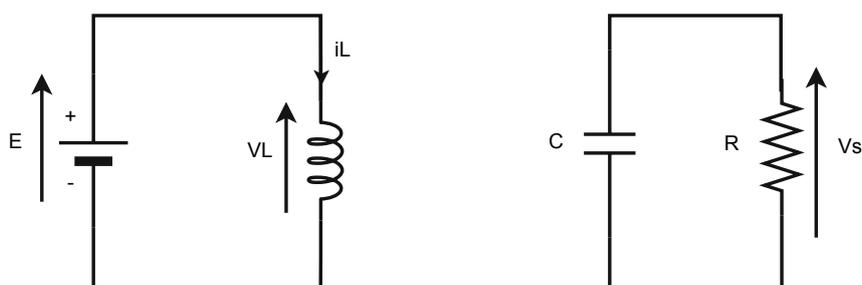
- La tension de sortie est de polarité inverse de celle d'entrée.
- La tension de sortie peut varier de 0 à $-\infty$ (pour un convertisseur idéal)[6].

1.5.2 Modèle mathématique équivalent

Pour pouvoir synthétiser les fonctions du hacheur buck-boost à l'état d'équilibre, il est nécessaire de présenter les schémas équivalents du circuit à chaque position de l'interrupteur H.

1^{er} cas l'interrupteur H fermé ($t \in [0, \alpha T_e]$) :

Les équations régissant le fonctionnement de l'interrupteur H à l'état fermé sont données ci-dessous :

FIGURE 1.10 – Schéma équivalent pendant $t \in [0, \alpha T_e]$

Lorsqu'on applique la loi de Kirchhoff sur le circuit ci-dessus on aura l'équation suivante :

$$E = V_L = L \frac{di(t)}{dt} \quad (1.62)$$

$$E = L \frac{di(t)}{dt} \quad (1.63)$$

$$\left(\frac{E}{L}\right)dt = di(t) \quad (1.64)$$

$$\int \left(\frac{E}{L}\right)dt = \int di(t) \quad (1.65)$$

$$\left(\frac{E}{L}\right)t = i(t) + K \quad (1.66)$$

à partir de la solution de l'équation du premier ordre, nous obtenons :

$$i(t) = \frac{E}{L}t + K \quad (1.67)$$

Pour $t = 0$:

$$i(0) = K = i_{min} \quad (1.68)$$

Pour $t = \alpha T$:

$$i(\alpha T) = i_{max} = \frac{E}{L}\alpha T + K \quad (1.69)$$

$$i_{max} = \frac{E}{L}\alpha T + i_{min} \quad (1.70)$$

L'ondulation de courant Δi :

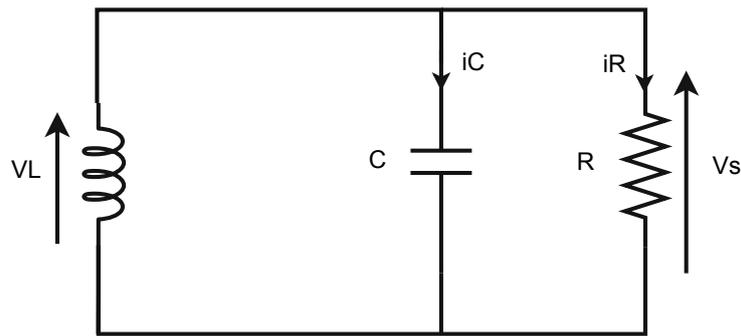
$$\Delta i = i_{max} - i_{min} \quad (1.71)$$

$$\Delta i = \frac{E}{L}\alpha T \quad (1.72)$$

$$\Delta i = \frac{E}{L.f}\alpha \quad (1.73)$$

2^{eme} cas l'interrupteur H ouvert ($t \in [\alpha T_e , T_e]$) :

Les équations régissant le fonctionnement de l'interrupteur H a l'état ouvert sont données ci-dessous :

FIGURE 1.11 – Schéma équivalent pendant $t \in [\alpha T_e, T_e]$

Lorsqu'on applique la loi de Kirchhoff sur le circuit ci-dessus on aura l'équation suivante :

$$V_S = V_L + V_S \quad (1.74)$$

$$V_S = L \frac{di(t)}{dt} \quad (1.75)$$

$$\left(\frac{V_S}{L}\right)dt = di(t) \quad (1.76)$$

$$\int \frac{V_S}{L} dt = \int di(t) \quad (1.77)$$

$$\frac{V_S}{L}t + K = i(t) \quad (1.78)$$

à partir de la solution de l'équation du premier ordre, nous obtenons :

$$i(t) = \frac{V_S}{L}t + K \quad (1.79)$$

Pour $t = \alpha T$:

$$i(\alpha T) = i_{max} = \frac{V_S}{L}\alpha T + K \quad (1.80)$$

$$K = i_{max} - \frac{V_S}{L}\alpha T \quad (1.81)$$

Donc :

$$i(t) = \frac{V_S}{L}t + i_{max} - \frac{V_S}{L}\alpha T \quad (1.82)$$

$$i(t) = \frac{V_S}{L}(t - \alpha T) + i_{max} \quad (1.83)$$

Pour $t = T$:

$$i(T) = i_{min} = \frac{V_S}{L}(T - \alpha T) + i_{max} \quad (1.84)$$

$$i_{max} - i_{min} = \frac{V_S}{L}(T - \alpha T) \quad (1.85)$$

L'ondulation de courant Δi :

$$\Delta i = i_{max} - i_{min} \quad (1.86)$$

$$\Delta i = \frac{V_S}{L}(1 - \alpha)T \quad (1.87)$$

$$\Delta i = \frac{V_S}{L \cdot f}(1 - \alpha) \quad (1.88)$$

1.6 Contrôle des convertisseurs DC-DC

Différentes techniques sont couramment utilisées pour asservir un signal électrique à un signal de référence pour la commande des convertisseurs DC/DC. La technique dite Modulation par Largeur d'Impulsion (MLI) utilise des régulateurs linéaires (PI, PID...) ou non linéaires (glissant, entrée/sortie...) dont la sortie est une grandeur de commande continue. Cette sortie est alors comparée à un signal porteur, on obtient alors les ordres de commutations des interrupteurs. La fréquence du signal porteur fixe la fréquence de découpage à condition que les grandeurs de sorties des régulateurs évoluent lentement sur une période du signal porteur. Cette technique, facile d'utilisation, assure alors un fonctionnement à fréquence fixe, un contenu harmonique parfaitement identifié mais possède aussi de par sa structure et des propriétés dynamiques limitées [7].

1.6.1 Principe de commande

Dans les convertisseurs DC-DC, la tension de sortie doit être régulée pour être constamment égale à une tension de référence, du fait que la tension d'alimentation E et les caractéristiques de la charge peuvent varier. Une méthode pour réguler la tension de sortie afin d'obtenir une tension moyenne fixe consiste à ajuster en permanence le rapport cyclique de commande de l'interrupteur $\alpha = \frac{T_{on}}{T}$ sans modifier T .

Cette méthode qui consiste à faire varier la largeur des impulsions de commande de l'interrupteur est appelée méthode de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) ou encore PWM (Pulse Width Modulation)[10].

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types de convertisseurs DC/DC (Hacheur). Ensuite, on a une étude détaillée sur les trois types de hacheurs (Buck, Boost, Buck-Boost) était mené afin de déterminer les caractéristiques de fonctionnement de chaque type.

Chapitre 2

Modélisation du convertisseur Buck

2.1 Introduction

La modélisation est une tâche importante pour avoir l'information nécessaire sur le comportement du système et la synthèse du contrôleur. Le modèle doit être simple, fidèle et exploitable .

N'importe quel convertisseur de puissance utilise un système de commande, par exemple dans un convertisseur continu/continu, la tension de sortie doit typiquement être maintenue constante, indépendante de la tension d'entrée et des variations de la charge. Pour concevoir un tel système de commande, il est important de disposer d'un modèle dynamique du convertisseur. Malheureusement, la compréhension du comportement dynamique du convertisseur n'est pas facilitée par la nature non-linéaire et le caractère temporel des processus de commutation et de modulation de largeur d'impulsion. En particulier, il faut savoir comment les variations de la tension d'entrée, du courant dans la charge et le rapport cyclique affectent la tension de sortie [11].

Le commutateur du convertisseur est commandé par un signal PWM (Pulse Width Modulation) ou MLI (Modulation Largeur d'Impulsion), avec une fréquence de commutation f_s fixe et un rapport cyclique D variable .Pour obtenir un modèle plus précis, nous prenons en compte les résistances parasites des conducteurs et des composants qui influent beaucoup sur le comportement des convertisseurs [12].

2.2 Modélisation de convertisseur Buck

2.2.1 Représentation d'états

Dans la plus part des cas, l'évolution en fonction du temps du système peut être décrite par les deux équations suivantes qui constituent la représentation d'état [13].

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u, t); \text{équation d'état.} \\ y = g(x, u, t); \text{équation de sortie.} \end{cases} \quad (2.1)$$

Dans le cas où le système considéré est linéaire, la représentation d'état se met sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.2)$$

Avec :

- x : vecteur d'état, Y : vecteur de sortie, u : vecteur de commande et A : matrice d'état.
- Dans la première séquence de conduction, de $(0 \text{ à } \alpha T = t_1)$: l'interrupteur H est à l'état de conduction et la diode D est bloquée.

Le modèle s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t) \\ V_s(t) = C_1x(t) \end{cases} \quad (2.3)$$

- Dans la deuxième séquence, de $(\alpha T$ à $T = t_2)$: l'interrupteur H est bloqué, et la diode D est en conduction.

Le modèle s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t) \\ V_s(t) = C_2x(t) \end{cases} \quad (2.4)$$

2.2.2 Modes de fonctionnement et équations d'états

Quand l'interrupteur H se trouve dans la position fermée, la diode est bloquée. Lorsque l'interrupteur passe en position ouvert, la diode se met en conduction. Donc, dans le mode de conduction continue les états de l'interrupteur et de la diode sont complémentaires.

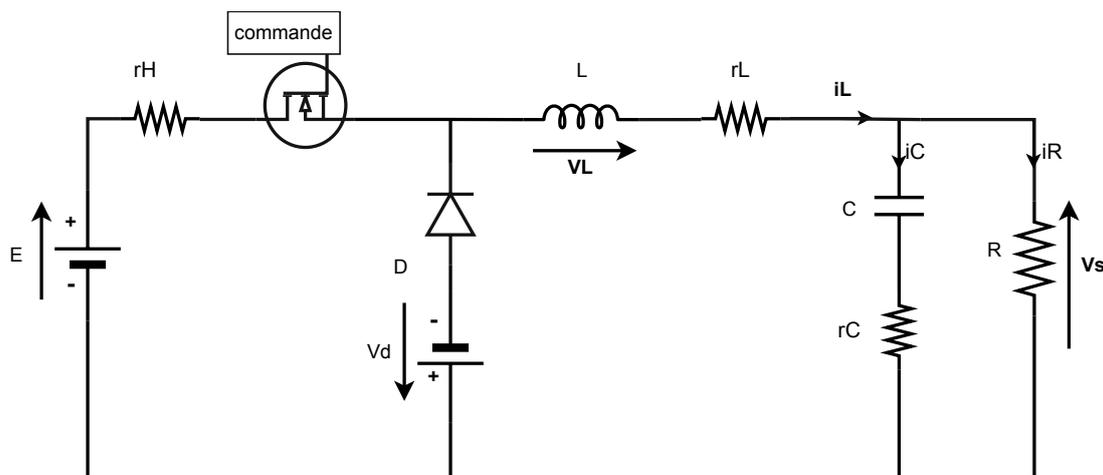


FIGURE 2.1 – Circuit équivalent de convertisseur Buck avec les pertes inhérentes aux éléments du circuit électrique.

a. Première séquence de conduction

L'interrupteur H se trouve dans la position fermée en position 'ON', la diode D est en position 'OFF' :

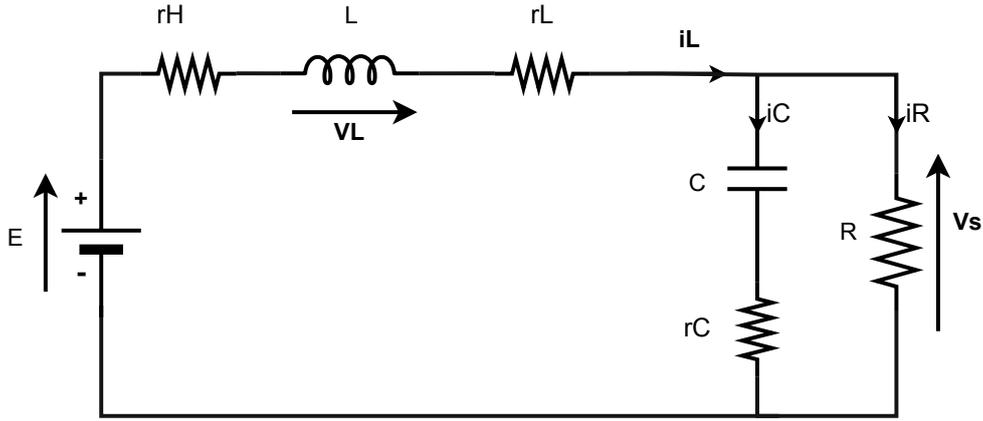


FIGURE 2.2 – Schéma de convertisseur Buck, lorsque H est à l'état ON.

Le comportement dynamique du circuit est alors donné par :

$$V_e - L \frac{di_L}{dt} - r_L i_L - r_c i_c - V_c - r_h i_L = 0 \quad (2.5)$$

$$V_s = r_c i_c + V_c \quad (2.6)$$

$$i_s = i_L - i_c \quad (2.7)$$

Pour le choix des variables d'états, on prend :

$$i_L = x_1 \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \dot{x}_1 \quad (2.8)$$

$$V_c = x_2 \rightarrow \frac{1}{C} \int i_c dt = x_2 \rightarrow \dot{x}_2 = \frac{i_c}{C} \quad (2.9)$$

Par l'utilisation de la loi de Kirchhoff et les lois du courant on obtient les équations liées aux variables d'état suivantes :

$$r_c i_c = R i_s - V_c \quad (2.10)$$

$$r_c i_c = R(i_L - i_c) - V_c \quad (2.11)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C} \frac{R}{r_c + R} x_1 - \frac{1}{C} \frac{1}{r_c + R} x_2 \quad (2.12)$$

Et alors l'équation (2.5)

$$V_e - L \frac{di_L}{dt} - r_L i_L - r_c i_c - V_c - r_h i_L = 0 \quad (2.13)$$

$$V_e - r_h i_L - L \frac{di_L}{dt} = r_L i_L + r_c \left(\frac{1}{C} \frac{R}{r_c + R} i_L - \frac{1}{C} \frac{1}{r_c + R} V_c \right) + V_c \quad (2.14)$$

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_c R}{r_c + R} \right) x_1 - \frac{1}{L} \left(\frac{R}{r_c + R} \right) x_2 + \frac{1}{L} (V_e - r_h i_L) \quad (2.15)$$

La sortie devient :

$$y = R i_s = r_c i_c + V_c \quad (2.16)$$

$$y = r_c \left(\frac{R}{r_c + R} i_L - \frac{1}{r_c + R} V_c \right) + V_c \quad (2.17)$$

$$y = \frac{r_c R}{r_c + R} x_1 + \frac{R}{r_c + R} x_2 \quad (2.18)$$

Donc, le système sous forme matricielle devient :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_c R}{r_c + R} \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R}{r_c + R} \right) \\ \frac{1}{C} \frac{R}{r_c + R} & -\frac{1}{C} \frac{1}{r_c + R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} (V_e - r_h i_L) \\ 0 \end{bmatrix} \\ y = \begin{bmatrix} \frac{r_c R}{r_c + R} & \frac{R}{r_c + R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.19)$$

b. Deuxième séquence de conduction

L'interrupteur H se trouve dans la position ouverte en position 'OFF', la diode D est en position 'ON' : Le comportement dynamique du circuit est alors donné par :

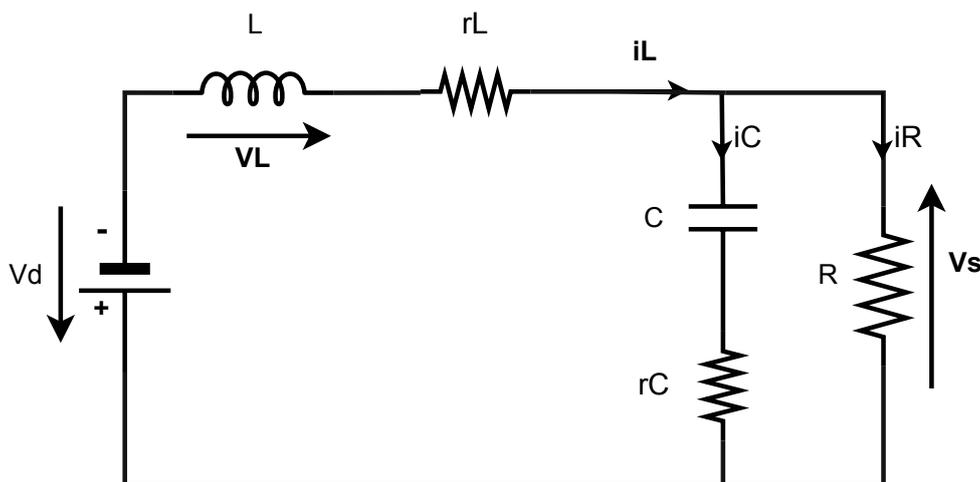


FIGURE 2.3 – Schéma de convertisseur Buck, lorsque H est à l'état OFF.

$$L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L + r_c i_c + V_c = 0 \quad (2.20)$$

$$V_s = r_c i_c + V_c \quad (2.21)$$

$$i_s = i_L - i_c \quad (2.22)$$

Par l'utilisation de la loi de Kirchhoff et les lois du courant on obtient les équations liées aux variables d'état suivantes :

$$r_c i_c = R i_s - V_c \quad (2.23)$$

$$r_c i_c = R (i_L - i_c) - V_c \quad (2.24)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C} \frac{R}{r_c + R} x_1 - \frac{1}{C} \frac{1}{r_c + R} x_2 \quad (2.25)$$

Et alors l'équation (2.20)

$$V_d - L \frac{di_L}{dt} - r_L i_L - r_c i_c - V_c = 0 \quad (2.26)$$

$$V_d - L \frac{di_L}{dt} = r_L i_L + r_c \left(\frac{1}{C} \frac{R}{r_c + R} i_L - \frac{1}{C} \frac{1}{r_c + R} V_c \right) + V_c \quad (2.27)$$

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_c R}{r_c + R} \right) x_1 - \frac{1}{L} \left(\frac{R}{r_c + R} \right) x_2 - \frac{1}{L} V_d \quad (2.28)$$

Ce qui fait que le système sous forme matricielle est :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_c R}{r_c + R} \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R}{r_c + R} \right) \\ \frac{1}{C} \frac{R}{r_c + R} & -\frac{1}{C} \frac{1}{r_c + R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} V_d \\ 0 \end{bmatrix} \\ y = \begin{bmatrix} \frac{r_c R}{r_c + R} & \frac{R}{r_c + R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.29)$$

D'après les expressions (1^{ere} cas) et (2^{eme} cas), on peut écrire :

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_c R}{r_c + R} \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R}{r_c + R} \right) \\ \frac{1}{C} \frac{R}{r_c + R} & -\frac{1}{C} \frac{1}{r_c + R} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} (V_e - r_h i_L) \\ 0 \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} V_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_c R}{r_c + R} & \frac{R}{r_c + R} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Le modèle moyen est fourni par la moyenne des représentations linéaires mentionnés précédemment et suivent l'équation expressions (1ere cas) et (2eme cas).

$$A = A_1 \alpha + A_2 (1 - \alpha) = A_1 \alpha + A_1 (1 - \alpha) = A_1 \quad (2.33)$$

$$B = B_1 \alpha + B_2 (1 - \alpha) = B_1 \alpha - B_2 \alpha + B_2 = (B_1 + B_2) \alpha + B_2 \quad (2.34)$$

on écrit :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{r_c R}{r_c + R} \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R}{r_c + R} \right) \\ \frac{1}{C} \frac{R}{r_c + R} & -\frac{1}{C} \frac{1}{r_c + R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} (V_d + V_e - r_h i_L) \\ 0 \end{bmatrix} \alpha + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} V_d \\ 0 \end{bmatrix} \\ y = \begin{bmatrix} \frac{r_c R}{r_c + R} & \frac{R}{r_c + R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.35)$$

2.3 Dimensionnements des composants

Nous allons dimensionner correctement les composants électriques utilisés dans notre circuit, notamment les valeurs de l'inductance L et de la capacité C . Il est nécessaire de connaître leur valeur maximale pendant les conditions les plus sévères des tensions et des courants.

Avant de dimensionner les composants de notre convertisseur, il faut connaître d'abord leur fréquence de commutation. Le choix de la fréquence de commutation est un compromis, en effet :

- Plus la fréquence est grande, plus les dimensions des éléments seront faibles.
- Plus la fréquence est grande, plus les pertes de commutations seront grandes.

Il faut noter aussi que les composants sont limités en fréquence, il n'est donc pas possible de choisir une fréquence de commutation trop élevée lorsque des contraintes d'encombrement sont imposées. Dans de nombreuses applications, la fréquence de commutation est choisie supérieure au domaine audible ($\geq 20\text{KHz}$) [14].

2.3.1 Analyse pour l'interrupteur fermé

$$E - V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.36)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E - V_s}{L} \quad (2.37)$$

Le changement de courant pendant que l'interrupteur est fermé est calculé en modifiant l'équation précédente [15] :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{\alpha T} = \frac{E - V_s}{L} \quad (2.38)$$

$$\Delta i_{Lf} = \frac{E - V_s}{L} \alpha T \quad (2.39)$$

2.3.2 Analyse pour le commutateur ouvert

$$V_L = -V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.40)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_s}{L} \quad (2.41)$$

Le changement de courant d'inductance lorsque l'interrupteur est ouvert est :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1 - \alpha)T} = \frac{-V_s}{L} \quad (2.42)$$

$$\Delta i_{Lo} = -\left(\frac{V_s}{L}\right)(1 - \alpha)T \quad (2.43)$$

Le courant moyen de l'inducteur doit être le même que le courant moyen dans la résistance de charge, car le courant moyen du condensateur doit être nul pour un fonctionnement en régime permanent [15].

$$i_L = i_R = \frac{V_s}{R} \quad (2.44)$$

Puisque le changement de courant d'inductance est connu, les valeurs maximum et minimum du courant d'inductance sont calculées comme :

$$i_{Lmax} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.45)$$

$$i_{Lmax} = \frac{V_s}{R} + \frac{1}{2} \left(\left(\frac{V_s}{L} \right) (1 - \alpha) T \right) = V_s \left(\frac{1}{R} + \frac{(1 - \alpha)}{2Lf} \right) \quad (2.46)$$

$$i_{Lmin} = i_L - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.47)$$

$$i_{Lmin} = \frac{V_s}{R} - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{V_s}{L} \right) (1 - \alpha) T \right) = V_s \left(\frac{1}{R} - \frac{(1 - \alpha)}{2Lf} \right) \quad (2.48)$$

Le circuit fonctionnera pour un courant d'inductance discontinu, mais l'analyse précédente n'est pas valide. L'équation (2.48) peut être utilisée pour déterminer la combinaison de L et f qui se traduira par un courant continu. Puisque $i_{Lmin} = 0$ est la limite entre courant continu et discontinu.

$$i_{Lmin} = V_s \left(\frac{1}{R} - \frac{(1 - \alpha)}{2Lf} \right) = 0 \quad (2.49)$$

$$L_{min} = \frac{(1 - \alpha)R}{2f} \quad (2.50)$$

Pour déterminer la valeur de l'inductance pour un courant d'inductance crête à crête spécifié pour un fonctionnement en courant continu :

$$\Delta i_L = \frac{E - V_s}{L} \alpha T = \frac{E - V_s}{Lf} \alpha = \frac{V_s(1 - \alpha)}{Lf} \quad (2.51)$$

$$L \geq \frac{V_s(1 - \alpha)}{\Delta i_L f} \quad (2.52)$$

2.3.3 Ondulation de tension de sortie

La variation de la tension de sortie, ou ondulation, est calculée à partir de la relation tension-courant du condensateur. Le courant dans le condensateur est [15] :

$$i_c = i_L - i_R \quad (2.53)$$

Alors que le courant du condensateur est positif, le condensateur se charge. D'après la définition de la capacité .

$$Q = CV_s \quad (2.54)$$

$$\Delta Q = C\Delta V_s \quad (2.55)$$

$$\Delta V_s = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.56)$$

Le changement de charge ΔQ est l'aire du triangle au-dessus de l'axe des temps :

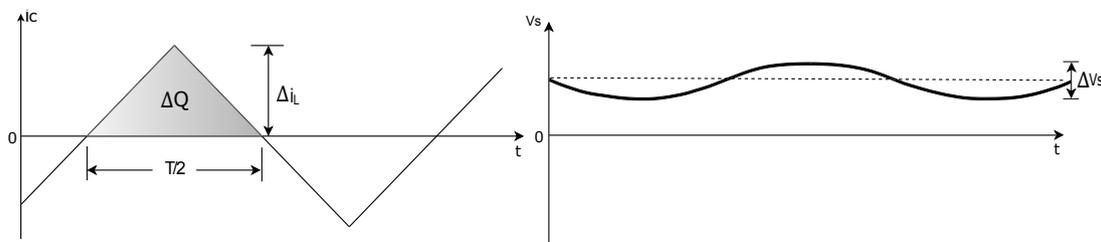


FIGURE 2.4 – Principe de fonctionnement du courant et tension du condensateur.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{\Delta i_L T}{8} \quad (2.57)$$

Donc :

$$\Delta V_s = \frac{T \Delta i_L}{8C} \quad (2.58)$$

nous avons utilisé Δi_{Lo} pour ΔV_s :

$$\Delta i_{Lo} = \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T \quad (2.59)$$

$$\Delta V_s = \frac{T V_s}{8CL} (1 - \alpha) T = \frac{V_s (1 - \alpha) T^2}{8CL} \quad (2.60)$$

Donc :

$$C \geq \frac{V_s (1 - \alpha) T^2}{8(\Delta V_s) L f^2} \quad (2.61)$$

2.4 Simulation du convertisseur Buck en boucle ouverte

Afin de vérifier le dimensionnement de composants de notre convertisseur d'une part et sa commande en boucle ouverte d'autre part, des tests de simulation ont été effectués à l'aide de l'environnement Matlab-Simulink avec les paramètres du convertisseur Buck résumés dans le tableau (2.4).

La première simulation est réalisée pour un rapport cyclique de 0.5. Les réponses du courant d'inductance, de la tension de sortie, du signal PWM et du rapport cyclique sont illustrées sur la figure (2.5), respectivement. La deuxième simulation est réalisée pour un rapport cyclique de 0.75. La réponse de la tension de sortie est illustrée sur la figure (2.6).

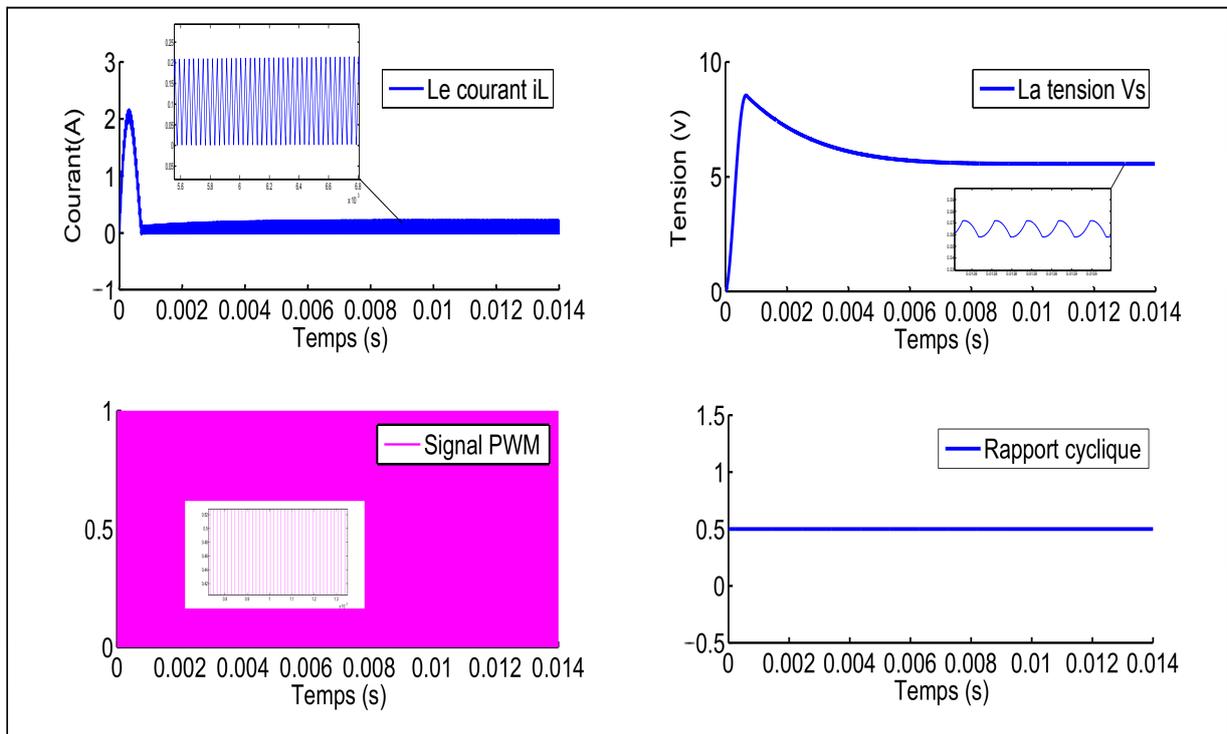


FIGURE 2.5 – Réponses du courant d’inductance, tension de sortie, signal PWM et rapport cyclique.

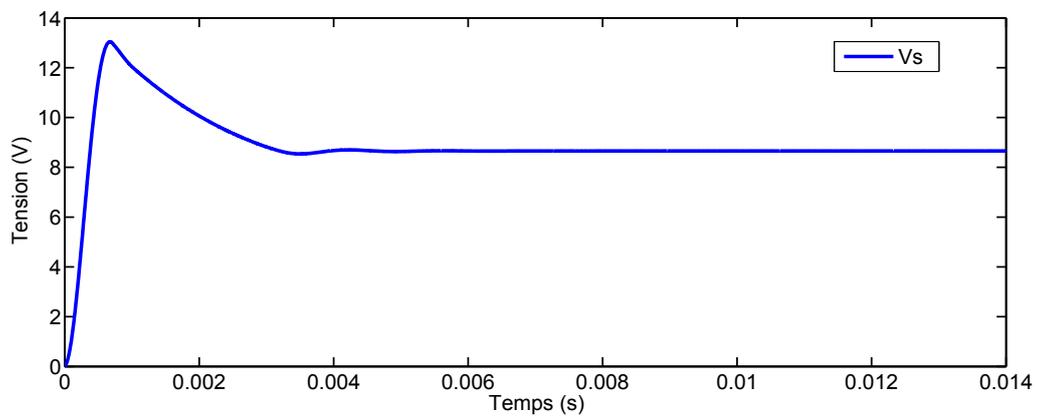


FIGURE 2.6 – Réponses du tension de sortie.

Paramètre	Valeur
Tension d'entrée V_e	10v
L'inductance L	600 μH
La capacité C	270 μF
La résistance de charge R	30 Ω
La résistance interne de condensateur r_c	0.18 Ω
La résistance interne de l'inductance r_L	0.1 Ω
La résistance interne de l'interrupteur r_h	0.1 Ω
Tension interne de Diode V_d	0.8v
La fréquence de commutation f	31.38KHz

TABLE 2.1 – Les paramètres du convertisseur Buck

Les résultats montrent que la tension de sortie vérifie parfaitement l'expression théorique qui relie la tension de sortie et le rapport cyclique ce qui valide notre dimensionnement des composants.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le convertisseur DC-DC de type Buck, et démontré le développement du modèle de notre convertisseur qui est la clé de la conception des contrôles présentés dans les prochains chapitres de ce travail. Nous avons présenté la modélisation du convertisseur DC-DC type Buck. Ensuite, nous avons présenté le dimensionnement de ce convertisseur, en particulier d'inductance L et capacité C . Enfin, nous avons présenté quelques résultats de simulation de la commande de convertisseur Buck en boucle ouverte.

Chapitre 3

Contrôle PID du convertisseur Buck

3.1 Introduction

De très nombreux systèmes possèdent une fonction de transfert qui peut être présentée approximativement par un gain statique et une partie dynamique. Le rôle de l'automatique englobant le domaine de la régulation qui constitue l'étape, délicate, de la réflexion du contrôle puisqu'elle doit garantir un fonctionnement du processus conforme à l'objectif fixé. Le régulateur Proportionnelle Intégrale Dérivée (PID) est un système d'auto régulation (boucle fermée), qui cherche à réduire l'erreur entre la consigne et la mesure [16]. Il est utile de disposer d'une méthode de contrôle permettant de confier à l'asservissement de système, les propriétés que l'on attend d'une bonne régulation : (système asservi précis, rapide et stable) [17].

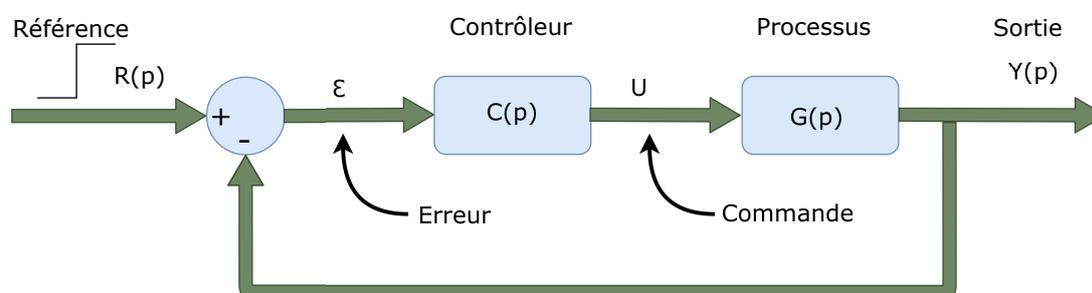


FIGURE 3.1 – Schéma bloc d'un système contrôlé.

3.2 Définition de la régulation et de l'asservissement

- **L'asservissement** : la sortie doit suivre le plus fidèlement possible la consigne qui est variable et les grandeurs perturbatrices n'existent pas ou son très peu influente sur la grandeur à maîtriser.
- **La régulation** : on cherche à maintenir constante la sortie conformément à une consigne qui est constante malgré l'action de perturbations. La régulation est un cas particulier de l'asservissement qui correspond tout simplement au cas d'un consigne constante [18].

3.3 But de la régulation

L'ensemble (actionneur, processus, capteur) décrit par la fonction de transfert $G(p)$, le but de la commande est de déterminer la fonction de transfert d'un élément $C(p)$, de façon que le système asservi possède [17] :

- Une erreur faible ou nulle (précision réglable si possible).
- Un temps de réponse fixe (réglable si possible).
- Une allure de réponse acceptable.

3.4 Fonction de transfert d'un convertisseur Buck

La fonction de transfert d'un convertisseur Buck est [19] :

$$G(p) = \frac{V_s}{u} = V_e \left(\frac{R}{R+r_L} \right) \left(\frac{\frac{p}{\omega_{zero}} + 1}{\Omega(p)} \right) \quad (3.1)$$

avec

$$\Omega(p) = \frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{p}{Q\omega_0} + 1 \quad (3.2)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC \frac{R+r_C}{R+r_L}}} \quad (3.3)$$

$$\omega_{zero} = \frac{1}{Cr_C} \quad (3.4)$$

$$Q = \frac{1}{\omega_0 \left(\frac{L}{R+r_L} + \frac{Rr_L C}{R+r_L} + r_C C \right)} \quad (3.5)$$

On peut écrire la fonction de transfert sous la forme suivante :

$$G(p) = \frac{ap + b}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)} \quad (3.6)$$

Tel que :

$$\begin{cases} a = \frac{V_e}{p_1 \cdot p_2 \cdot \omega_{zero}} \left(\frac{R}{R+r_L} \right) \\ b = \frac{V_e}{p_1 \cdot p_2} \left(\frac{R}{R+r_L} \right) \end{cases} \quad (3.7)$$

Tandis que les constantes de temps sont :

$$\begin{cases} \tau_1 = -\frac{1}{p_1} \\ \tau_2 = -\frac{1}{p_2} \end{cases} \quad (3.8)$$

Tel que les pôles du système sont les suivants :

$$\begin{cases} p_1 = \frac{-\frac{\omega_0}{Q} - j\sqrt{\left(\frac{\omega_0}{Q} + 2\omega_0\right)\left(\frac{\omega_0}{Q} - 2\omega_0\right)}}{2} \\ p_2 = \frac{-\frac{\omega_0}{Q} + j\sqrt{\left(\frac{\omega_0}{Q} + 2\omega_0\right)\left(\frac{\omega_0}{Q} - 2\omega_0\right)}}{2} \end{cases} \quad (3.9)$$

3.5 Commande du convertisseur Buck par un contrôleur PID

Le régulateur PID est composé de trois actions, l'action proportionnelle, l'action intégrale et l'action dérivée. Il consiste à élaborer une commande qui est la somme de ces trois actions. Il est très utilisé à l'industrie car il permet de régler l'amortissement et le

temps de réponse d'une régulation d'un processus modélisé par un second ordre. Diverses formes du contrôleur PID [20] :

$$u(t) = \alpha e(t) + \beta \int_0^t e(t)dt + \gamma \frac{de(t)}{dt} = \alpha \left[e(t) + \frac{\beta}{\alpha} \int_0^t e(t)dt + \frac{\gamma}{\alpha} \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3.10)$$

Pour raison d'homogénéité, les coefficients $(\frac{\beta}{\alpha})$ et $(\frac{\gamma}{\alpha})$ sont nécessairement du type $\frac{1}{T_1}$ et T_2 , où T_1 et T_2 sont des constantes de temps. D'où une première écriture en prenant la transformée de Laplace.

$$G_{PID}(p) = \alpha \left[1 + \frac{1}{T_1 p} + T_2 p \right] \quad (3.11)$$

On préfère en général utiliser une deuxième forme, en faisant apparaître la régulation PID comme résultante de la mise en série d'un régulateur Proportionnel Intégral (PI), suivi d'un régulateur Proportionnel Dérivée (PD).

Alors l'écriture usuelle du contrôleur PID est comme suit :

$$G_{PID}(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) (1 + T_d p) \quad (3.12)$$

- K_p : Gain de proportionnalité.
- T_i : Constante de temps intégrale.
- T_d : Constante de temps dérivée.

En identifiant, on passe de la première écriture à la deuxième, soit :

$$K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) (1 + T_d p) = \frac{K_p}{T_i p} [1 + (T_i + T_d)p + T_i T_d p^2] = \frac{\alpha}{T_i p} [1 + T_1 p T_1 T_2 p^2] \quad (3.13)$$

D'où :

$$\begin{cases} \frac{K_p}{T_i} = \frac{\alpha}{T_1} \\ T_i + T_d = T_1 \\ T_i T_d = T_1 T_1 \end{cases} \quad (3.14)$$

3.6 Synthèse d'un régulateur PID par la méthode de MEPLAT

A travers la fonction de transfert en boucle ouverte du convertisseur DC-DC Buck donnée par l'équation suivante, le réglage du contrôleur PID est conçu de façon à ce que le convertisseur ait une performance dynamique souhaitée [17].

$$G(p) = \frac{ap + b}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)} \quad (3.15)$$

La fonction de transfert du régulateur PID est :

$$G_{PID}(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) (1 + T_d p) \quad (3.16)$$

Nous écrivons donc la fonction de transfert du processus Buck associée à la fonction de transfert du contrôleur PID en boucle ouvert :

$$G_{PID}G(p)_{bo} = \left(\frac{ap + b}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}\right) \left(K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p}\right) (1 + T_d p)\right) \quad (3.17)$$

On prend $T_i = \tau_1$ et $T_d = \tau_2$:

$$G_{PID}G(p)_{bo} = \left(\frac{ap + b}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}\right) \left(K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_2 p}\right) (1 + \tau_1 p)\right) \quad (3.18)$$

$$G_{PID}G(p)_{bo} = \frac{K_p(ap + b)}{\tau_1 p} \quad (3.19)$$

La fonction de transfert du processus Buck associée avec la fonction de transfert du contrôleur PID en boucle fermée est d'écrite par l'équation :

$$G_{PID}G(p)_{bf} = \frac{G_{PID}G(p)}{1 + G_{PID}G(p)} \quad (3.20)$$

$$G_{PID}G(p)_{bf} = \frac{K_p(ap + b)}{(K_p + \tau_1)p + K_p b} \quad (3.21)$$

Le système bouclé est un premier ordre, dont le seul paramètre de réglage est le gain de proportionnalité K_p . le temps de repense à 5% est $t_r = \frac{3\tau_2}{K_p a}$ qui est aussi réglable par le gain K_p .

$$K_p = \frac{3\tau_2}{t_r a} \quad (3.22)$$

— Le temps d'intégration est : $T_i = \tau_1$

— Le temps de dérivation est : $T_d = \tau_2$

On peut calculer donc les gains d'intégration et dérivation, de tel façon que :

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (3.23)$$

$$K_d = K_p T_d \quad (3.24)$$

3.6.1 Résultats de simulation

Afin de vérifier les performance de contrôleur PID, des tests de simulation ont été effectué à l'aide de l'environnement Matlab-Simulink avec les paramètre du convertisseur Buck résumé dans le tableau (2.4). Les paramètres du contrôleur sont obtenus à l'aide de la méthode MEPLAT, comme suit :

$$\begin{cases} K_p = 7.1822 \cdot 10^{-4} \\ K_i = 14.6280 \\ K_d = 2.3760 \cdot 10^{-6} \end{cases} \quad (3.25)$$

La première simulation est réalisée pour une tension de référence de $V_{ref} = 6V$. Les réponses du courant d'inductance, de la tension de sortie, du signal PWM et du rapport cyclique sont illustrées sur la figure (3.2), respectivement. Tandis que la deuxième simulation est portée sur le test de la robustesse de contrôleur pour signale de référence carré. La réponses de la tension de sortie est illustrée sur la figure (3.3).

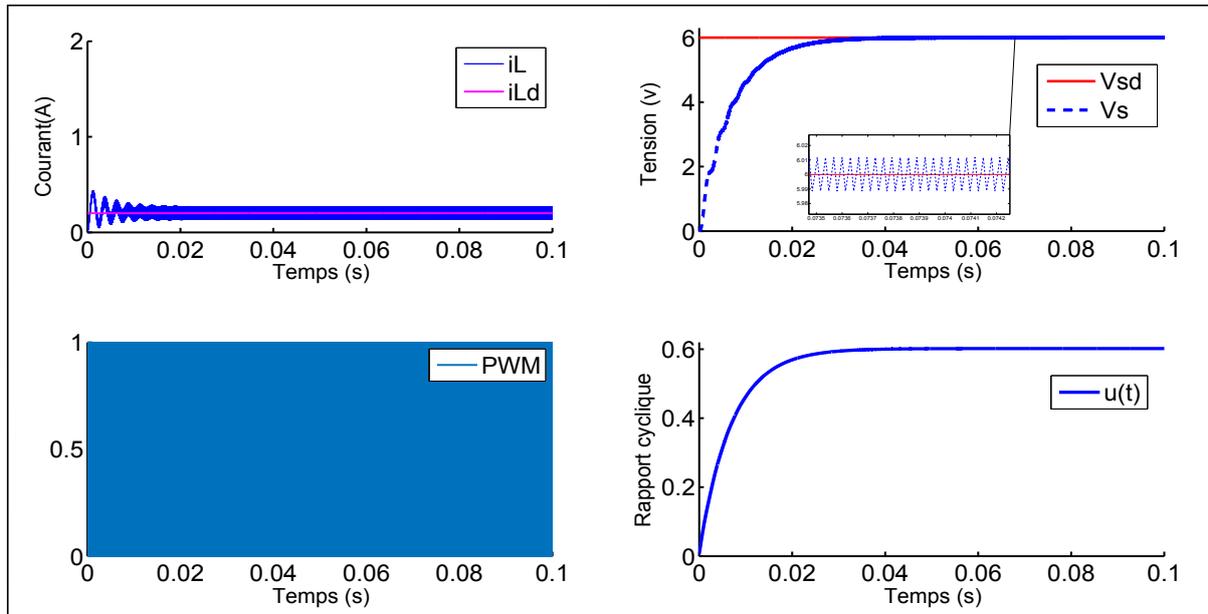


FIGURE 3.2 – Réponses du courant d'inductance, tension de sortie, du signal PWM et du rapport cyclique.

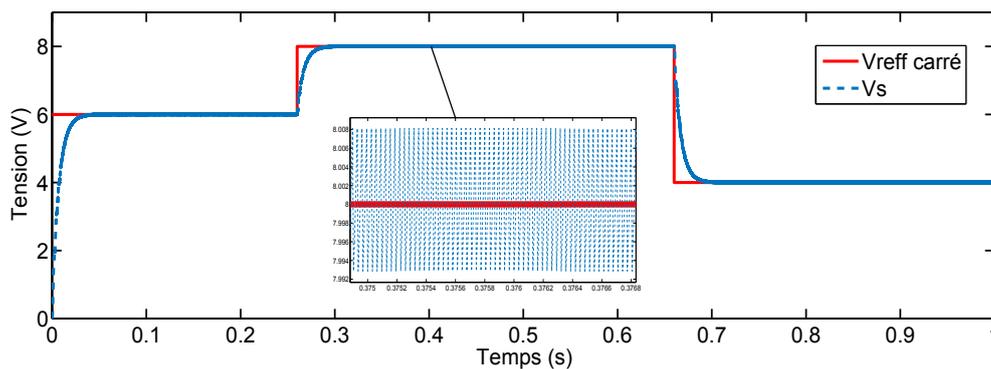


FIGURE 3.3 – Réponses de la tension de sortie.

Les résultats montre que la tension de sortie du convertisseur suit parfaitement sa référence mais avec des oscillations considérable.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe général de la régulation, les éléments principaux d'une boucle de régulation et ces différents types. Ainsi que les caractéristiques de régulateur PID. Nous avons utilisé la méthode de MEPLAT pour le réglage de ce régulateur. Enfin, nous avons montré quelque résultat de la commande tension de sortie de convertisseur Buck par un régulateur PID.

Chapitre 4

Commande floue de convertisseur Buck basée sur les modèles de Takagi-Sugeno

4.1 Introduction

Les systèmes flous appartiennent à la classe des "systèmes à base de connaissance". Leur but principal consiste à implémenter un savoir-faire humain, ou des règles heuristiques, sous forme d'un programme informatique. La logique floue fournit un formalisme mathématique pour réaliser ce but. Les régulateurs flous modélisent l'expérience humaine sous forme de règles linguistiques "Si. . . Alors". Avec le développement des calculateurs numériques, les automaticiens commencent à s'intéresser aux nouvelles approches de commande basée sur l'intelligence artificielle. Parmi ces dernières, la commande par logique floue, cette commande est à l'heure actuelle une des préoccupations des chercheurs dans le monde [3].

Dans ce chapitre, nous intéressons à la représentation par un modèle flou de type TS des systèmes non linéaires ainsi qu'à la transformation par secteurs non linéaires qui permet d'obtenir de manière systématique un modèle TS à partir du même système. Ensuite, nous allons présenter quelques concepts généraux sur la stabilité (l'approche de Lyapunov) et la stabilisation des modèles TS par la technique Parallel Distributed Compensation (PDC). Il présente également l'outil d'Inégalités Matricielles Linéaires (LMIs). De manière générale, la méthode directe de Lyapunov est utilisée pour dériver les résultats de stabilité et de stabilisation des modèles TS, par souci de simplicité et dans l'optique d'écrire les problèmes sous une forme Inégalités matricielles linéaires (IML), principalement une fonction de Lyapunov quadratique est considérée, réduisant ainsi la notion de stabilité à la notion de stabilité quadratique. Enfin, nous allons appliquer les concepts de la modélisation floue de type TS et la commande PDC en simulation sur le convertisseur DC-DC Buck.

4.2 Modèle flou de type de Takagi-Sugeno

Le modèle flou de Takagi-Sugeno (TS) d'un système dynamique est décrit par un ensemble des règles floues "Si...Alors" (if-then) représentant des relations locales d'entrées/sorties linéaires en différents points de fonctionnement d'un système. Si l'on note r le nombre de règles floues décrivant un modèle TS, la $i^{\text{ème}}$ règle R^i est donnée par [3] :

règle i du système :

$$\text{SI } z_1(t) \text{ est } F_1^i \text{ et...et } z_p(t) \text{ est } F_p^i \text{ Alors } \begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y(t) = C_i x(t) \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (4.1)$$

Où, pour $j = 1, \dots, p$, $F_{j_i}(z_j(t))$ sont des sous ensembles flous réalisant une partition exacte de l'univers du discours, $z_j(t)$ sont les variables de prémisses dépendantes des entrées et/ou de l'état du système. $x(t) \in R^n$ est le vecteur d'état du système, $u \in R^m$

est le vecteur d'entrée et $y(t) \in R^p$ est le vecteur de sortie, A, B et C sont les matrices décrivant la dynamique du système. Pour chaque règle floue R^i une fonction de poids $w_i(z_j(t))$ peut être attribuée, déterminant la contribution de chacune des dynamiques linéaires composant le multi-modèle dans sa globalité. Cette fonction de poids dépend du degré d'appartenance des variables de prémisses $z_j(t)$ aux sous-ensembles flous $F_{ji}(z_j(t))$ et du choix de l'opérateur ET.

Telles que :

$$\prod_{j=1}^p F_{ji}^i(z_j(t)) \text{ pour } i = 1, 2, \dots, r \quad (4.2)$$

Avec $\forall t, w_i(z(t)) \geq 0$ on pose :

$$h_i(z(t)) = \frac{w_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))} \quad (4.3)$$

La fonction d'activation $h_i(z(t))$ de la $i^{\text{ème}}$ règle du modèle flou vérifie les propriétés desommes convexes : $0 < h_i(z(t)) < 1$ et $\sum_{i=1}^r w_i(z(t)) = 1$

Ainsi, après défuzzification, la représentation d'état d'un multi-modèle TS, vu dans sa globalité, peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))C_i x(t) \end{cases} \quad (4.4)$$

4.2.1 Obtention des modèles flous de type Takagi-Sugeno

Les modèles flous de TS peuvent être obtenus de trois façons :

- Identification des modèles TS : à partir des signaux d'entrées/sorties on peut identifier les paramètres du modèle local correspondant aux différents points de fonctionnement.
- La seconde méthode consiste à linéariser le modèle autour d'un ensemble de points de fonctionnement.
- Linéarisation d'un modèle non linéaire : méthode permettant de passer d'un modèle non linéaire affine en la commande à un modèle flou de TS. Elle permet d'obtenir un représentant de type TS d'un modèle non linéaire. Cette approche constitue dans la plupart des cas une approximation du modèle non linéaire considéré [21].

4.2.2 Modèle flou TS du convertisseur Buck

Le contrôleur flou TS proposé passe par la transformation du modèle non linéaire dans un modèle flou en utilisant la variable du courant d'inductance i_L comme variable de décision. La représentation d'états non linéaire du convertisseur Buck est donnée par

la forme suivante [22] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B(i_L)u(t) + E \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (4.5)$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}(r_L + \frac{r_c R}{r_c + R}) & -\frac{1}{L}(\frac{R}{r_c + R}) \\ \frac{1}{C} \frac{R}{r_c + R} & -\frac{1}{C} \frac{1}{r_c + R} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L}(V_d + V_e - r_h i_L) \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (4.6)$$

$$E = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}V_d \\ 0 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} \frac{r_c R}{r_c + R} & \frac{R}{r_c + R} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

En supposant que la variable $z(t) = i_L(t)$ est bornée : $i_{Lmax} \leq i_L(t) \leq i_{Lmin}$ le système peut être représenté exactement par un modèle flou TS en utilisant les deux règles If-Then suivantes :

Rule 1 : If i_L is F_{11} Then $\dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t) + E_1$.

Rule 2 : If i_L is F_{12} Then $\dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t) + E_2$.

F_{11} et F_{12} sont les fonctions d'appartenance données par :

$$F_{11}(i_L) = \frac{i_L(t) - i_{Lmin}}{i_{Lmax} - i_{Lmin}} \quad (4.8)$$

$$F_{12}(i_L) = 1 - F_{11}(i_L) \quad (4.9)$$

Les sous-matrices sont définies comme :

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}(r_L + \frac{r_c R}{r_c + R}) & -\frac{1}{L}(\frac{R}{r_c + R}) \\ \frac{1}{C} \frac{R}{r_c + R} & -\frac{1}{C} \frac{1}{r_c + R} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L}(V_d + V_e - r_h i_{Lmax}) \\ 0 \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L}(V_d + V_e - r_h i_{Lmin}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$E_1 = E_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}V_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_c R}{r_c + R} & \frac{R}{r_c + R} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$i = 1, 2, \dots, r \quad (4.14)$$

Les résultats finaux du modèle flou sont déduits comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i x(t) + B_i(i_L)u(t) + E_i) \\ y(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))C_i x(t) \end{cases} \quad (4.15)$$

Avec :

$$h_i(z(t)) \geq 0; \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) = 1 \quad (4.16)$$

$$h_i(z(t)) = \frac{w_i(t)}{\sum_{i=1}^r w_i(t)}, w_i(t) = \prod_{J=1}^n F_{ij}(z_j) \quad (4.17)$$

4.2.3 Validation du modèle flou TS de convertisseur buck

La figure (4.2) présente la réponse de la tension V_s de deux modèles non linéaires et flous TS, et la figure (4.3) présente la réponse du courant i_L de deux modèles non linéaires et flous TS.

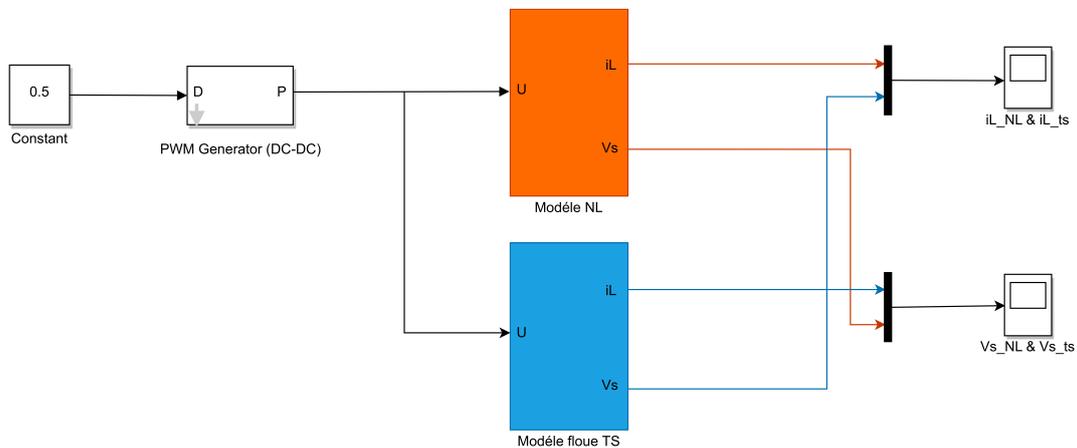


FIGURE 4.1 – Validation du modèle flou

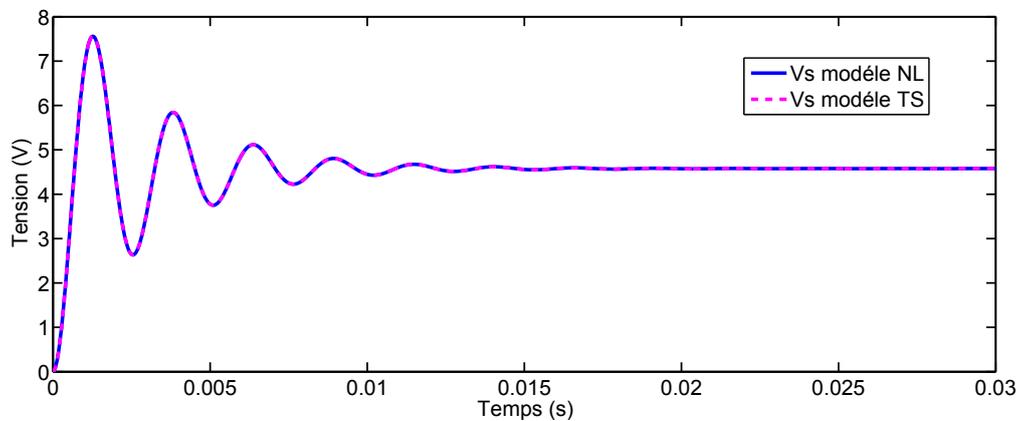


FIGURE 4.2 – Réponse des tension V_s non linéaire et V_s modèle floue TS

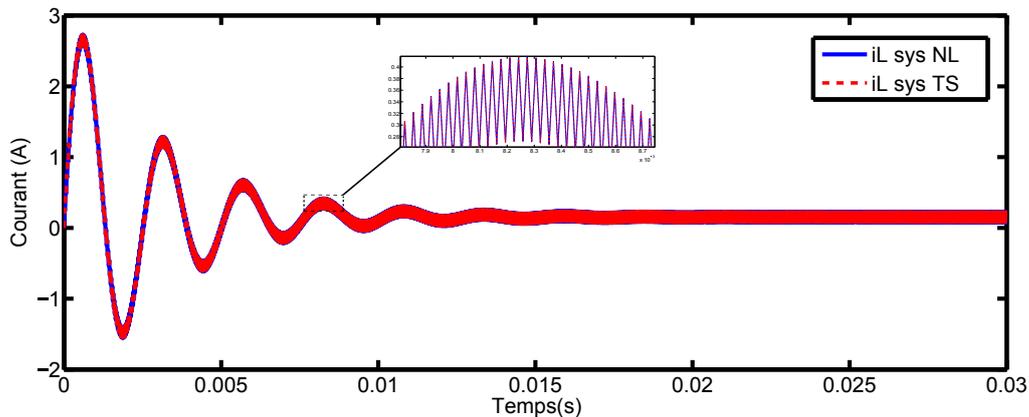


FIGURE 4.3 – Réponse du courant i_L de deux modèle non linéaire et floue TS

On remarque que le modèle TS représente de façon exacte le système non linéaire sur un sous-espace compact de l'espace des variables d'état i_L et V_s .

4.3 Stabilité et stabilisation des systèmes flous de TS

4.3.1 Stabilité des modèles TS

La stabilité des systèmes non linéaires en boucle fermé est l'un des problèmes plus important de la théorie de la commande. La boucle de retour est la structure qui permet d'obtenir les objectifs de la commande en termes de stabilité et de poursuite (régulation). L'analyse de la stabilité par la commande floue est un sujet difficile puisque les modèles considérés sont de nature non linéaires. Il est important de noter que beaucoup de techniques d'analyse de stabilité sont basées sur des méthodes de stabilité locale autour d'un point d'équilibre tel que l'origine. Dans ce contexte de la stabilité générale, on fait appel a des fonctions de Lyapunov candidates [23].

4.3.2 Commande de la compensation parallèle distribuée (PDC)

Le concept PDC est utilisé pour élaborer une loi de commande pour les modèles flous de type TS. L'idée est de calculer une loi de commande linéaire par retour d'état pour chaque sous-ensemble du modèle flou. La détermination d'une loi de commande revient à déterminer pour chaque modèle local (sous-modèle) les gains appropriés. Chaque modèle local est stabilisé localement par une loi de commande linéaire [23].

La loi de commande globale qui en général est non linéaire est obtenue par interpolation des lois de commande linéaires locales. Elle est donnée par la loi de commande suivante :

$$\tau(t) = - \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) K_i x(t) \quad (4.18)$$

Où $K_i \in R^{m-p}$ est gain de retour local relatif à $i^{\text{ème}}$ modèle. Le régulateur flou PDC partage les mêmes ensembles flous que ceux du modèle flou de TS. Donc l'avantage majeur de cette loi de commande, est de respecter la même structure de découpage des non linéarités que celle utilisée pour l'obtention du modèle TS.

Dans le cas où le modèle TS est obtenu par découpage exact, cette loi de commande est donc valable quelque soit le point de sous espace compact de l'espace d'état [23].

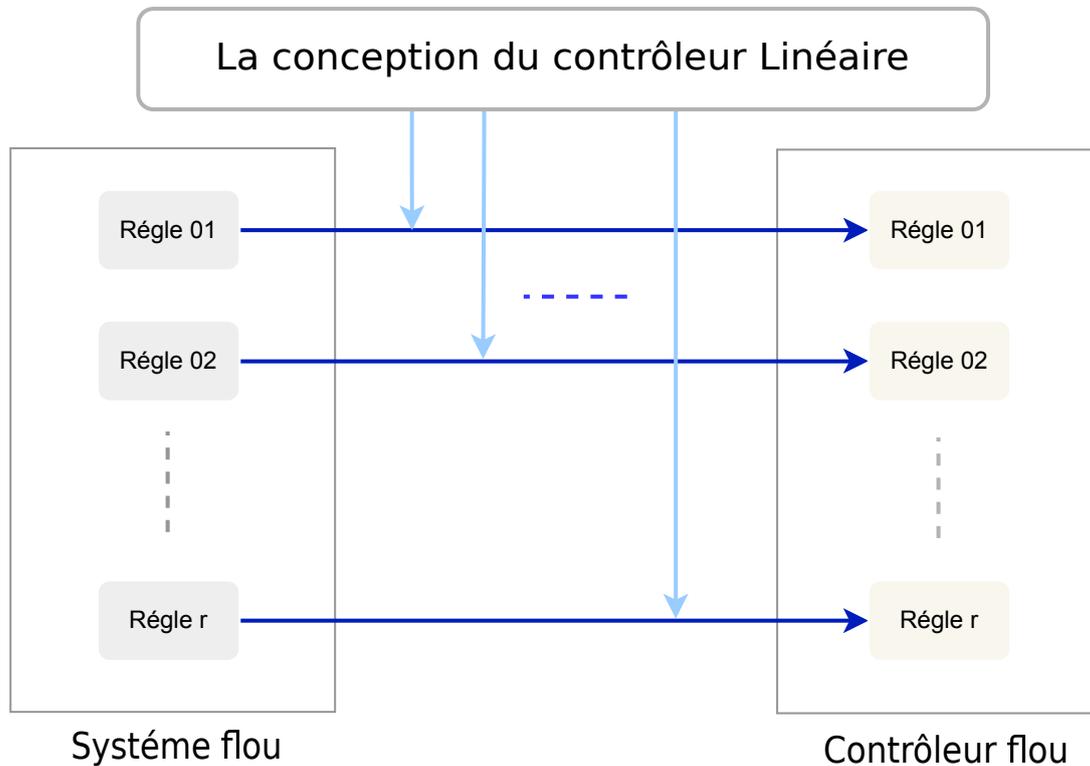


FIGURE 4.4 – Principe de commande PDC

Pour obtenir le modèle flou en boucle fermée, on applique la commande PDC au modèle TS. Ainsi le modèle flou obtenu est le suivant [24] :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_j(z(t)) h_i(z(t)) G_{ij} x(t) \quad (4.19)$$

avec :

$$G_{ij} = A_i - B_i K_j \quad (4.20)$$

Le premier résultat concernant la stabilisation des modèles TS par la commande PDC a été donné par [22] :

Théorème

L'équilibre de boucle fermée continue du système flou (4.19) est asymptotiquement stable s'il existe une matrice symétrique $P > 0$, une matrice diagonale F et matrices Q_{ij} avec $Q_{ii} = Q_{ii}^T$ et $Q_{ji} = Q_{ij}^T$ pour $i \neq j$ tel que :

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} + Q_{ii} + F P F < 0, i = 1, \dots, r \quad (4.21)$$

$$\left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right)^T P + P \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) + Q_{ij} \leq 0, i < j \leq r \quad (4.22)$$

$$\begin{bmatrix} Q_{11} & \dots & Q_{1r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{r1} & \dots & Q_{rr} \end{bmatrix} > 0 \quad (4.23)$$

pour $i, j = 1, \dots, r$, les paires (i, j) de sorte que les conditions du théorème. Peuvent être transformées en un problème équivalent sous forme de LMIs, qui peuvent être résolues efficacement par des outils d'optimisation. La transformation correspond à des modifications simples des objectifs les variables $X = P^{-1}$ et $K_i = M_i P^{-1}$ et l'utilisation d'une congruence des inégalités (4.21), (4.22), (4.23). Les LMIs en K et M_i peuvent être obtenu :

$$\exists X = X^T > 0, \exists Y_{ii} = Y_{ii}^T, \exists Y_{ij} = Y_{ji}^T, M_i : \quad (4.24)$$

$$\begin{bmatrix} X A_i^T + A_i X - B_i M_i - M_i^T B_i^T + Y_{ii} & X F^T \\ F X & -X \end{bmatrix} < 0 \quad (4.25)$$

$$X A_i^T + A_i X + X A_j^T + A_j X - B_i M_j - M_j^T B_i^T - B_j M_i - M_i^T B_j^T + 2Y_{ij} \leq 0, i < j \leq r \quad (4.26)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1r} \\ Y_{12} & Y_{22} & \dots & Y_{2r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{1r} & Y_{2r} & \dots & Y_{rr} \end{bmatrix} > 0 \quad (4.27)$$

4.4 Application à la commande d'un convertisseur DC-DC Buck

4.4.1 Conception de contrôleur

L'objectif d'un contrôleur est de satisfaire la condition suivante :

$$x(t) - x_d(t) \rightarrow 0, t \rightarrow \infty \quad (4.28)$$

Où $x_d(t)$ désigne la trajectoire désirée ou le signal de référence. Afin de convertir le problème du suivi de sortie en un problème stabilisation, nous introduisons un ensemble des variables virtuels désirées ($Vd Vs$) $x_d(t)$ qui doivent être suivis par les variables d'état. Le modèle flou TS est donné par :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t) + E_i) \quad (4.29)$$

Posant $\tilde{x}(t) = x(t) - x_d(t)$ qui désigné l'erreur de poursuit. La dérivée de $\tilde{x}(t)$ est donnée par :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \dot{x}(t) - \dot{x}_d(t) \quad (4.30)$$

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t) + E_i) - \dot{x}_d(t) \quad (4.31)$$

$$x(t) = \tilde{x}(t) + x_d(t) \quad (4.32)$$

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i x_d(t) + A_i \tilde{x}(t) + B_i u(t) + E_i) - \dot{x}_d(t) \quad (4.33)$$

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))A_i \tilde{x}(t) + \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i x_d(t) + B_i u(t) + E_i) - \dot{x}_d(t) \quad (4.34)$$

On choisit une nouvelle variable de contrôle $\tau(t)$ qui satisfait à la condition suivante :

$$\sum_{i=1}^r h_i(z(t))B_i \tau(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i x_d(t) + B_i u(t) + E_i) - \dot{x}_d(t) \quad (4.35)$$

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))A_i \tilde{x}(t) + \sum_{i=1}^r h_i(z(t))B_i \tau(t) \quad (4.36)$$

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i \tilde{x}(t) + B_i \tau(t)) \quad (4.37)$$

Les nouveaux contrôleurs sont développés pour traiter le problème de contrôle de suivi flou comme :

Controller rule 1 : If $i_L(t)$ is F11 Then $\tau(t) = -K_1 \tilde{x}(t)$.

Controller rule 2 : If $i_L(t)$ is F12 Then $\tau(t) = -K_2 \tilde{x}(t)$.

La sortie finale du contrôleur flou est donnée par :

$$\tau(t) = - \sum_{j=1}^r h_j(z(t))K_j \tilde{x}(t) \quad (4.38)$$

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i \tilde{x}(t) - B_i \sum_{j=1}^r h_j(z(t))K_j \tilde{x}(t)) \quad (4.39)$$

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))(A_i - B_iK_j)\tilde{x}(t) \quad (4.40)$$

On prendre que $Q_{ij} = A_i - B_iK_j$

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))Q_{ij}\tilde{x}(t) \quad (4.41)$$

Remarque : Les conditions de stabilité pour le suivi de trajectoire sont les mêmes que le problème de stabilisation des modèles flous TS par une loi de commande type PDC. Cela signifie que les gains de retour d'état K_i peuvent être obtenus en faisant directement la résolution du problème de stabilisation.

4.5 Modèle de référence et contrôleur de poursuit

Il nous reste alors qu'à déterminer les variables désirées $x_d(t)$ et obtenir ensuite contrôleur de poursuit $u(t)$. Pour atteindre cet objectif, on utilise l'expression suivante [23] :

$$\sum_{i=1}^r h_i(z(t))B_i(u(t) - \tau(t)) = - \sum_{i=1}^r h_i(z(t))A_i x_d(t) - \sum_{i=1}^r h_i(z(t))E_i + \dot{x}_d(t) \quad (4.42)$$

Avec :

$$A = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))A_i \quad (4.43)$$

$$B = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))B_i \quad (4.44)$$

$$C = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))C_i \quad (4.45)$$

Ensuite, l'équation (4.42) peut être réécrit sous la forme suivante :

$$B(u(t) - \tau(t)) = -Ax_d(t) - E + \dot{x}_d(t) \quad (4.46)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L}(V_d + V_e - r_h i_L) \\ 0 \end{bmatrix} (u(t) - \tau(t)) = - \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}(r_L + \frac{r_c R}{r_c + R}) & -\frac{1}{L}(\frac{R}{r_c + R}) \\ \frac{1}{C} \frac{R}{r_c + R} & -\frac{1}{C} \frac{1}{r_c + R} \end{bmatrix} x_d(t) - \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}V_d \\ 0 \end{bmatrix} + \dot{x}_d(t) \quad (4.47)$$

Il est à noter que la loi de commande non linéaire et le modèle de variables désirées $x_d(t)$ seront calculés en fonction de la tension de sortie désirée. À partir de la deuxième équation (4.47), nous obtenons :

$$-\frac{R}{C(R + RC)}x_{1d} + \frac{1}{C(R + RC)}x_{2d} = 0 \rightarrow x_{1d} = \frac{x_{2d}}{R} \quad (4.48)$$

À partir de la première équation(4.47), nous pouvons dériver la loi de commande non linéaire $u(t)$, comme suit :

$$u(t) = \frac{\left(\frac{r_L}{R} + \frac{r_c}{R+r_c} + \frac{R}{R+r_c}\right)x_{2d} + V_d}{V_e + V_d + r_h i_L(t)} + \tau(t) \quad (4.49)$$

4.5.1 Résultats de simulation pour la commande floue TS de convertisseur Buck

Afin de vérifier les performance de contrôleur flou TS, des tests de simulation ont été effectué à l'aide de l'environnement Matlab-Simulink. Le modèle de simulation est montré sur la figure (4.5). Les gains du contrôleur sont obtenus en résolvant les LMIs (4.25), (4.26) et (4.27), comme suit :

$$\begin{cases} K_1 = [1.8528 & 2.7968] \\ K_2 = [1.6060 & 2.5817] \end{cases} \quad (4.50)$$

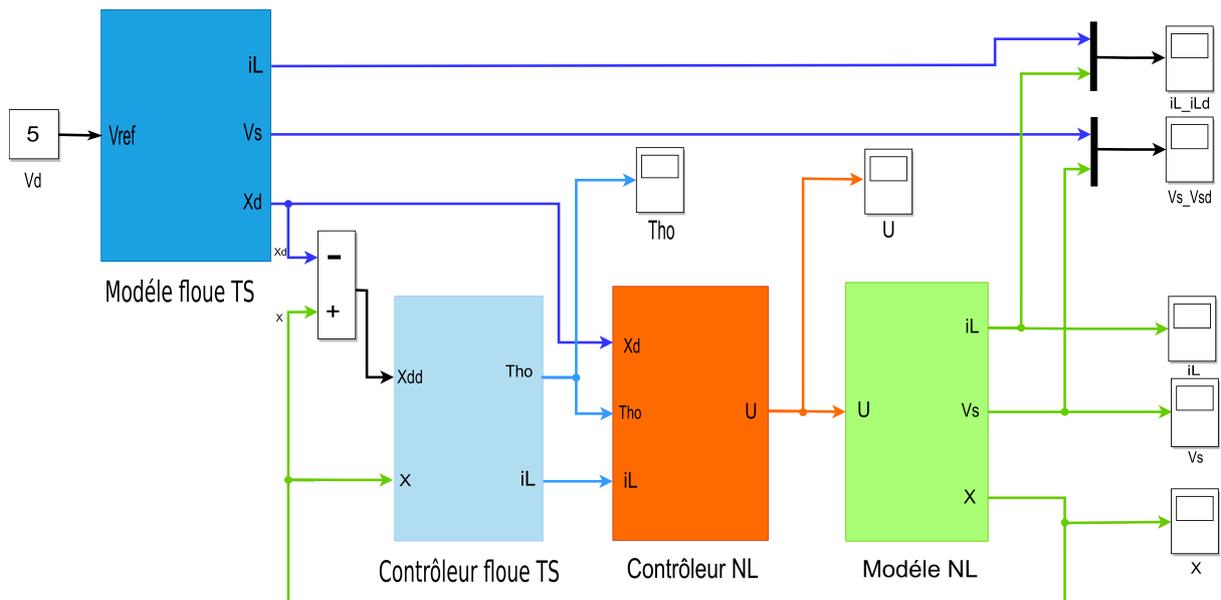


FIGURE 4.5 – Schéma bloc de la simulation.

La première simulation est réalisée pour une tension de référence de $V_{ref} = 6V$. Les réponses du courant d'inductance, de la tension de sortie, du signal PWM et du rapport cyclique sont illustrées sur la figure (4.6), respectivement. Cependant, la deuxième simulation est portée sur le test de la robustesse de contrôleur pour signale de référence carré. La réponses de la tension de sortie est illustrée sur la figure (4.7).

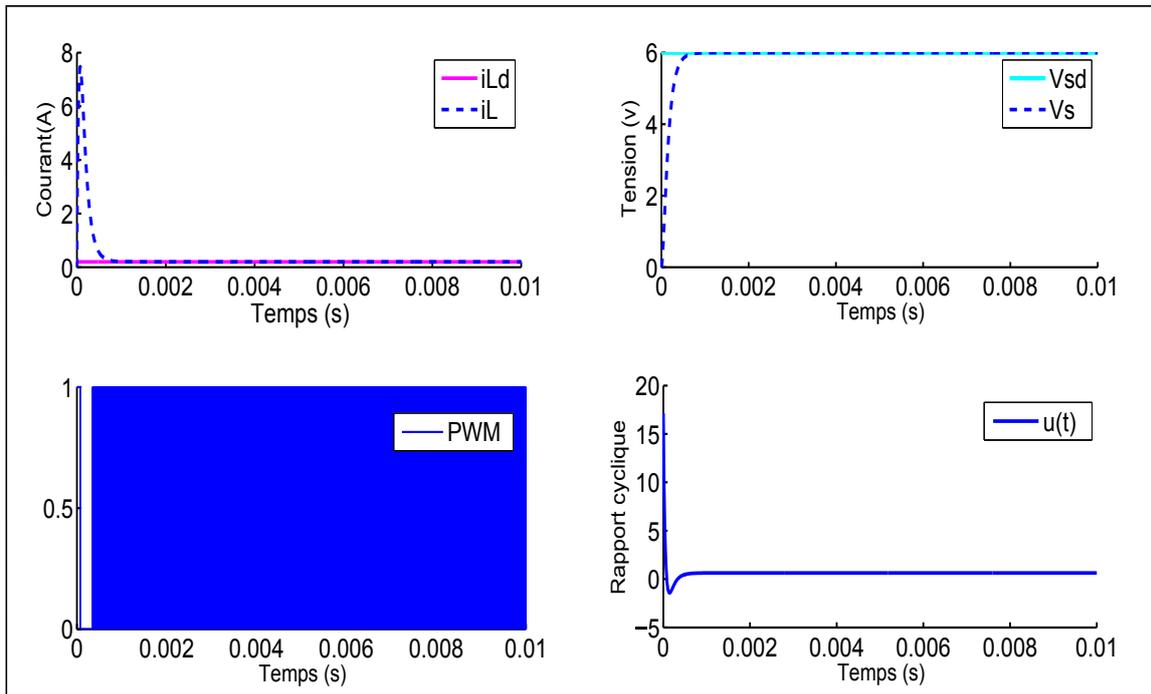


FIGURE 4.6 – Réponses du courant d’inductance, tension de sortie, signal PWM et rapport cyclique.

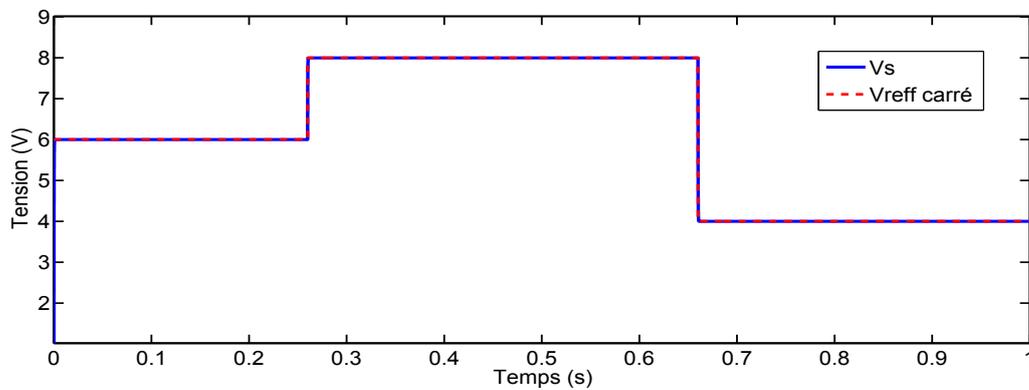


FIGURE 4.7 – Réponses de la tension de sortie.

Les résultats indiquent que les états du convertisseur (courant et tension) suivent parfaitement les trajectoires souhaitées. Il est également montré que le temps de réponse nécessaire pour suivre le modèle de référence est très court. On peut conclure que la commande floue TS a de bonnes performances en termes de poursuite et de rapidité.

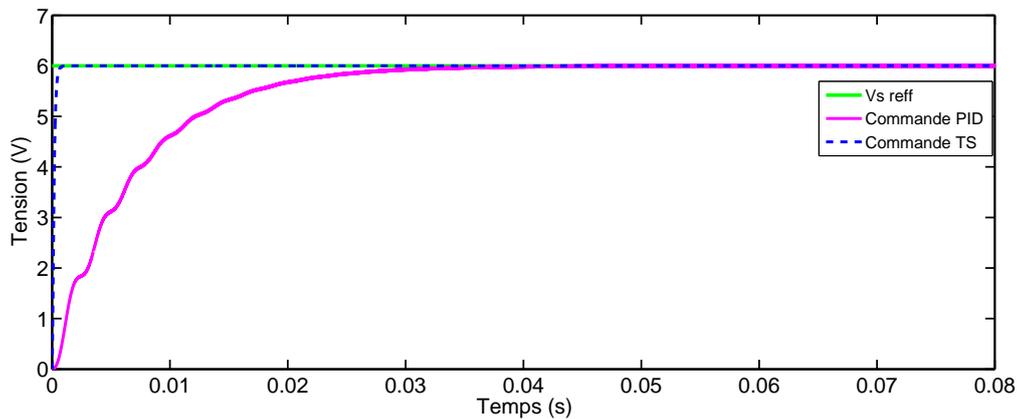


FIGURE 4.8 – Réponses du tension de sortie commandé par un contrôleur flou TS et un contrôleur PID

La figure (4.8) montre les réponses de la tension de sortie de convertisseur Buck commandé par un contrôleur flou TS et un contrôleur classique PID. Le résultat montre que les performances de la commande avec le contrôleur flou TS est supérieur par rapport à la commande par PID en termes de rapidité et de poursuite.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait appel au modèle flous TS pour modéliser un convertisseur Buck. Ensuite, nous avons étudié la stabilité et la stabilisation de modèle TS par une loi de commande de type PDC. Les conditions de stabilité suffisantes sont données en se basant sur les inégalités LMIs, ces conditions améliorent la stabilité de notre système et aide à la conception du contrôleur flou. Enfin, nous avons présenté quelques simulations de notre model et nous avons également présenté une comparaison qui porte sur la commande de convertisseur Buck par une régulateur TS flou et régulateur classique PID.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire expose la modélisation et la commande d'un convertisseur Buck via les modèles flous de type Takagi-Sugeno.

Dans le premier chapitre, nous avons commencé notre travail par la présentation des généralités sur le convertisseur, puis nous avons montré les différentes topologies des convertisseurs DC-DC. Ensuite, nous avons présenté les principes de fonctionnement pour chaque type de convertisseur.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la modélisation du convertisseur DC-DC type Buck, et le dimensionnement des valeurs de ses différents composants spécifiques (l'inductance L et la capacité C du condensateur) de ce convertisseur, ainsi la simulation en boucle ouverte.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les caractéristiques de régulateur PID, et la méthode MEPLAT pour déterminer les paramètres du régulateur PID.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté le modèle flou de type Takagi-Sugeno, et la technique d'obtention d'un modèle TS à partir d'un ensemble des équations non linéaires. Ensuite, nous avons abordé le concept de stabilisation de base des modèles TS par interpolation de retour d'état appelée commande PDC (Parallele Distributed Compensation). Les conditions de la stabilisation des modèles flous TS, nous aboutissent à un ensemble d'inégalité matricielles linéaires (LMI) qui peuvent être résolues à l'aide d'outils issus du domaine de l'optimisation convexe. Ensuite, une application à la commande de notre convertisseur DC-DC type Buck, a été présentée. Dans un premier temps, les résultats de la simulation ont montré que le convertisseur a bien été stabilisé du fait que toutes les trajectoires convergent vers zéro. Dans un deuxième temps, nous avons obtenu des résultats montrant également la validité du contrôleur PDC. Enfin, nous avons comparé ces performances à l'aide du contrôleur PID et du contrôleur flou.

Finalement, les résultats obtenus lors de la simulation sont très prometteurs et la comparaison des deux résultats indique que le contrôleur flou est capable d'obtenir une meilleure réponse de stabilisation et de commande en poursuite que le contrôleur PID.

Annexe

Introduction aux outils d'optimisation convexe LMIs (Linear Matrix Inequalities)

Les résultats d'analyse et de synthèse dans ce mémoire, se basent essentiellement sous des formulations de problèmes d'optimisation convexes. Celles-ci présentent l'avantage d'avoir un cout de calcul raisonnable et le résultat obtenu correspond à un minimum global unique, ce qui exclu l'existence d'un minimum local de la fonction à optimiser. La convexité d'un problème d'optimisation a les avantages suivants [25] :

- Le temps de calcul pour trouver une solution est raisonnable.
- Il n'existe pas le minimum local de la fonction cout à optimiser, le résultat obtenu correspond à un minimum global unique.
- La possibilité de formuler de nombreux problèmes d'analyse (stabilité, certains performances, etc.) en termes LMI.
- La capacité de traiter des problèmes à données incertains en commande robuste, qui à joué pour beaucoup dans l'essor de cette approche ces dernières années.

Définition

On appelle une inégalité matricielle linéaire notée (LMI) le problème suivant : étant données les matrices réelles, carrées et symétriques : $F_i = F_i^T \in R^{n \times n}$, $i = 0 \dots m$, $x \in R^m$ telles que :

$$F(x) = F_0 + \sum_{i=1}^m x_i F_i > 0 \quad (\text{A.1})$$

L'inégalité (A.1) implique que : $F(x)$ est une matrice définie positive c'est-à-dire : $\forall z \in R^n$ et $z \neq 0$: $z^T F(x) z > 0$ De manière équivalente, la valeur propre la plus petit de $F(x)$ est positive.

Les matrices symétriques F_i sont fixées (connues) et $x = [x_1, x_2, \dots, x_m]^T$ est un vecteur de valeurs inconnues (variables). On dit que $F(x) > 0$ est une LMI affine des éléments de x .

L'inégalité (A.1) est une LMI stricte si $F(x)$ est seulement définie positive (non négative) autrement LMI est dite non stricte. Le succès des LMIs vient du développement des

méthodes dites du point intérieur qui permettent de résoudre ces problèmes de manière efficace.

Problème de faisabilité

Le problème de faisabilité d'une LMI est le problème de trouver l'ensemble des points : $x \in C$ où $C = \{x \in R^n / F(x) > 0\}$ qui vérifient LMI : $F(x) > 0$ alors le problème $F(x) > 0$ est dit faisable (ou réalisable) et ces points appelées points faisables.

Propriétés

Parmi les propriétés les plus importantes des inégalités matricielles linéaires, on peut mentionner [21] :

Propriété 1 : (LMIs multiples peuvent être écrites comme une seule LMI)

Parmi les propriétés remarquables des LMIs, la possibilité de regrouper plusieurs LMIs $F_1(x) > 0, F_2(x) > 0, \dots, F_n(x) > 0$, une seule LMI bloc diagonale :

$$\begin{bmatrix} F_1(x) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & F_2(x) & \dots & 0 \\ & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & F_n(x) \end{bmatrix} > 0 \quad (\text{A.2})$$

Propriété 2 : (La convexité)

La convexité est une propriété géométrique importante, qu'on trouve dans la théorie d'optimisation globale.

Propriété 3 : (l'intersection de deux ensembles convexes)

Soit : $F(x) > 0$ et $G(x) > 0$ deux LMIs, liées respectivement avec les deux ensembles convexes suivants $C_1 = \{x \in R^n : F(x) > 0\}$ et $C_2 = \{x \in R^m : G(x) > 0\}$. Alors l'intersection de C_1 et C_2 est définie par l'ensemble convexe suivant :

$$C_1 \cap C_2 = \left\{ x \in R^m : \begin{bmatrix} F(x) & 0 \\ 0 & G(x) \end{bmatrix} > 0 \right\} \quad (\text{A.3})$$

Alors l'intersection de deux ensembles convexes donne un ensemble convexe.

Techniques d'analyse et transformations matricielles

En général, les conditions sur la stabilité ne sont pas données sous forme de LMI directement. Pour cela, elles nécessitent quelques transformations matricielles. Dans la suite, nous présentons quelques techniques de transformation matricielle utiles pour les résultats établis dans ce mémoire [25].

a. Congruence : Si $P(x)$ et X est régulière, alors : $X^T P(x) X > 0$.

b. Lemme du complément de Schur :

Le lemme du complément de Schur converti une classe des inégalités non linéaires à des inégalités matricielles linéaires LMIs convexes qui apparaissent régulièrement dans les problèmes de commande. Les inégalités non linéaires convexes sont :

$$R(x) > 0, Q(x) - S(x)R(x)^{-1}S(x) > 0 \quad (\text{A.4})$$

Où : $Q(x) = Q^T(x)$, $R(x) = R^t(x)$ et $S(x)$ dépend d'une manière affine de x .

Le lemme du complément de Schur converti ces inégalités non linéaires convexes à une LMI équivalente :

$$\begin{bmatrix} Q(x) & S(x) \\ S^T(x) & R(x) \end{bmatrix} > 0 \quad (\text{A.5})$$

c. Lemme de Schur généralisé :

$$\begin{cases} Y - XR^{-1}X^T - US^{-1}U^T > 0 \\ R > 0, S > 0 \end{cases} \iff \begin{bmatrix} Y & X & U \\ X^T & R & 0 \\ U^T & 0 & S \end{bmatrix} > 0 \quad (\text{A.6})$$

d. Lemme de S- procédure : C'est une technique qui permet d'approcher un ensemble de contraintes quadratiques par une seule contrainte quadratique.

Lemme : Soient F_0, \dots, F_p des fonctions quadratiques de la variable $\zeta \in R^m$ avec :

$$F(\zeta) = \zeta^T T_i \zeta + 2u_i^T \zeta + v_i, \text{ où } T_i = T_i^T \in R^p, i \in \{0, \dots, p\} \quad (\text{A.7})$$

Alors la proposition (1) implique la proposition (2)

(1) Il existe $\tau_i \geq 0, i \in \{1, \dots, p\}$ tels que :

$$\begin{bmatrix} T_0 & u_0 \\ u_0^T & v_0 \end{bmatrix} - \sum_{i=1}^p \tau_i \begin{bmatrix} T_i & u_i \\ u_i^T & v_i \end{bmatrix} \geq 0 \quad (\text{A.8})$$

(2) $F_0(\zeta) \geq 0$ pour tout $\zeta \neq 0$ tel que $F_i(\zeta) \geq 0, i \in \{1, \dots, p\}$.

Fonction de Lyapunov quadratique

La fonction candidate de Lyapunov la plus couramment utilisée est dite quadratique. Elle est définie par la forme quadratique suivante :

$$V(x(t)) = x^T(t) P x(t), P \in R^{n \times n}, P = P^T > 0 \quad (\text{A.9})$$

Si on étudie la stabilité avec ce type de fonction de Lyapunov on parlera de stabilité quadratique. Donc trouver une fonction de Lyapunov revient à trouver une matrice symétrique définie positive P . L'inconvénient de cette fonction réside dans l'obtention des conditions de stabilité très conservatives, d'où l'intérêt de chercher des conditions qui le sont beaucoup moins conservative (conditions relâchées) [21].

Théorème 01

Un modèle $\dot{x}(t) = f(x(t))$ est asymptotiquement stable au voisinage de l'origine si et seulement si, il existe une fonction candidate de Lyapounov V vérifiant :

$$\forall x \in V_x - \{0\}, \frac{dV}{dx}(x) < 0 \quad (\text{A.10})$$

pour un certain voisinage V_x de l'origine. La fonction candidate de Lyapounov la plus couramment utilisée est dite quadratique, elle est définie par :

$$V(x(t)) = x^T(t)Px(t), P = P^T > 0 \quad (\text{A.11})$$

Si on étudie la stabilité du système avec une fonction de Lyapounov de ce type, on parlera de stabilité quadratique [25].

Théorème 02

Le modèle flou continu est globalement asymptotiquement stable, s'il existe une matrice commune définie positive $P = P^T > 0$ telle que les LMIs suivantes soient vérifiées [3] :

$$A_i^T = PA_i < 0, i=1\dots r \quad (\text{A.12})$$

La stabilité quadratique s'étudie en calculant la dérivée de la fonction [3][26] :

$$\frac{d}{dt}V(x(t)) = \frac{d}{dt}(x^T(t)Px(t)) = \dot{x}^T(t) + x^T P \dot{x}(t) \quad (\text{A.13})$$

on obtient :

$$\frac{d}{dt}V(x(t)) = \left(\sum_{i=1}^r h_i(z(t))A_i x(t) \right)^T Px(t) + x^T(t)P \left(\sum_{i=1}^r h_i(z(t))A_i x(t) \right) \quad (\text{A.14})$$

$$\frac{d}{dt}V(x(t)) = x^T(t) \left(\sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{A_i P + P A_i\} \right) x(t) \quad (\text{A.15})$$

Bibliographie

- [1] Z.AZEDDINE, *Étude expérimentale d'un convertisseur DC-DC contrôlé par un commande robuste*, Université BATNA, 2014
- [2] K.HAYTHEM DHIA EDDINE, *Analyse et commande des convertisseurs DC-DC méthodes de l'espace d'état*, Université Larbi Ben M'Hidi - OUM EL BOUAGHI, 2007
- [3] D.DJAMEL EDDINE, M.ROMEYSSA, *Modélisation floue et commande PDC d'un système non linéaire*, Université Kasdi Merbah - OUARGLA, 2016/2017
- [4] Z.SYFEDDINE ET O.M.MOHAMED , *Etude et simulation d'un hacheur Boost pour suivre le point de puissance maximal (MPPT)*, Université Saad Dahlab - BLIDA, 2016/2017
- [5] N.YAKOUB, *Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DC-DC*, Université Ferhat Abbas — SETIF 1, 2014
- [6] B.WAFAÂ ET C.AHMED, *Application de la logique floue au contrôle de tension du convertisseur élévateur (Boost)*, Centre Universitaire Belhadj Bouchaïb d'Ain - TEMOUCHENT, 2019/2020
- [7] H.ZINE EDDINE, *Réalisation d'une alimentation variable SEPIC avec régulation de tension et protection contre surcharge*, Université Larbi Ben M'Hidi - OUM EL BOUAGHI , 2016/2017
- [8] Z.HOUSSEM, *Modélisation Et simulation d'un système photovoltaïque*, Université Badji Mokhtar - ANNABA, 2019
- [9] C.WASSILA FAIZA, *Réalisation d'une commande buck-boost pour PV*, Université Abou Bakr Belkaid - TLEMCCEN, 2017/2018
- [10] A.AMINE, *Commande de la machine asynchrone dédiée a l'énergie photovoltaïque*, Université Djillali Liabes - SIDI BEL ABBES, 2017
- [11] Z.MANDI, *Commande floue optimisée d'un convertisseur statique*, Université Ziane Achour - DJELFA, 2014/2015
- [12] T.MOSTEFA, *Etude et simulation d'un convertisseur AC/DC type BUCK (Abaisseur de tension)*, Université Mohamed Khider - BISKRA, 2013/2014

- [13] H.HAMIDA AMEL, *Contribution à l'Analyse et à la Commande des Convertisseurs DC-DC Parallèles à PWM*, Université Mohamed Khider - BISKRA, 2011
- [14] S.FATIHA ET H.KHAWLA, *Implémentation d'un régulateur de type trois pour convertisseur DC-DC sur DSP*, Université Mohamed Boudiaf - MSILA, 2016/2017
- [15] HART, DANIEL W, *Power electronics*, Tata McGraw-Hill Education, 2011
- [16] S.SOFIANE ET H.AHCEN, *Contribution à l'Implémentation d'un Régulateur Flou Simplifié sous un API S7-300*, Université Mouloud Mammeri - TIZI-OUZOU, 2017/2018
- [17] T.GHRISSI, *Contribution a la modélisation et a la commande d'un convertisseur cc-cc de type élévateur*, Université Mohamed BOUDIAF - d'Oran,
- [18] N.MIHOUB ET B.MENSSOUR, *commande d'un convertisseur DC-DC boost*, Université Larbi Tebessi - TEBESSA, 2019/2020
- [19] D.OUNNAS, D.GUIZA, Y.SOUFI, R.DHAOUADI ET A.BOUDEN, *Design and Implementation of a Digital PID Controller for DC-DC Buck Converter*, *International Conference on Sustainable Renewable Energy Systems and Applications (ICSRESA)*, 2019
- [20] T.FATIMA, *Contribution a l'étude et la commande d'un convertisseur cc-cc*, Université Mohamed BOUDIAF - ORAN, 2014
- [21] B.FAYÇAL, *Relâchement des conditions de stabilité des systèmes flous de Takagi-Sugeno : Approche LMI*, Université Ferhat Abbes — SETIF, 2008
- [22] D.GUIZA, Y.SOUFI, D.OUNNAS ET A.METATLA, *Design and Implementation of Takagi-Sugeno Fuzzy Tracking Control for a DC-DC Buck Converter*, *Vysoká škola báňská-Technická univerzita Ostrava*, 2019
- [23] K.ABDELKARIM, *Commande floue en poursuite et stabilisation des systèmes non linéaires incertains*, Université Ferhat Abbes — SETIF, 2010
- [24] D.OUNNAS, M.RAMDANI, S.CHENIKHER ET T.BOUKTIR, *A combined methodology of H_∞ fuzzy tracking control and virtual reference model for a PMSM*, *Vysoká škola báňská-Technická univerzita Ostrava*, 2015
- [25] KH.TAKI EDDINE ET B.SALEM DEIDIH, *Commande Flou sans Capteur de Vitesse d'une Machine synchrone à Aiment Permanents*, Université Larbi Tebessi - TEBESSA, 2015/2016
- [26] VICTOR HUGO GRISALES PALACIO, *Modélisation et commande floues de type Takagi-Sugeno appliquées à un bioprocédé de traitement des eaux usées*, Université Paul Sabatier - Toulouse III et l'Université de Los Andes, COLOMBIE, 2007