



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

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies

Electrotechnique

Commande électrique

Réf. :

Présenté et soutenu par :

Zouzal amjed

Slimane zitoun youcef

Le :

Techniques de commande avancées appliquées aux convertisseur DC-DC

Jury :

Dr	tkouti nacira	MCA	Université de Biskra	Président
Pr	Betka Achour	Pr	Université de Biskra	encadreur
Dr	Mhamdi Messaoud	MCA	Université de Biskra	examinteur



Université Mohamed Khider de Biskra
Année universitaire 2021-2022
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique



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

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electrotechnique
Commande électrique

Présenté et soutenu par :
Zouzal amjed
Slimane zitoune youcef

Le :

Techniques de commande avancées appliquées aux convertisseur DC-DC

Présenté par :
Zouzal amjed
Slimane zitoune Youcef

Avis favorable de l'encadreur :
Pr. betka achour *signature*

Avis favorable du Président du Jury

Signature

Cachet et signature

REMERCIEMENTS :

Tout d'abord, nous tenons à remercier Dieu de nous avoir donné la force et le courage de mener à bien ce modeste travail et nous tenons à remercier tous ceux qui ont, de près ou de loin contribué à l'aboutissement de notre travail, et nous citerons en particulier :

Nos chers parents sans lesquels rien ne serait, pour toutes les nuits qu'ils ont passées à vieillir pour que nous réussissions.

Nos frères et sœurs pour leur soutien

Remercier vivement mon promoteur Pr. Betka achour Qui a manifesté son entière disponibilité pour m'aider et de m'orienter .je le remercie aussi pour la confiance et la compréhension qu'il m'a toujours prouvées.

A tous les enseignants du département génie électrique sans exception qui ont contribué à notre formation avec beaucoup de compétence et de dévouement.

Nos remerciements s'adressent, également, aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'évaluer ce travail.

Enfin, nos plus vifs remerciements s'adressent aussi à tous ceux qui nous ont aidées, encouragées et soutenues.

Dédicace :

*Avant tout, je tien à remercier le bon dieu, et
l'unique qui m'offre le courage et
la volonté nécessaire pour affronter les
différentes de la vie,*

Je dédie ce modeste travail

A mon père.

A ma mère.

A mes frères

Et toute la famille.

*A mes amis et mes collègues de la promotion
2022 «Électrotechnique »*

RÉSUMÉ

Résumé :

Résumé :

Notre objectif dans ce mémoire est d'étudier et de présenter plusieurs types de techniques de commandes : commande par régulateur PI, commande par mode glissant, commande optimale LQR et commande itérative Learning, appliquées pour le contrôle des différents convertisseurs DC-DC. Dans une première partie, nous nous sommes appuyés sur la modélisation des différents types de convertisseur DC-DC, Dans les deuxièmes et troisièmes parties, à l'aide du Package Matlab/Simulink, nous avons étudié l'efficacité de ces techniques pour stabiliser la tension de sortie. L'étude des performances est effectuée vis-à-vis le changement de la tension de référence et le changement de la charge.

Mots clés : techniques de commande, convertisseur (DC-DC), commande par régulateur PI, commande par mode glissant, commande optimale LQR, commande itérative Learning

ملخص:

هدفنا من هذه الأطروحة هو دراسة واستعراض عدة أنواع من أنظمة التحكم : تقنية التحكم الكلاسيكية (PI)، تقنية الأسلوب المنزلق (SMC)، تقنية التحكم المثالي (LQR) و التكرار التناسبي، حيث تعمل هذه التقنيات في التحكم ومراقبة عمل المحولات رفع وخفض الجهد من نوع مستمر/مستمر حيث قمنا بعرض مفاهيم ومبدأ عمل كل تقنية. اعتمدنا في الجزء الأول على نمذجة مختلف أنواع محولات الجهد المستمر اما في الجزئين الثاني والثالث وباستعمال برنامج المحاكاة ماتلاب قمنا بدراسة فعالية هذه التقنيات في استقرار عمل المحولات رفع وخفض الجهد من نوع (مستمر /مستمر-DC) تحت تأثير عدة عوامل كتغير الجهد المرجعي وتغير الشحنة. الكلمات المفتاحية : تقنيات التحكم , محولات الجهد مستمر /مستمر,تقنية التحكم الكلاسيكية ، تقنية الأسلوب المنزلق ،تقنية التحكم المثالي و التكرار التناسبي.

SOMMAIRE

Sommaire :

Sommaire

Introduction générale.....	1
<i>Chapitre I : Modélisations des convertisseurs DC-DC</i>	
I.1\Introduction :.....	2
I.2\Les Modes de fonctionnement des convertisseurs DC-DC :	4
I.2.1\Mode de conduction discontinue (MCD) :	4
I.2.2\Mode de conduction continue (MCC) :	4
I.3\Approche de la modélisation :	4
I.4\Représentation des convertisseurs statiques :	4
I.4.1\convertisseur abaisseur (hacheur Buck) :	4
I.4.2\convertisseur élévateur (hacheur Boost) :	7
I.4.3\convertisseur abaisseur élévateur (SEPIC) :	10
I.4.3.1\Principe de Fonctionnement :	10
I.4.4\convertisseur abaisseur élévateur (Buck-Boost) :	11
I.4.4.1\Le modèle mathématique du le convertisseur (Buck-Boost) :	11
I.5\Interprétation	14
Conclusion	14
<i>Chapitre II : commande par régulateur PI</i>	
II.1\Introduction :	15
II.2\ command classique des convertisseurs dc\dc :	15
II.2.1\les régulateur de base PI :	15
II.2.2\Correcteur à action proportionnelle P :	16
II.2.3\ Effet de correcteur P :	16
II.2.4\ Effet de correcteur I :	16
II.2.5\Correcteur à action proportionnelle PI :	17
II.2.6\ Effet de correcteur PI :	17
II.2.7 \La commande (PI) :	17
II.3\La commande par régulateur PI :	18
II.4\ commande par régulateur PI du convertisseur abaisseur (Buck) :	18
II.4.1\ Calcul du le régulateur PI :	19
II.4.2\calcul du régulateur PI du hacheur Buck :	19
II.4.3-Résultat de simulation :	20
II.4.4\interprétation :	21
II.5\commande par régulateur PI du convertisseur élévateur (Boost) :	21
II.5.1-calcul du régulateur PI :	22
II.5.2\Résultat de simulation :	22
II.5.3\Interprétation :	23
II.6\ commande par PI du convertisseur Buck Boost (sepic):	24
II.6.1\ calcul du le régulateur PI de hacheur Buck boost (sepic):	24
II.6.2\Résultat de simulation :	25
II.6.3\Interprétation :	26
Conclusion :	26

Sommaire :

Chapitre III : commande par des techniques avancées

III.1 partie 1 ; commande par mode glissant	27
III.1.1\Introduction :	27
III.1.2 \systèmes à structure variables :	27
III.1.3 \Conception de la commande par mode de glissement :	28
III.1.3.1 \Choix de la surface de glissement :	28
III.1.3.2 \Conditions de convergence et d'existence :	29
III.1.3.3 \fonction de commutation :	29
III.1.3.4 \La fonction de Lyapunov :	29
III.1.4 \Application :	29
III.1.5\Application au convertisseur Buck :	30
III.1.5.1\Schéma de simulation :	31
III.1.5.2\ le résultat de simulation :	31
III.1.5.3\Interprétation :	32
III.1.6\Application au convertisseur Boost :	33
III.1.6.1\Schéma de simulation :	33
III.1.6.2\ le résultat de simulation :	34
III.1.6.3\Interprétation :	35
III.1.7\Application au convertisseur Buck Boost (sepic) :	35
III.1.7.1\Le schéma de simulation :	36
III.1.7.2\ le résultat de simulation :	36
III.1.7.3\Interprétation :	37
Conclusion :	38
Partie 2 commande optimale	39
III.2.1\Introduction :	39
III.2.2\ commande LQR à horizon fini ($t_f = \text{fixe}$):	39
III.2.3\Commande LQR à horizon infini ($t_f \rightarrow \infty$):	41
III-2-4\Application au convertisseur Buck :	41
III-2-4.1\équation d'état de convertisseur Buck :	41
III-2-4.2\Conception sous Matlab :	42
III-2-4.3\schéma de commande :	43
III-2-4.4\Les Résultats de simulation :	44
III.2.4.5\Interprétation :	45
III-2-5\Application au convertisseur boost :	45
III-2-5.1\équation d'état de convertisseur boost :	45
III-2.5.2\Conception sous Matlab :	45
III-2.5.3\schéma de commande :	46
III-2.5.4\Les Résultats de simulation :	47
III-2.5.5\Interprétation :	48
III-2.6\Application au convertisseur Buck-Boost :	48
III-2.6.1\équation d'état de convertisseur Buck-Boost :	48
III-2.6.2\Conception sous Matlab :	49
III-2.6.3\schéma de commande :	50

Sommaire :

III-2.6.4\Les Résultats de simulation :	50
III-2.6.5\Interprétation :	51
Conclusion :	52
Partie 3 : Commande par iterative Learning	53
III. 3.1\introduction :	53
III.3.2\Application au convertisseur Buck :	53
III.3.2.1\Schéma de commande :	53
III.3.2.2\les résultats de simulation :	54
III.3.2.3\interprétation :	55
III.3\Application au convertisseur Boost :	55
III.3.3.1\Schéma de commande :	55
III.3.2.2\les résultats de simulation :	55
III.3.2.3\interprétation :	56
III.3.4\Application au convertisseur Buck-boost :	57
III.3.4.1\Schéma de commande :	57
III.3.4.2\les résultats de simulation :	57
III.3.4.3\interprétation :	59
Conclusion :	59
Conclusion générale :	60
Références bibliographiques :	61

ABRÉVIATIONS & SYMBOLES

Abréviations & symboles

Abréviations & Symboles

DC-DC	: Convertisseur continu/continu
MCD	: mode de conduction discontinue
MCC	: mode de conduction continue
S	: mosfet
D	: diode
L	: l'inductance
C	: capacite
R	: résistance
i_L	: courante l'inductance
$U_{1,E}$: la tension d'entre
V_c, V_0	: la tension de charge
d, u	: l'impulsion
SEPIC	: single-ended primary-inductor
Pi	: correcteur proportionnel intégrale
Kp	: gain proportionnel
Ki	: gain intégrale
SMC	: Sliding Mode Control (commande en mode glissant)
$S(x)$: Surface de glissement
U_n	: Commande non linéaire
$V(x)$: fonction de Lyapunov
$\dot{V}(x)$: Dérivée de la fonction de Lyapunov
Sign	: La fonction sgn
LQR	: linear quadratic regulator
P	: matric de riccati
LTI	: linear time invariant
K	: gain de riccati
Kst	: gain de riccati statiqu

LISTE DES FIGURES

Liste des figures :

Liste des figures

Figure (I.1): schéma montrant le principe de fonctionnement de convertisseur	3
Figure (I.2). Schéma du convertisseur DC\DC	3
Figure (I.3). Convertisseur Buck.....	5
Figure (I.4). Circuits équivalents des états fondamentaux, (on) et (off) du convertisseur Buck	5
Figure (I.5). Le modèle moyen de convertisseur Buck	7
Figure (I.6). Le convertisseur boost	7
Figure (I.7). Schématise les circuits équivalents pour l'état (ON) et l'état (OFF).....	8
Figure (I.8). Modèle moyen du hacheur boost	9
Figure (I.9). Schéma de base d'un convertisseur Sepic	10
Figure (I.10). K fermé	10
Figure (I.11). K ouvert	11
Figure (I.12). Schéma du convertisseur Buck-Boost	11
Figure (I.13) : Topologies du Convertisseur Buck-Boost	11
Figure (I.14). Modèle moyenne Buck-Boost	12
Figure (I.15). La courbe de tension à modèle moyen Buck	13
Figure (I.16). La Courbe de tension à modèle moyen boost	13
Figure (I.17). La Courbe de tension à modèle moyen Buck-Boost.....	14
Figure (II.1). Schéma synoptique du la commande <i>PI</i>	18
Figure (II.2). Hacheur Buck avec régulateur pi	19
Figure (II.3). La courbe de la tension de sortie	20
Figure (II.4). La courbe du courant i_L	21
Figure (II.5). Hacheur Boost avec régulateur pi.....	21
Figure (II.6). La courbe de la tension sortie V_c	23
Figure (II.7). La courbe de courant i_L	23
Figure (II.8). Hacheur Buck Boost (sepic) avec régulateur pi	24
Figure (II.9). La courbe de la tension sortie V_c	25
Figure (II.10). La courbe de courant i_L	26
Figure (III.1.1). Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	28
Figure (III.1.2). Commande par mode glissant des convertisseurs	30
Figure (III.1.3). Hacheur Buck commandé par mode glissant	31
Figure (III.1.4). La courbe de la tension V_c avec $R=100 \Omega$	32
Figure (III.1.5). La courbe de la tension V_c avec $R=200 \Omega$	32
Figure (III.1.6). Hacheur Boost commandé par mode glissant	34
Figure (III.1.7). La courbe de la tension V_c avec $R=100 \Omega$	34
Figure (III.1.8). La courbe de la tension V_c avec $R=200 \Omega$	35
Figure (III.1.9). Hacheur Buck Boost (sepic) commandé par mode glissant.....	36
Figure (III.1.10). La courbe de la tension V_c avec $R=100 \Omega$	37
Figure (III.1.11). La courbe de la tension V_c avec $R=200 \Omega$	37
Figure (III.2.1). Convertisseur Buck avec retour d'état LQR intégral	43
Figure (III.2.2). La courbe de la tension de sortie pour $R=100\Omega$	44

Liste des figures :

Figure (III.2.3). La courbe de la tension de sortie pour $R=200\Omega$	44
Figure (III.2.4). Convertisseur BOOST avec retour d'état LQR intégral	47
Figure (III.2.5). La courbe de la tension de sortie pour $R=100\Omega$	47
Figure (III.2.6). La courbe de la tension de sortie pour $R=200\Omega$	48
Figure (III.2.7). Convertisseur Buck Boost avec retour d'état LQR intégral.....	50
Figure (III.2.8). La courbe de la tension de sortie pour $R=100\Omega$	51
Figure (III.2.9). La courbe de la tension de sortie pour $R=200\Omega$	51
Figure (III.3.1). Convertisseur Buck avec commande itérative Learning.....	53
Figure (III.3.2). La courbe de la tension de sortie pour $R=100\Omega$	54
Figure (III.3.3). La courbe de la tension de sortie pour $R=200\Omega$	54
Figure (III.3.4). Convertisseur Boost avec commande itérative Learning.....	55
Figure (III.3.5). La courbe de la tension de sortie pour $R=100\Omega$	56
Figure (III.3.6). La courbe de la tension de sortie pour $R=200\Omega$	56
Figure (III.3.7). Convertisseur Buck-Boost (sepic) avec commande itérative Learning	57
Figure (III.3.8). La courbe de la tension de sortie pour $R=100\Omega$	58
Figure (III.3.9). La courbe de la tension de sortie pour $R=200\Omega$	58

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale :

Introduction générale

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

Dans ce mémoire nous allons essayer de contrôler les convertisseurs DC-DC à l'aide de plusieurs techniques de commande, et ce pour Contrôler la tension de sortie. Pour ce faire, on propose d'utiliser des techniques inspirées de l'automatique. Cette régulation de la tension de sortie est généralement importante dans les systèmes multi-sources, où à ce niveau est collectée la puissance générée par les différentes sources dans les applications dédiées au véhicule électrique. Pour ce faire, on propose d'utiliser la commande par régulateur PI, commande par mode glissant, la commande linéaire quadratique, dite LQR et la commande itérative Learning. Pour mettre en exergue ces méthodes de contrôle, les applications de ces commandes sont effectuées aux convertisseurs DC/DC (Buck, boost, Buck-boost ou sepic). Le mémoire est structuré en trois chapitres :

- ✓ Dans le premier chapitre, nous présenterons la modélisation des trois types des convertisseurs DC/DC (Buck, Boost, Buck-Boost).
- ✓ Dans le deuxième chapitre, nous traiterons la commande par régulateur PI appliquée aux convertisseurs DC/DC, où nous étudierons le principe de la méthode, en suite nous effectuerons la simulation sous le package Matlab/Simulink du contrôle sur les hacheurs (Buck, boost, Buck boost (sepic)), où nous critiquerons les performances obtenues.
- ✓ Dans le troisième chapitre, nous allons étudier l'application de plusieurs techniques de commande (commande par mode glissant, commande optimale LQR, commande itérative Learning) aux convertisseurs DC/DC, où nous expliquerons le principe de fonctionnement de ces techniques, puis nous simulerons ces techniques sur des convertisseurs DC/DC et on étudiera les performances obtenues.

CHAPITRE I :
MODÉLISATIONS DES
CONVERTISSEURS DC-DC

I.1\Introduction

Actuellement, l'énergie électrique est essentiellement produite et distribuée sous forme alternative, de fréquence 50Hz. Au niveau de l'utilisateur, par contre, beaucoup d'applications (en particulier les variateurs de vitesse) nécessitent des formes différentes d'énergie électrique. Dans ce cas, il faut prévoir un dispositif permettant de transformer l'énergie disponible.

Au départ, cette conversion d'énergie a été réalisée à l'aide de montages complexes à base de machines tournantes (convertisseurs dynamiques). L'essor des semiconducteurs de puissance au début des années 60 a permis le rapide développement des convertisseurs statiques d'énergie électrique (par opposition aux convertisseurs dynamiques).

Les convertisseurs statiques sont donc désormais utilisés pour mettre en forme l'énergie électrique et permettre ainsi d'adapter les différentes sources d'énergies aux différentes charges.

La définition Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné [1].

Les convertisseurs d'électronique de puissance sont utilisés comme des interfaces entre la source et la charge. Ils permettent d'adapter la puissance nécessaire à celle consommée. En effet, la dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques sans précédents dans le domaine de l'électroniques de puissance : apparition de nouveaux composants électroniques semi-conducteurs capables de commuter rapidement et supportant une grande tension et un grand courant (GTO, MOSFET, IGBT...etc.) [2].

Ainsi Les progrès accomplis dans le domaine de la micro-informatique et les calculateurs numérique sont permis la synthèse d'algorithmes de contrôle de ces ensembles convertisseur charge plus performants et plus robustes [2].

On distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques :

- Continu → continu (hacheur).
- Continu → alternatif (onduleur).
- Alternatif → alternatif (gradateur).
- Alternatif → continu (redresseur).

La figure (I.1) illustre de transport d'énergie de la source à la charger via un convertisseur

Statique :

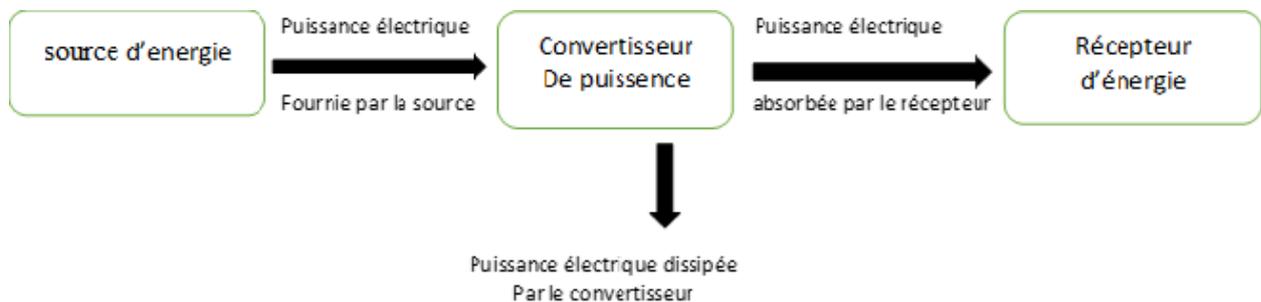


Figure (I.1) : schéma montrant le principe de fonctionnement de convertisseur

Les convertisseurs de type DC-DC convertissent un niveau de tension électrique à un autre niveau par action de commutation. 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. 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 commutation douce ou des techniques de résonance pour contrôler les pertes de commutation. Nous nous limiterons dans notre étude aux convertisseurs abaisseur et élévateur qui sont largement utilisés dans les systèmes d'énergie renouvelable [3].

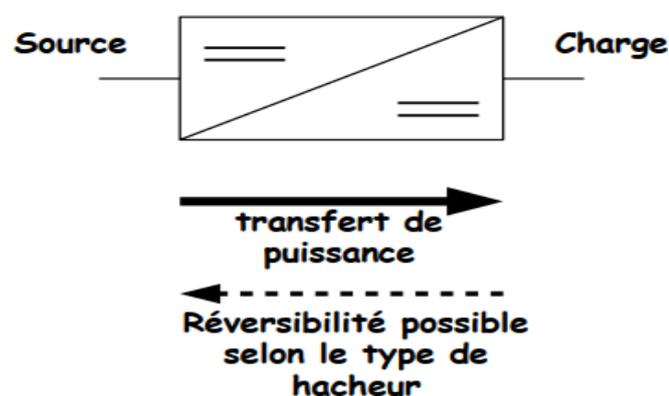


Figure (I.2) : schéma du convertisseur DC\DC

Dans Ce chapitre, on vise à modéliser et simuler les trois convertisseurs DC\DC les plus populaires : hacheur Buck, hacheur boost et hacheur Buck-boost sous l'environnement MATLAB\ SIMULINK.

I.2\Les Modes de fonctionnement des convertisseurs DC-DC

Le convertisseur peut fonctionner suivant deux modes de conduction dépendant de sa capacité de stockage d'énergie, de la période de commutation et de la charge, à savoir le mode de conduction continue et le mode de conduction discontinue [4].

I.2.1\Mode de conduction discontinue (MCD) :

Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée totalement. Le courant dans l'inductance s'annule avant la fin d'une période de commutation [5].

I.2.2\Mode de conduction continue (MCC) :

Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée partiellement. Le courant dans l'inductance ne s'annule pas pour une période de commutation [5].

I.3\Approche de la modélisation

Dans les sections suivantes, la modélisation de l'espace d'état est utilisée pour simuler les convertisseurs DC-DC avec les topologies Buck, Boost et Buck-Boost. Simulink a été choisi comme plate-forme pour la modélisation, la mise en œuvre et les tests. Pour commencer, considérons l'équation d'état (I.1), où A, B, C, D sont les matrices du système, x est la variable d'état, \dot{x} est la dérivée de la variable d'état, u est l'entrée et y est la sortie [6].

$$\dot{x}=Ax+Bu \quad (I.1)$$

$$y=Cx+Du \quad (I.2)$$

I.4\Représentation des convertisseur statiques**I.4.1\convertisseur abaisseur (hacheur Buck)**

Le convertisseur Buck est un convertisseur statique abaisseur qui permet de transformer une tension continue fixe en une tension plus faible contrôlable [7]. Le convertisseur Buck peut servir comme variateur de vitesse pour les moteurs à courant continu [3] .

Le schéma du convertisseur Buck est présenté par la figure (I.5) :

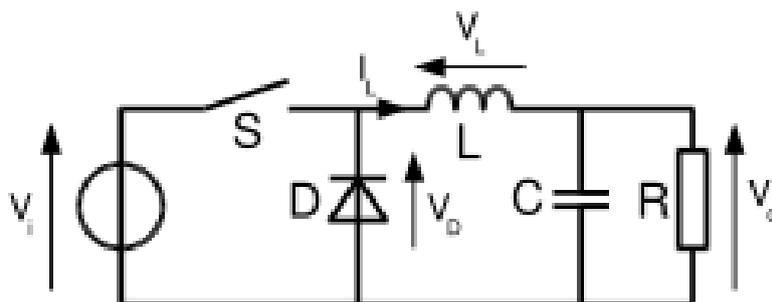
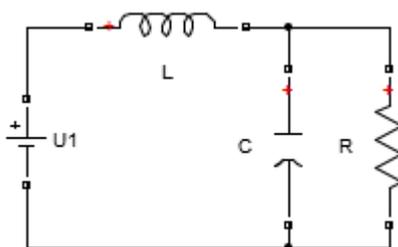
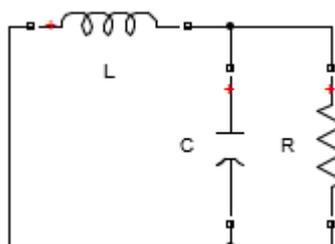


Figure (I.3) : Convertisseur Buck

Dans cette configuration l'interrupteur de puissance est fermé dans l'intervalle $[0, \alpha T]$, et ouvert de $[\alpha T, T]$, dans la figure suivante est illustré le circuit pour l'état (ON) et l'état (OFF) :



Etat (ON)



Etat (OFF)

Figure (I.4) : Circuits équivalents des états fondamentaux, (on) et (off) du convertisseur Buck. V_c et i_L sont les variables d'état du convertisseur Buck. V_c et i_L peuvent être définis dans (I.3) et (I.4) pendant l'état "ON", respectivement.

$$V_c = U_1 - L \frac{di_L}{dt} \tag{I.3}$$

$$i_L = c \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_c}{R} \tag{I.4}$$

$i_L = x_1$ et $V_c = x_2$ sont des variables d'état qui sont mises en correspondance. En réarrangeant (I.3) et (I.4), leurs dérivées x_1' et x_2' dans (I.5) et (I.6) peuvent être dérivées.

$$\dot{X}_1 = -\frac{1}{L} X_2 + \frac{1}{L} U_1 \tag{I.5}$$

$$\dot{X}_2 = -\frac{1}{C}X_1 - \frac{1}{RC}X_2 \quad (\text{I.6})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \quad (\text{I.7})$$

Dans l'état (OFF), Les équation d'état du système se résument a :

$$\dot{X}_1 = -\frac{1}{L}X_2 \quad (\text{I.8})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \quad (\text{I.9})$$

Ensuite, les matrices A et B de l'espace d'état pour les états " ON " et " OFF " du convertisseur Buck ont été calculées. Il est nécessaire de calculer les matrices A et B moyennes tout en prenant en compte le rapport cyclique de commutation d. Les matrices A et B moyennes sont indiquées comme (I.10) et (I.11).

$$\bar{A} = A_{(ON)}d + A_{(OFF)}(1-d)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$\bar{b} = b_{(ON)}d + b_{(OFF)}(1-d)$$

$$\bar{b} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Les matrices moyennes de (I.10) et (I.11) sont substituées dans le modèle du convertisseur Buck pour le compléter (I.1). En fin le modèle moyen du convertisseur BUCK est donné ainsi :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \quad (\text{I.12})$$

Enfin, l'espace d'état de sortie des matrices C et D est illustré afin de déduire l'état de sortie de V_c et i_L . (I.13) [6].

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \tag{I.13}$$

La figure suivante montre la modèle moyenne Buck :

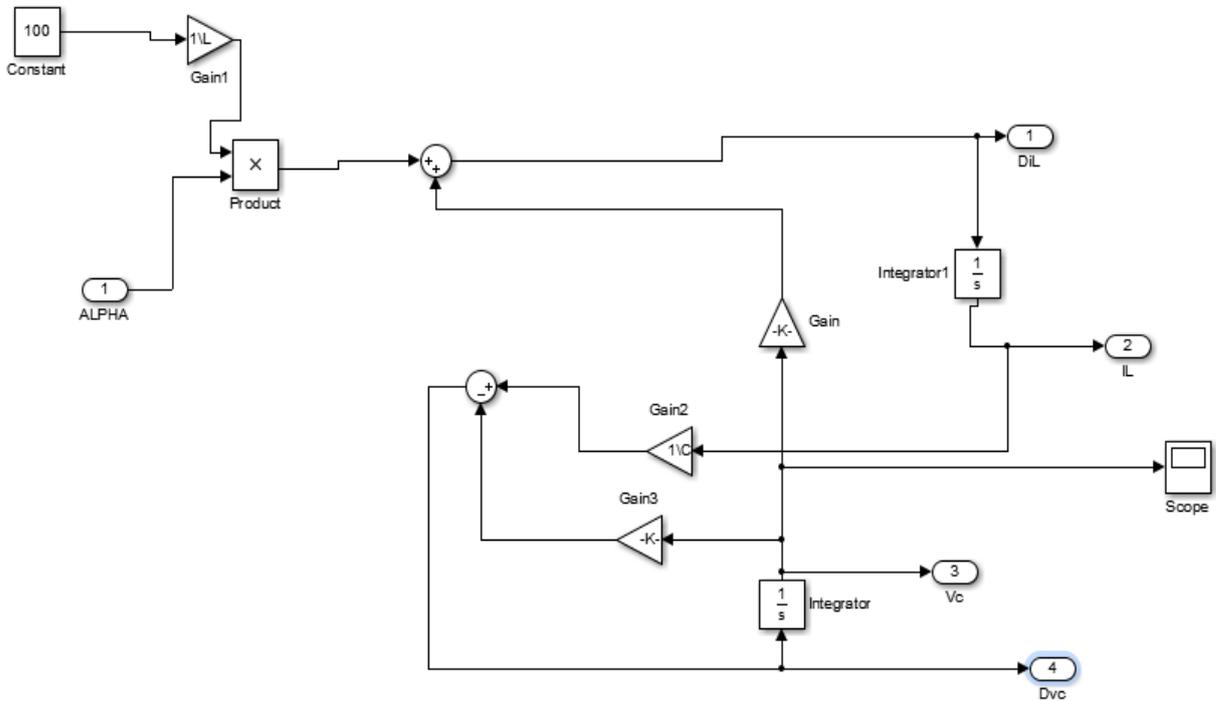


Figure (I.5): le modèle moyen de convertisseur Buck

I.4.2) convertisseur élévateur (hacheur 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 [8]. la figure (I.8) représente Le schéma de convertisseur élévateur (hacheur boost). Comme pour le hacheur Buck, l'interrupteur de puissance est fermé pendant l'intervalle $[0, \alpha T]$ et ouvert pendant $[\alpha T, T]$.

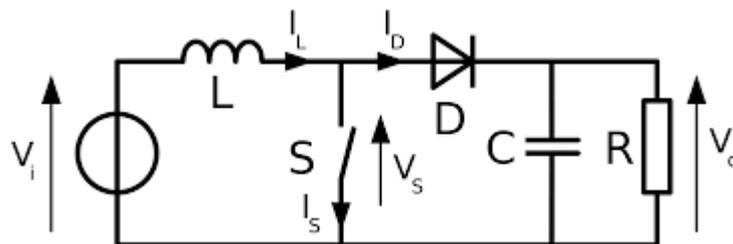
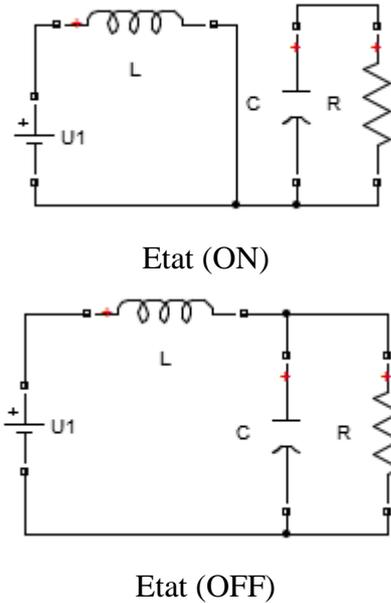


Figure (I.6) : le convertisseur boost

Dans cette configuration l'interrupteur de puissance est fermé dans l'intervalle $[0, \alpha T]$, et ouvert de $[\alpha T, T]$, dans la figure suivante est illustré le circuit pour l'état (ON) et l'état (OFF) :



La figure (I.7) : schématise les circuits équivalents pour l'état (ON) et l'état (OFF)

L'inducteur est chargé par u_1 spécifié dans l'état "ON" (I.14). Dans cet état, où i_L , aucun courant ne circule dans le condensateur et la résistance (I.15).

$$U_1 = L \frac{di_L}{dt} \quad (I.14)$$

$$0 = c \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R} \quad (I.15)$$

En réarrangeant (I.14) et (I.15), les dérivées d'état de x_1' et x_2' dans (I.16) et (I.17) peuvent être dérivées pour créer les matrices d'espace d'état A et B pour un convertisseur survolteur dans l'état "ON".

$$\dot{X}_1 = \frac{1}{L} U \quad (I.16)$$

$$\dot{X}_2 = -\frac{x_2}{RC} \quad (I.17)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \quad (I.18)$$

Lorsqu'un convertisseur survolteur entre dans l'état "OFF", son circuit équivalent ressemble à celui d'un convertisseur Buck dans l'état "ON". Par conséquent, la matrice d'espace d'état A et B pour l'état 'OFF' du convertisseur Boost est comparable à la matrice d'espace d'état A et B pour l'état 'ON' du convertisseur BUCK (I.7). De même, le rapport cyclique de commutation d peut être utilisé pour calculer la moyenne des matrices A et B de l'espace d'état du convertisseur élévateur pour les états "ON" et "OFF". Les matrices A et B moyennes sont illustrées aux figures (I.19) et (I.20).

$$\bar{A} = A_{(ON)}d + A_{(OFF)}(1-d)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$$\bar{b} = b_{(ON)}d + b_{(OFF)}(1-d)$$

$$\bar{b} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Pour compléter le modèle de convertisseur élévateur, la matrice moyenne de (I.19) et (I.20) sont Utilise. Le modèle moyen dans l'espace d'état et alors donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \quad (I.21)$$

Pour obtenir l'état de sortie de VC et iL, l'espace d'état de sortie pour la matrice C et D est similaire à (I.13) [6].

La figure suivante montre la modèle moyen boost :

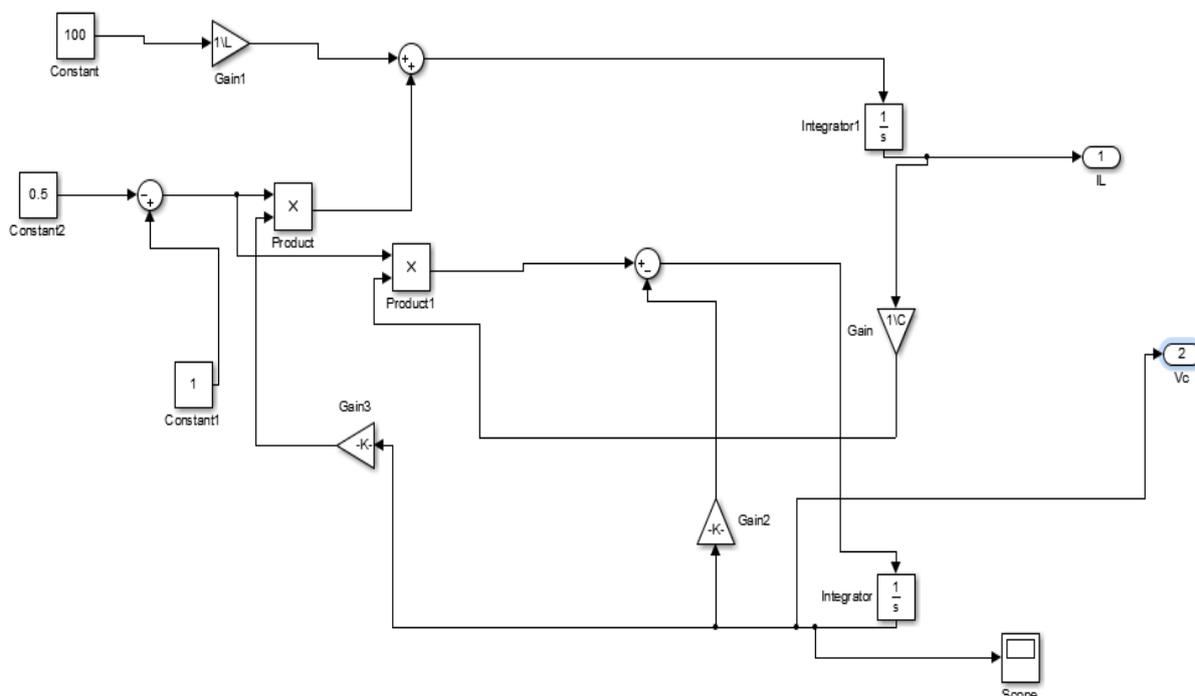


Figure (I.8) : modèle moyen du hacheur boost

I.4.3\convertisseur abaisseur élévateur (SEPIC)

Le convertisseur SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter) a été conçu à la fin des années 1970 par Slobodan Cük. La structure du hacheur SEPIC se déduit du hacheur capacitif dit hacheur Cük par permutation de la diode et de l'inductance de sortie. Il présente des caractéristiques similaires à celle du hacheur Cük, à l'exception qu'il est non inverseur de tension. La tension de sortie peut être supérieure ou inférieure à la tension d'entrée. Le convertisseur SEPIC est composé de deux inductances $L1$ et $L2$. Elles peuvent être bobinées sur le même circuit magnétique, cela permet de gagner de la place sur le PCB et à tendance à coûter moins chère que deux inductances séparées. La tension de sortie dépend du rapport cyclique appliqué à l'interrupteur K . La topologie du SEPIC est appropriée pour les applications de charge de batteries et pour la correction du facteur de puissance (PFC) grâce à l'inductance en série avec la source [9].

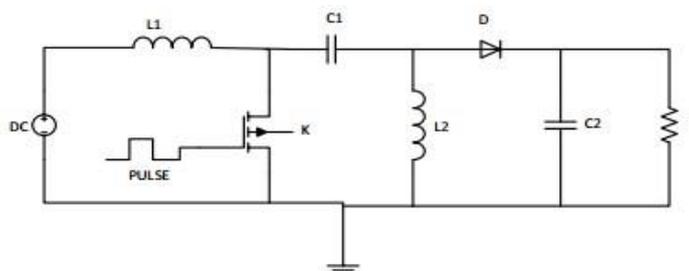


Figure (I.9) : Schéma de base d'un convertisseur Sepic.

I.4.3.1\Principe de Fonctionnement

L'étude se fait en deux parties selon l'état de conduction de l'interrupteur K de 0 à αT : Phase d'accumulation d'énergie, On ferme l'interrupteur K . On applique aux bornes de l'inductance $L1$ la tension d'entrée V_e , le courant traversant $L1$ va augmenter linéairement, l'énergie est stockée dans $L1$. L'énergie contenue dans le condensateur $C1$ passe dans l'inductance $L2$, et celle du condensateur $C2$ vers la charge. La tension est maintenue constante par le condensateur $C2$ [9] :

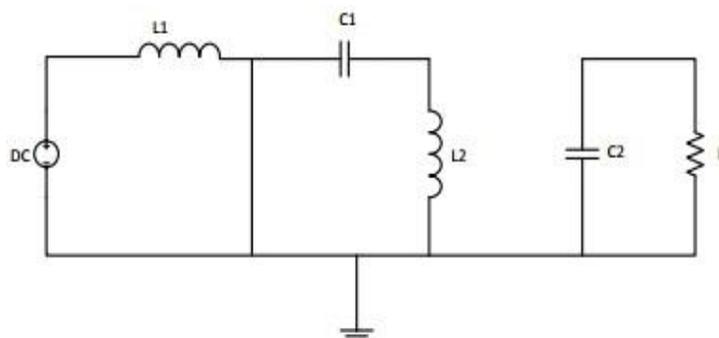


Figure (I.10) : K fermé.

• De αT à T : Phase de roue libre.

On ouvre l'interrupteur K, ainsi la diode D se met à conduire. L'énergie emmagasinée dans l'inductance L1 est restituée dans le condensateur C1. L'énergie dans L2 est transférée vers C2 [10].

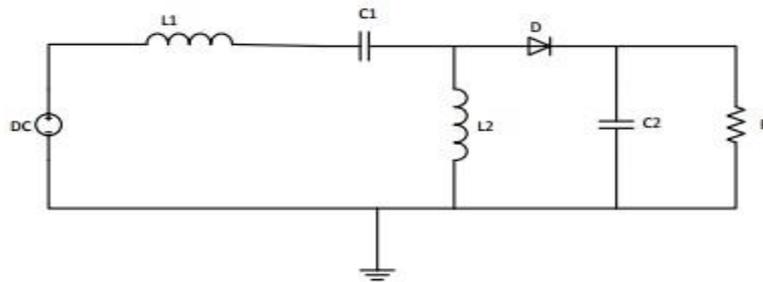


Figure (I.11) : K ouvert.

1.4.4\convertisseur abaisseur élévateur (Buck-Boost)

Un convertisseur Buck-boost est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse [10], Ce convertisseur est obtenu en interchangeant les positions de la bobine et de la diode dans le modèle Buck [11].

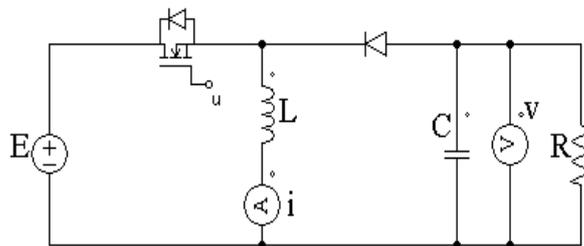


Figure (I.12) : schéma du convertisseur Buck-Boost

I.4.4.1\Le modèle mathématique du le convertisseur Buck-Boost

Pour obtenir les équations différentielles qui représentent le convertisseur Buck-Boost, on utilise la topologie réelle de la Figure.I.14. Les équations différentielles du convertisseur sont obtenues en appliquant les lois de Kirchoff à chacune des topologies possibles qui réalise d'une position donnée de l'interrupteur

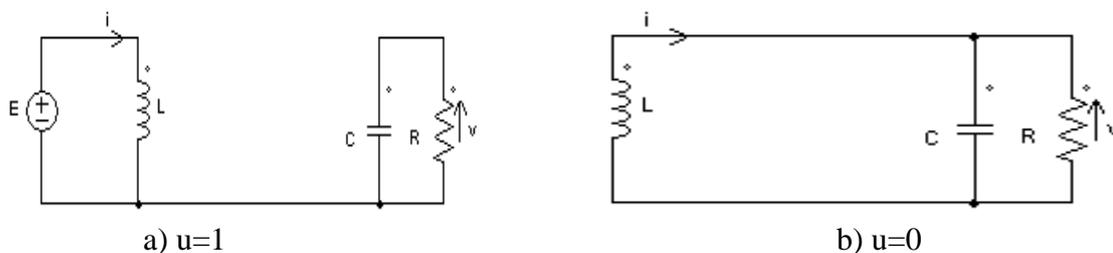


Figure (I.13) : Topologies du Convertisseur Buck-Boost

En régime interrupteur passant, u est égale à 1, la diode est bloquée, et appliquant les lois de Kirchhoff au circuit qui en résulte (**Figure. I.13**) et les équations dans ce cas sont [17]:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = E \\ C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{V_c}{R} \end{cases} \quad (I.22)$$

Lorsque l'interrupteur est bloqué, u est égale à 0 et la diode est passant. Les équations sont :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_c \\ C \frac{dv_c}{dt} = -i_L - \frac{V_c}{R} \end{cases} \quad (I.23)$$

Alors, Le modèle moyen du convertisseur Buck-Boost est décrit par :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = Eu + V_c(1 - u) \\ C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{V_c}{R} - i(1 - u) \end{cases} \quad (I.24)$$

L'application de la méthode d'espace d'état des équations (I.22), (I.23) et (I.24) est représentée dans le système suivant [12] :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1-u}{L} \\ -\frac{1-u}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (I.25)$$

La figure suivante montre le modèle moyen du convertisseur Buck-Boost :

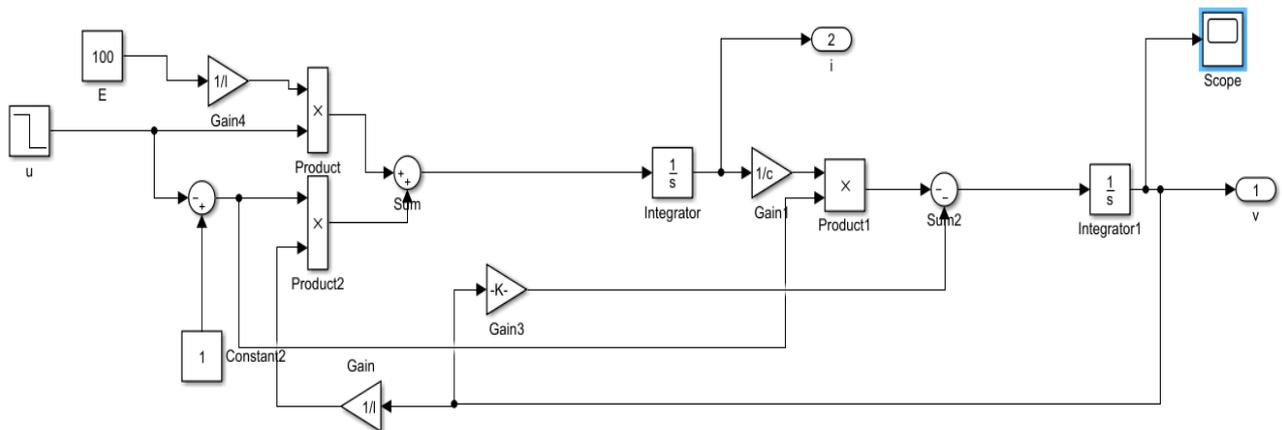


Figure (I.14) : modèle moyenne Buck-Boost

Sur les figures suivantes, on schématise les tensions de sortie des trois convertisseurs, pour mettre en évidence les modèles présentes :

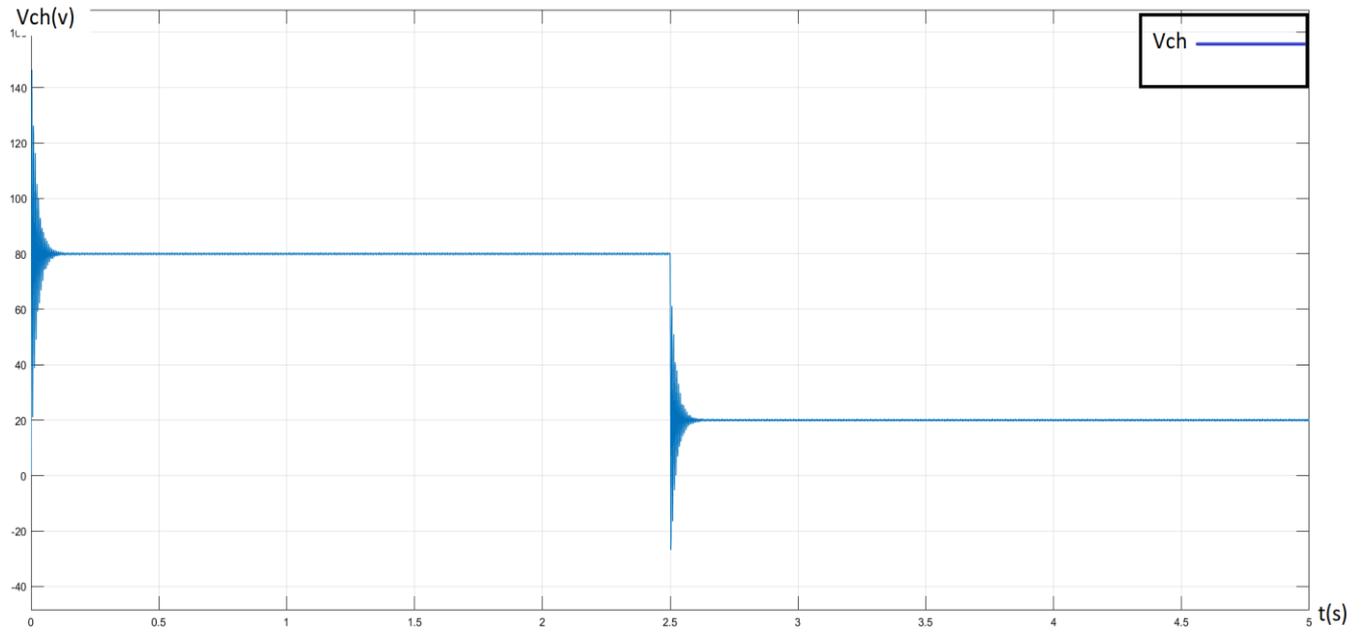


Figure (I.15) :la courbe de la tension à modèle moyen Buck

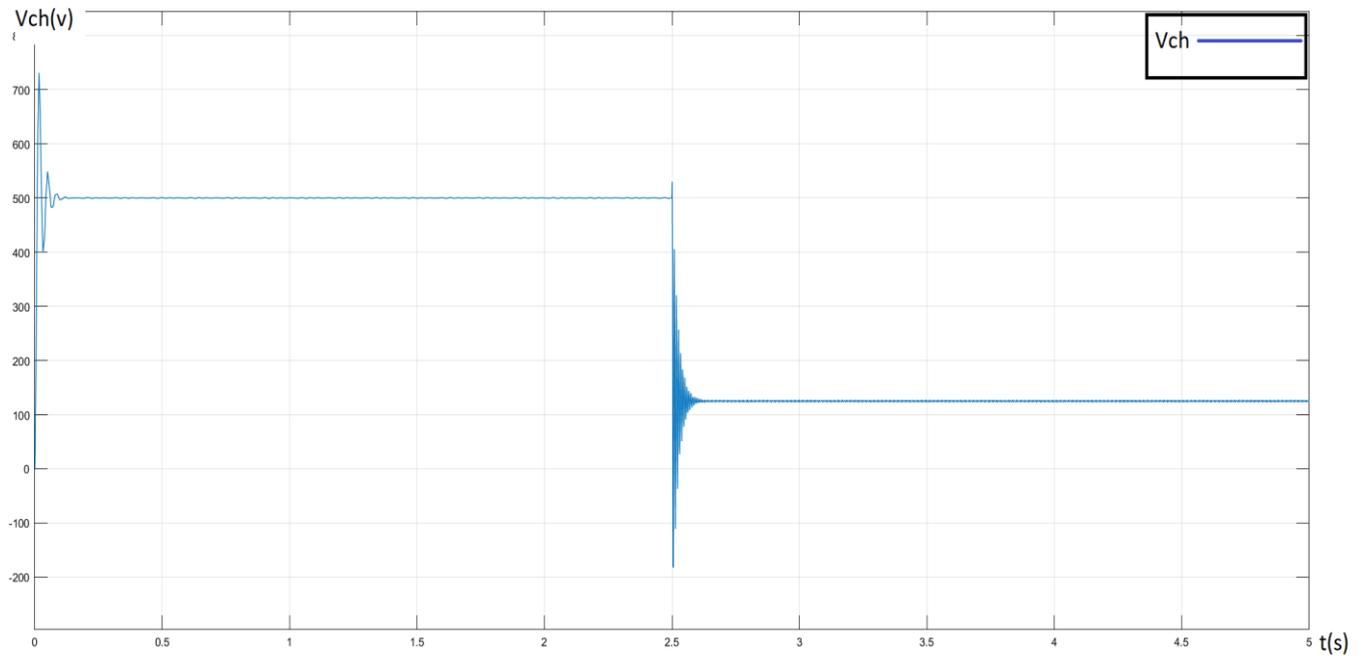


Figure (I.16) :la courbe de la tension à modèle moyen Boost.

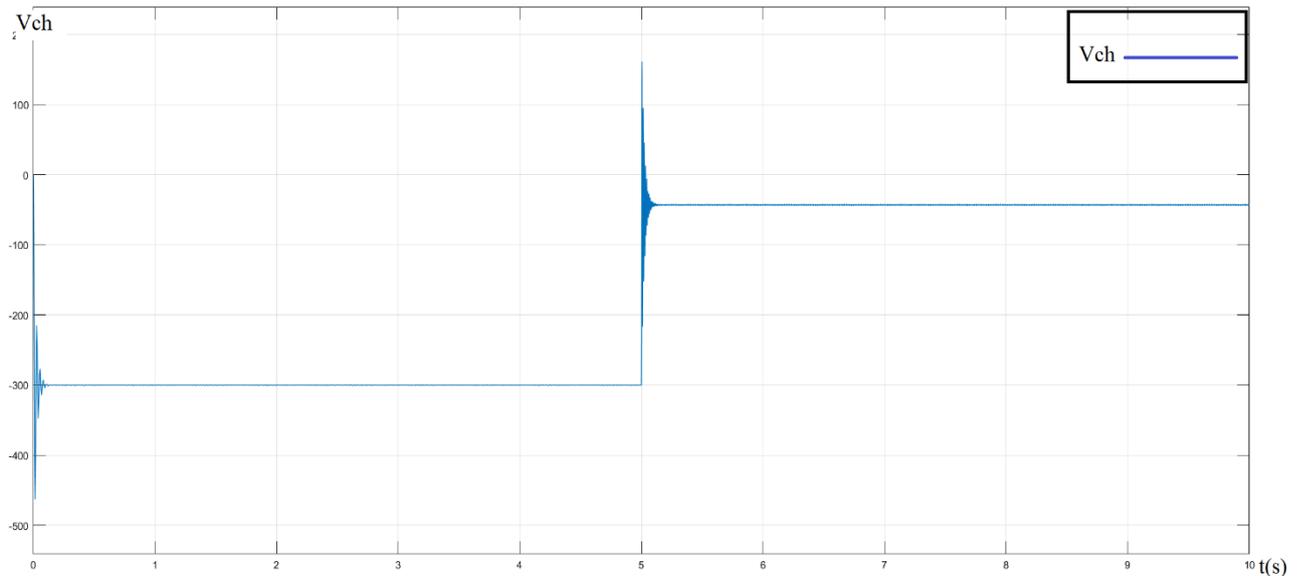


Figure (I.17) : la courbe de la tension à modèle moyen Buck-Boost.

1.5\Interprétation

à travers les courbes (I.15), (I.16) et (I.17), on remarque que le modèle moyen permet de modéliser le convertisseur statique dans le temps continu

Conclusion :

Dans ce premier chapitre, on a présenté en bref les trois convertisseurs DC\DC à liaison directe les plus populaires (« Buck, boost, et Buck-boost), puis on a entamé les modèles moyens des trois convertisseurs. Dans le prochain chapitre en vue de la régulation de tension de sortie des trois convertisseurs par des régulateur PI

CHAPITRE II : COMMANDE PAR RÉGULATEUR PI

II.1\Introduction

L'objectif principal de la commande est de maîtriser l'évolution d'une ou plusieurs grandeurs physiques à partir d'une ou plusieurs variables de contrôle et ceci dans un environnement perturbé. Ces perturbations sont de nature externe (perturbation sur la mesure, perturbation sur la commande...) ou interne au système (erreur du modèle, incertitude paramétrique) et généralement non mesurable. La commande de processus se fait par l'introduction dans la chaîne de commande d'un algorithme de contrôle ayant des performances satisfaisantes pour s'affranchir des perturbations. Cet algorithme de contrôle est appelé un correcteur ou parfois un régulateur [13].

Tout système à régler possède un régulateur, qu'il soit analogique ou numérique. Ces régulateurs ont pour tâche de comparer, en premier lieu, une valeur de consigne avec la valeur de mesure correspondante. En second lieu, le régulateur agit sur la grandeur de commande pour rendre la valeur de mesure aussi proche que possible de la valeur de consigne. Dans ce cas, la tension de sortie du convertisseur est comparée à une valeur de consigne et selon la charge, la température ou les variations de la tension d'entrée, la tension de sortie est maintenue à la valeur de consigne. Parmi les inconvénients d'une régulation en boucle fermée, il faut citer le fait que la précision et la fidélité de la régulation dépendent de la fidélité et de la précision sur les valeurs mesurées[15].

Dans ce chapitre on va utiliser le régulateur PI pour fixer la tension de sortie des différents convertisseurs DC-DC à la tension de référence

II.2\ command classique des convertisseurs DC-DC

II.2.1\les régulateur de base PI

Après avoir opté pour une configuration de correction, le concepteur doit choisir le type de correcteur qui une fois les valeurs de ses éléments déterminées, répondra aux spécifications du cahier des charges. Mais même là, il existe une multitude de correcteurs disponibles. Plus le correcteur est complexe, plus son coût est élevé, il est moins fiable, et plus difficile à réaliser. Le choix d'un correcteur spécifique pour une application spécifique est toujours basé sur l'expérience du concepteur, et quelquefois sur l'intuition.

Les correcteurs industriels les plus utilisés peuvent être classés, selon leurs actions de correction, de la manière suivante :

- Correcteur à action proportionnelle (P)
- Correcteur à action intégrale (I)
- Correcteur à actions proportionnelle et intégrale (PI)

- Correcteur à action dérivée (D)
- Correcteur à actions proportionnelle et dérivée (PD)
- Correcteur à actions proportionnelle, intégrale et dérivée (PID)

La majorité de ces systèmes utilisent l'électricité ou un fluide sous pression tel que l'huile ou l'air comme source d'énergie. Ils sont également classés en fonction du type d'énergie utilisée dans l'opération (pneumatique, hydraulique, ou électrique) et choisis selon la nature du système à commander (ou à asservir) et selon les conditions d'opération (Considérations de sécurité, de coût, de fiabilité, de précision, de poids, et de dimension) .

II.2.2\Correcteur à action proportionnelle P

La relation entre la sortie $U(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est :

$$U(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) \quad (\text{II.1})$$

Avec K_p : appelé « gain proportionnel »

Quelques soient le mécanisme et la source d'énergie utilisés, le correcteur proportionnel est essentiellement un amplificateur à gain variable[14]

II.2.3\ Effet de correcteur P

L'action proportionnelle P crée un signal de commande $u(t)$ proportionnel au signal d'erreur $\varepsilon(t)$. Elle agit donc principalement sur le gain du système asservi et permet d'améliorer notablement la précision. L'action proportionnelle entraîne une augmentation du gain, d'où une diminution de l'erreur statique (amélioration de la précision) mais, augmente la bande passante du système, ce qui améliore la rapidité du système et, augmente l'instabilité du système. Le correcteur proportionnel P n'est généralement pas utilisé seul. On verra que tout correcteur possède au moins l'action proportionnelle Correcteur à action intégrale I[14].

La relation entre la sortie $u(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est :

$$u(t) = k_i \int \varepsilon(t) dt \quad (\text{II.2})$$

C'est-à-dire :

$$u(t)/\varepsilon(t) = k_i = T.S \quad (\text{II.3})$$

Avec K_i appelé « gain intégral », T_i appelé « constante de temps d'intégration »

II.2.4\ Effet de correcteur I

L'intérêt principal de ce correcteur est d'ajouter dans la chaîne de commande une intégration. Nous savons que la présence d'une intégration dans la FTBO augmente la classe du système et réduit ou

annule, selon le type d'entrée, l'erreur statique du système.

L'action intégrale pure améliore la précision en réduisant ou annulant l'erreur statique, mais introduit un déphasage de -90° qui risque de déstabiliser le système (diminution de la marge de phase) [14].

II.2.5\Correcteur à action proportionnelle PI

Le correcteur à action exclusivement Intégrale n'est pratiquement jamais utilisé, en raison de sa lenteur et de son effet déstabilisant. Il est en général, associé au correcteur proportionnel correcteur à action proportionnelle et intégrale

La relation entre la sortie $u(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est :

$$u(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) + k_i \int \varepsilon(t) \cdot dt \quad (\text{II.4})$$

C'est-à-dire :

$$\frac{U(p)}{\varepsilon(t)} = Kp + \frac{Ki}{s} = Kp \left(s + \frac{Ki}{Kp} \right) \quad (\text{II.5})$$

Ou encore,

$$\frac{U(p)}{\varepsilon(t)} = kp \left(1 + \frac{ki}{s \cdot kp} \right) = kp \left(1 + \frac{ki}{s \cdot Tn} \right) \quad (\text{II.6})$$

Avec

$$Ti = \frac{1}{Ki} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$Ti=1/Ki$ « constante de temps d'intégrations »

$Tn=Kp/Ki$ « dosage de corrélation d'intégrale »

II.2.6\Effet de correcteur PI

Le correcteur PI assure une transmission instantanée du signal d'erreur ε , suivi d'une intégration de ce signal.

Ce correcteur sera utilisé chaque fois qu'une erreur permanente doit être annulée ou minimisée, c'est à dire une amélioration de la précision du système. En effet, il introduit une augmentation du gain global du système aux basses fréquences.

K_p et K_i sont tous deux réglables. K_i a juste l'action intégrale, tandis que K_p affecte à la fois les actions intégrale et proportionnelle.

II.2.7 \La commande (PI)

Ce type de contrôle très répandu dans l'industrie rentre dans la classe des commandes linéaires qui se

basent sur un modèle linéaire du système pour synthétiser le contrôleur.

Soit $V_{ref}(t)$ le signal de référence (la consigne) et $V(t)$ le signal de sortie du système à Controller.

- a) **Action proportionnelle** : k_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.

k_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

- b) **Action intégrale** : L'action intégrale réagit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne [14].

II.3\La commande par régulateur PI

Soit $V_{ref}(t)$ le signal de référence (la consigne) et $V(t)$ le signal de sortie du système à Controller

Le régulateur PI est connu par une loi de commande, comme suit [15]:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \tag{II.8}$$

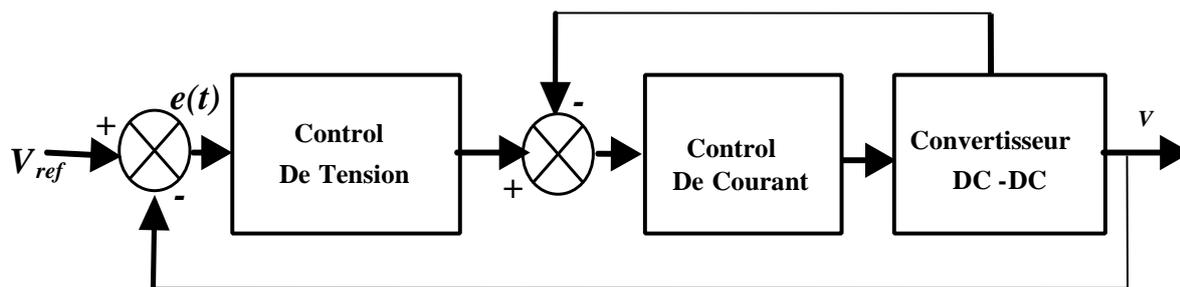


Figure (II.1) : Schéma synoptique du la commande *PI*

Ce shéma décrit la régulation de la sortie par deux boucles imbriquées :boucle de tension et boucle de courant . Le régulateur PI délivre le courant de référence iL_{ref} .un régulateur à hystersis en cascade avec $\Delta i = (-0.2 < A < 0.2) A$, permet le contrôle directe de l'hacheur.

II.4\ commande par régulateur PI du convertisseur abaisseur (Buck)

Le schéma de la commande par PI de l'hacheur Buck est montre sur la figure (II.2)

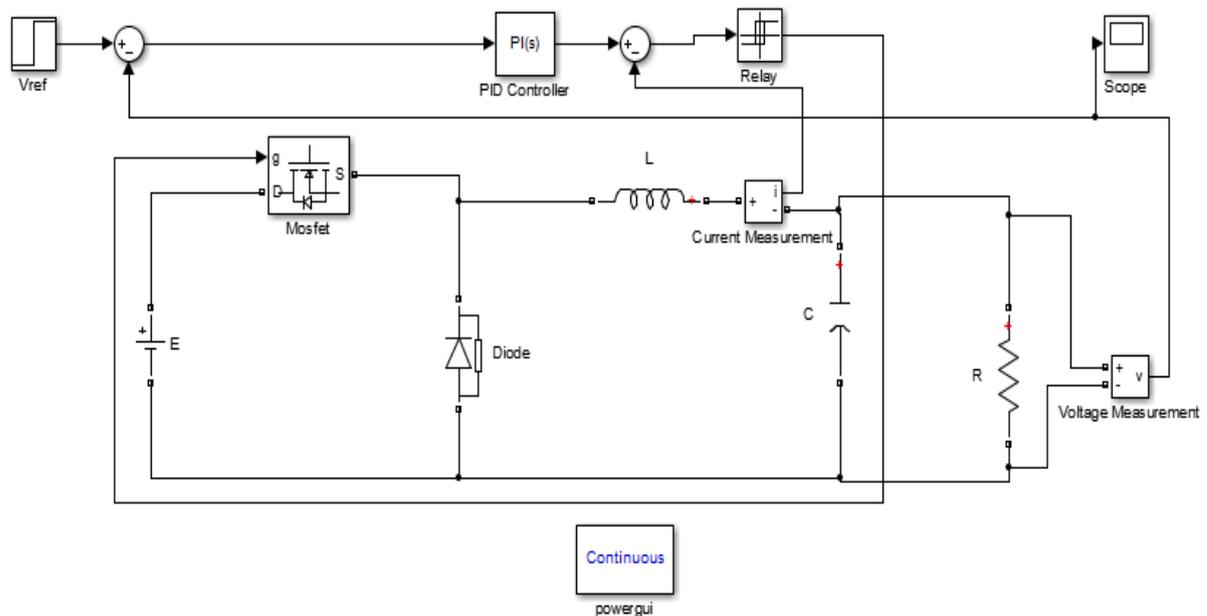


Figure (II.2) : hacheur Buck avec régulateur pi

Dans ce schéma, l’hacheur alimente une charge résistive de valeur, $R=100\Omega$, alors que le régulateur PI permet par deux boucles imbriquées le contrôle de l’hacheur.

II.4.1\ Calcul du le régulateur PI

Pour calculer le régulateur pi sur MATLAB on va utiliser la méthode du toolbox, cette méthode permet le calcul des gains K_p et K_i , en utilisant la matrice d’état du système moyen.

Soit l’hacheur modélisé par ;

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{II.1}$$

$$y = Cx + Du \tag{II.2}$$

- 1) définit les matrices du système (A .B.C.D) .
- 2) utiliser l’instruction `p=ss(A,B,C,D)` pour une écriture en espace d’état.
- 3) passage a la fonction de transfert en utilisant l’instruction `g=tf(p)` .
- 4) enfin pour le calcul du le régulateur PI, on utilise l’instruction `[c info]=pidtune(g, 'pi')`

II.4.2\calcul du régulateur PI du hacheur Buck

le programme sous Matlab

```
L=1e-3; C=1100e-6; R=100; E=100;
Vref=70;
A=[0 -1/L;1/C -1/(R*C)];
```

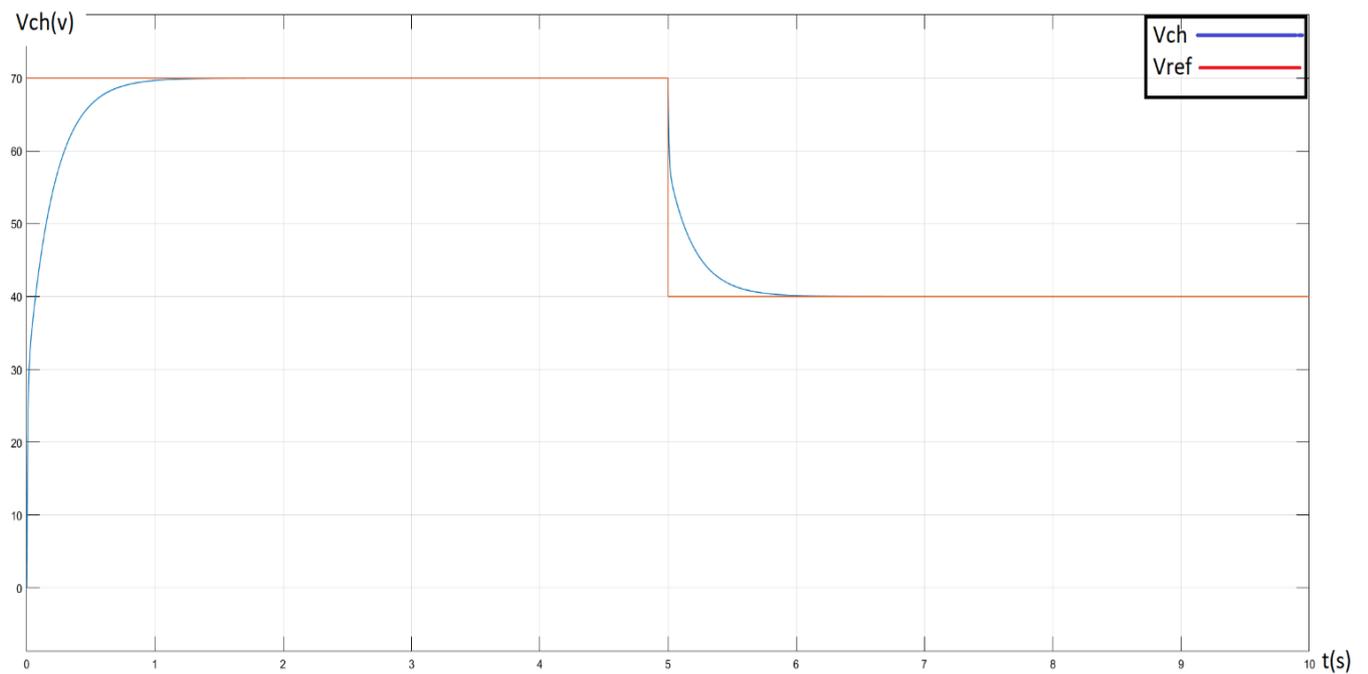
```
B=[E/L 0]';
C=[0 1];
D=0;
p=ss(A,B,C,D)
g=tf(p)
[c info]=pidtune(g,'pi')
```

Le résultat

```
g =
      9.091e07
-----
s^2 + 9.091 s + 9.091e05
Continuous-time transfer function.
```

```
c =
      1
Ki * ---
      s
Ki = 0.0692
```

II.4.3\Résultat de simulation



Figure(II.3) : la courbe de la tension de sortie

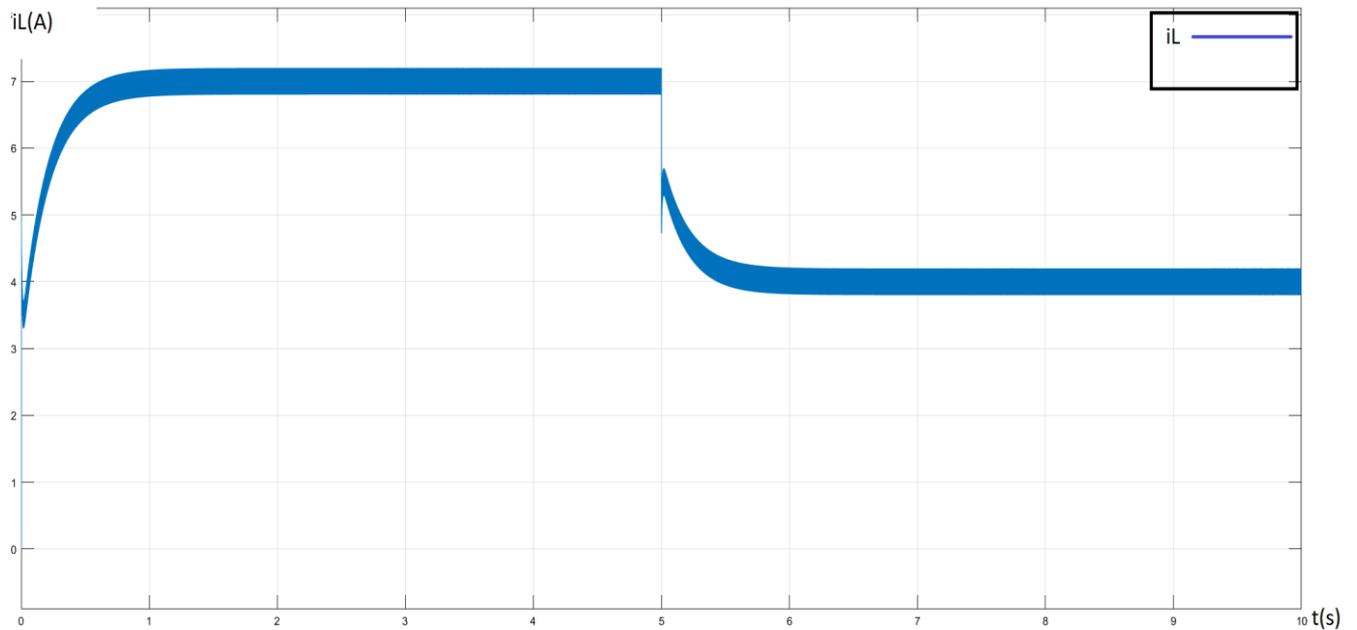


Figure (II.4) :la courbe du courant i_L

II.4.4\interprétation

D’après la figure, on remarque que la tension de sortie rejoint la référence d’une façon apériodique, et le courant i_L est en conduction continue, qui varie entre une valeur nominale et maximale, ce dernier varie d’une façon similaire à la tension de référence.

II.5\commande par régulateur PI du convertisseur élévateur (boost)

Le schéma de la commande par PI de l’hacheur boost est montre sur la figure (II.5)

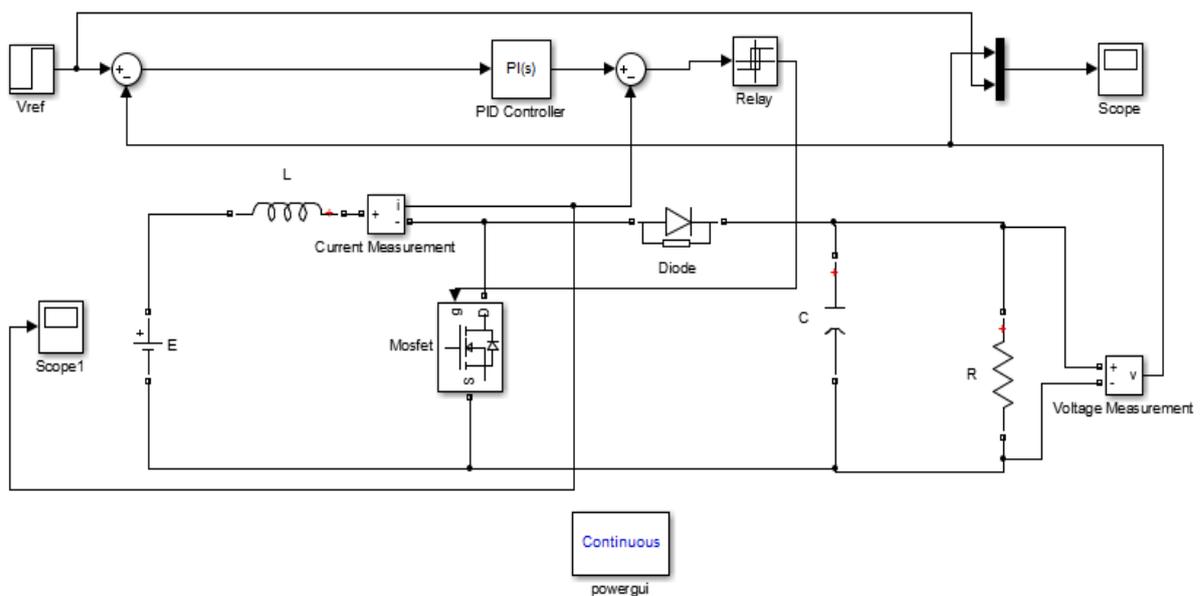


Figure (II.5) : hacheur Boost avec régulateur pi

II.5.1\calcul du régulateur PI

-le programme sous Matlab

```
L=1e-3; C=1100e-6; R=100; E=100;
Vref=400;
u=(Vref-E)/Vref
A=[0 -(1-u)/L;
   (1-u)/C -1/(R*C)];
B=[1/L 0]';
C=[0 1];
D=0;
p=ss(A,B,C,D)
g=tf(p)
[c info]=pidtune(g,'pi')
```

-Le résultat

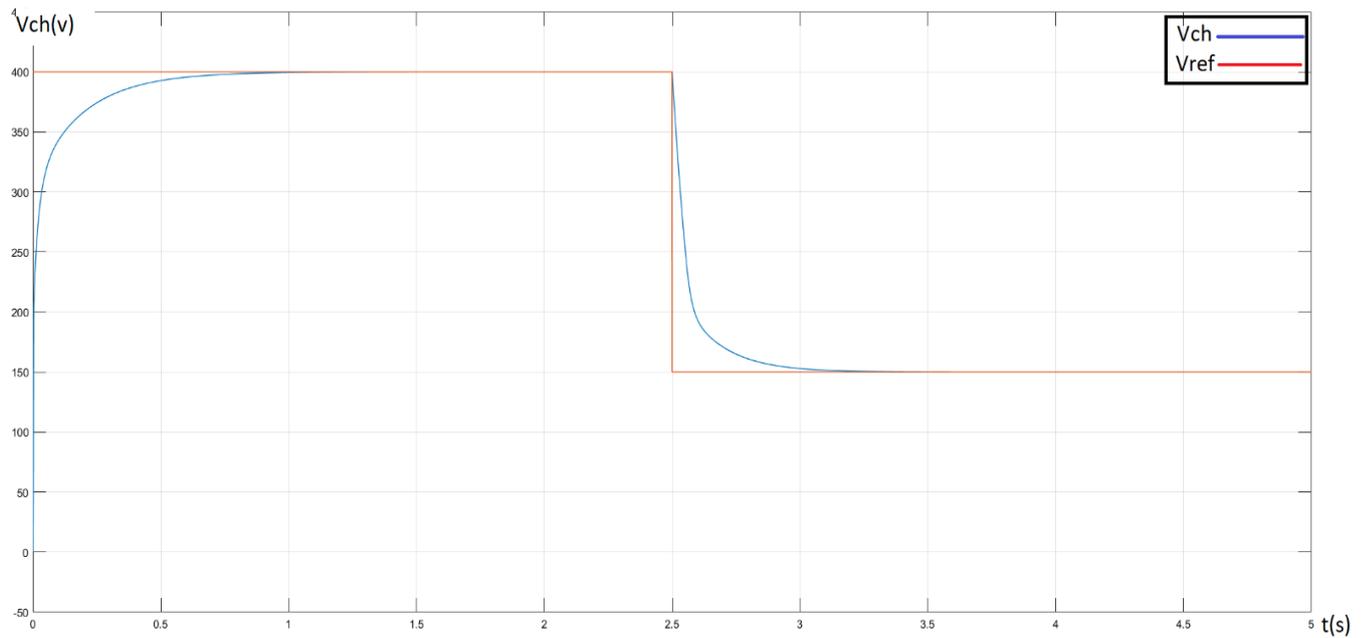
```
g =

          2.273e05
-----
s^2 + 9.091 s + 5.682e04
Continuous-time transfer function.
c =

          1
Ki * ----
        s

Ki = 1.06
```

II.5.2\Résultat de simulation



Figure(II.6) : la courbe de la tension sortie V_c

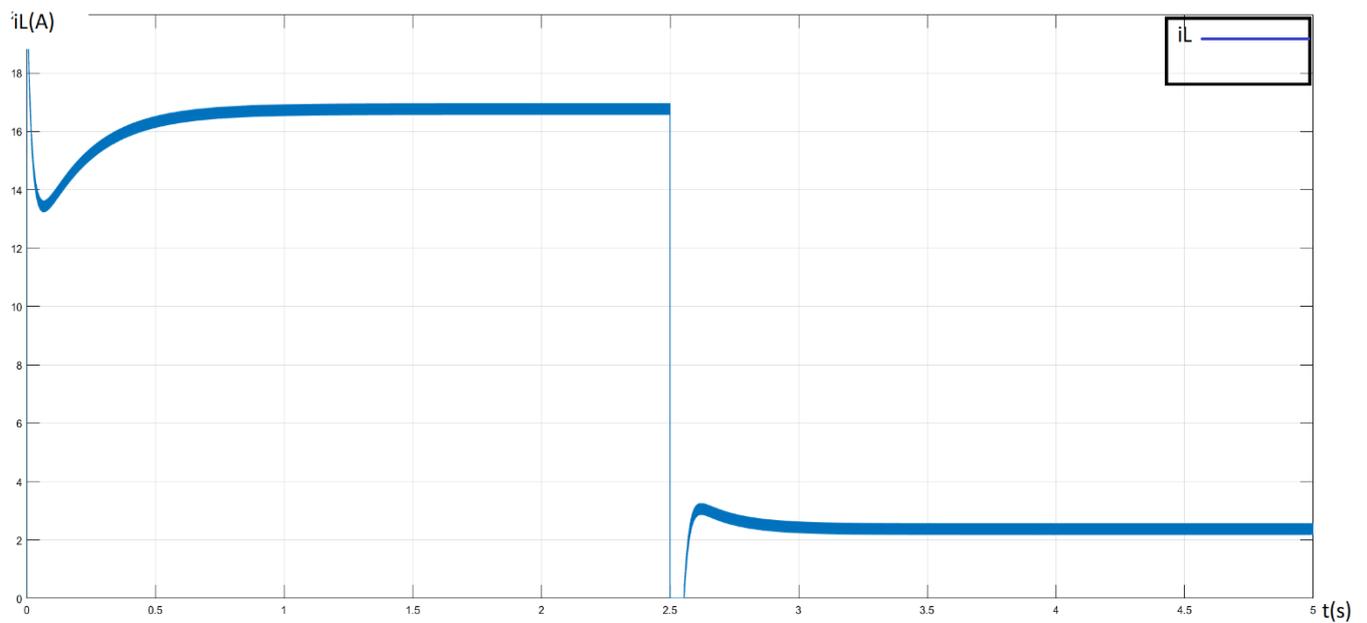


Figure (II.7) : la courbe de courant i_L

II.5.3\Interprétation

De la figure de la tension de sortie, on remarque que cette dernière atteint la référence sans dépassement et suit la variation de cette dernière. Pour le courant $i_L(t)$, on remarque un dépassement dans le régime transitoire, ou il atteint 16,5 A, le courant est toujours en conduction continue. On remarque bien que le courant i_L évolue de la même manière de la tension de sortie. Ce dernier varie sur une bande d'hystérésis $\Delta i = -0.2 < A < 0.2$

II.6\ commande par PI du convertisseur Buck Boost (sepic):

Sur la figure (II.8) est illustré le schéma de principe de l’hacheur sepic pour la régulation de la tension de sortie.

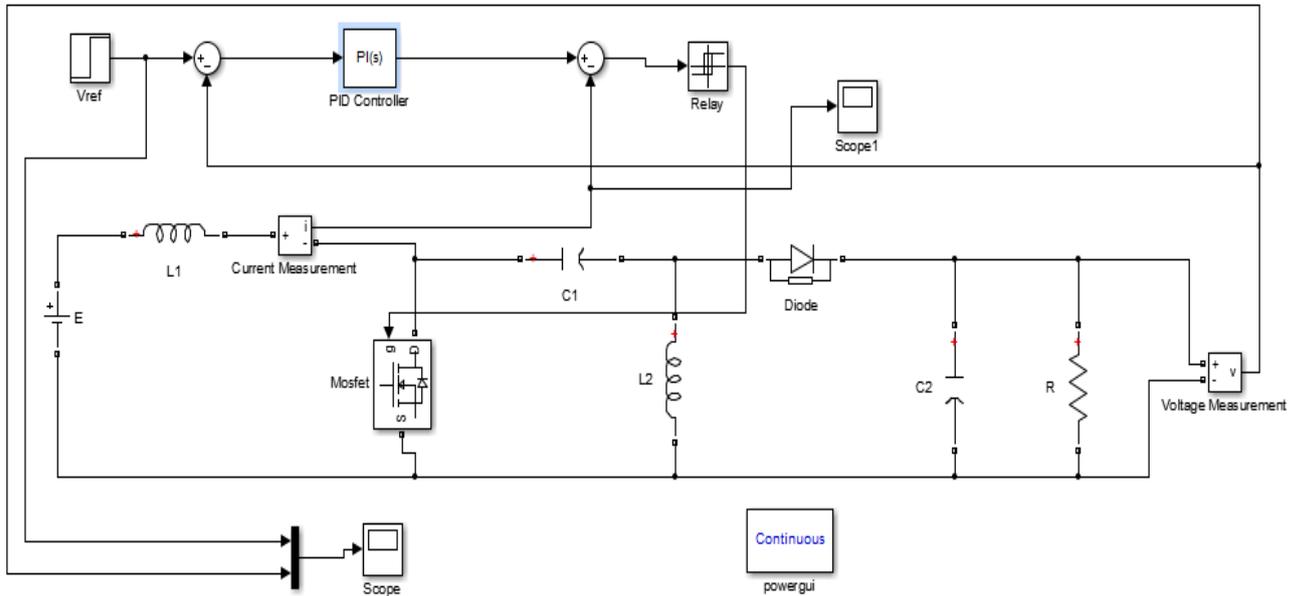


Figure (II.8) : hacheur Buck Boost(sepic) avec régulateur pi

II.6.1\ calcul du le régulateur PI de hacheur Buck boost

le programme sous Matlab

L=1e-3; C=1100e-6; R=100; E=100;

Vref=400;

Vref=400

u=Vref/(Vref+E)

A=[0 (1-u)/L;
(1-u)/C -1/(R*C)];

B=[E/L 0]'

C=[0 1];

D=0;

p=ss(A,B,C,D)

g=tf(p)

[c info]=pidtune(g,'pi')

Le résultat

g =

1.818e07

$$s^2 + 9.091 s - 3.636e04$$

Continuous-time transfer function.

c =

1

$$K_p + K_i * \frac{1}{s}$$

s

with $K_p = 0.00428$, $K_i = 0.0152$

II.6.2\Résultat de simulation

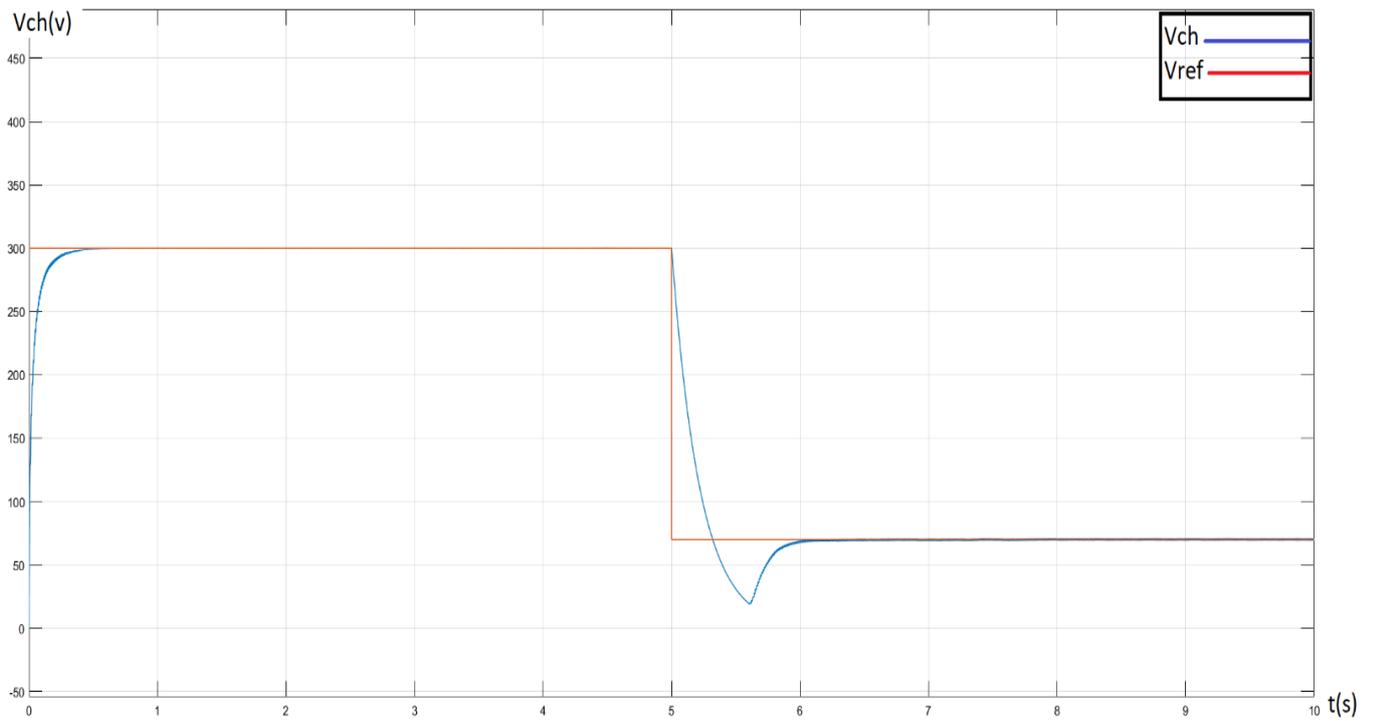


Figure (II.9) :la courbe de la tension sortie Vc

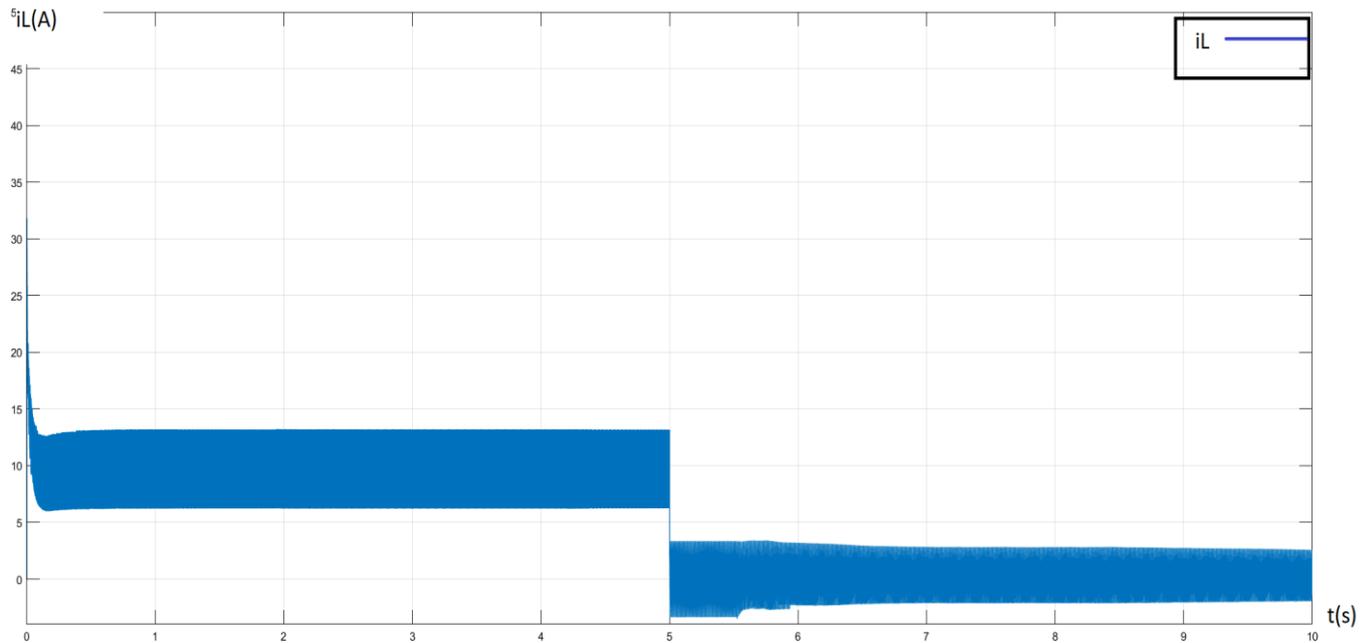


Figure (II.10) : la courbe de courant i_L

II.6.3\Interprétation

D'après la figure, On remarque que le convertisseur prend un temps pour converger, Ensuite, le système se stabilise à la tension spécifiée, mais le courant i_L nous avons remarqué un dépassement dans le régime transitoire, puis se stabilise dans un intervalle (7 -14)A

Conclusion

Nous avons présente dans ce chapitre l'application de la régulation par PI sur les convertisseurs DC-DC (Buck, Boost et Buck-Boost(sepic)), des résultats obtenus, on a remarqué que se contrôle permet la régulation de la tension de sortie des trois convertisseurs, malgré la variation de la référence. L'erreur de poursuite converger vers zéro

CHAPITRE III: COMMANDE
PAR DES TECHNIQUES
AVANCÉES

PARTIE 1 : commande par mode glissant**III.1.1\Introduction**

Dans cette partie, nous verrons comment contrôler les convertisseurs DC /DC [Buck, Boost, Buck Boost] en utilisant le mode glissant (Sliding Mode). Cette commande est utilisée pour contrôler les systèmes linéaires et non linéaires. Nous allons commencer par examiner la surface de glissement, puis passer aux étapes suivantes. Développements nécessaires à la commande par mode glissant. Ces dernières se concentrent sur l'évaluation de cette technique sur les différents types de convertisseurs DC/DC.

III.1.2\Systèmes à structure variables

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient. Il en découle la définition suivante :

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

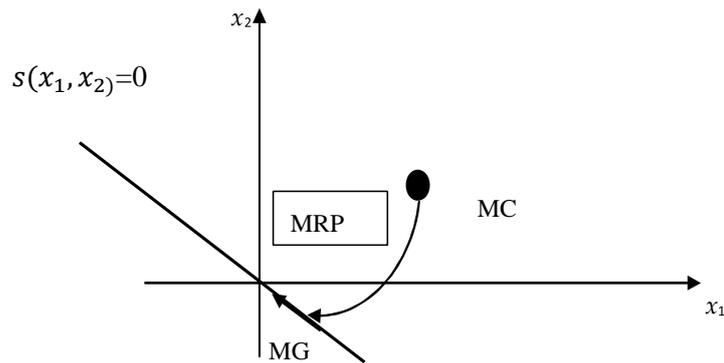
Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface, puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

–**Le mode de convergence (MC)** : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x,y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et de critère de convergence.

–**Le mode de glissement (MG)** : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x,y)=0$.

–**Le mode de régime permanent (MRP)**: ce mode est ajouté pour l'étude de réponse du système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [15].



Figure(III.1.1) Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

III.1.3\Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par le mode glissant prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande [16].

III.1.3.1\Choix de la surface de glissement

Soit le système non linéaire décrit par l'équation différentielle suivante (III.1.1):

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \tag{III.1.1}$$

Où $f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions non linéaires. x est un vecteur d'état du système. u est un vecteur de commande

Soit X_{ref} le vecteur de référence (l'état désirée) et e le vecteur de l'écart définie par :

$$e = x - x_{ref} \tag{III.1.2}$$

Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui

Assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \tag{III.1.3}$$

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence

λ : Une constante positive

r : degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

III.1.3.2\Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence.

III.1.3.3\fonction de commutation

$$\begin{cases} \dot{s}(x) < 0 & \text{si } s(x) > 0 \\ \dot{s}(x) < 0 & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.1.4})$$

Cette condition peut être formulée comme suit[18]:

$$\dot{s}(x)s(x) < 0 \quad (\text{III.1.5})$$

III.1.3.4\La fonction de Lyapunov

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u telle que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV [17].

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{III.1.6})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{v}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.1.7})$$

Pour que la fonction V puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifié que si la condition (III.1.8) est vérifiée

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.1.8})$$

III.1.4\Application

Maintenant, nous allons étudier l'application de la commande SMC aux convertisseurs DC/DC.

Pour chaque convertisseur, nous appliquons ces étapes de calcul :

1/ on fixe un point de fonctionnement désiré pour la tension ou le courant.

2/ on calcule le point d'équilibre désiré.

3/ on calcule la surface de glissements $s(x) = (\frac{\partial}{\partial t} + \lambda)^{r-1} e(x)$; forcer cette surface vers le zéro pour

calculer la commande équivalente $s(x)=0, \dot{s}(x)=0$ [17]

4/ on applique la commande non linéaire : $u_n = -k \cdot \text{sign}(s)$

5/ On simule le comportement en boucle fermée du convertisseur comme indiqué par le schéma suivant:

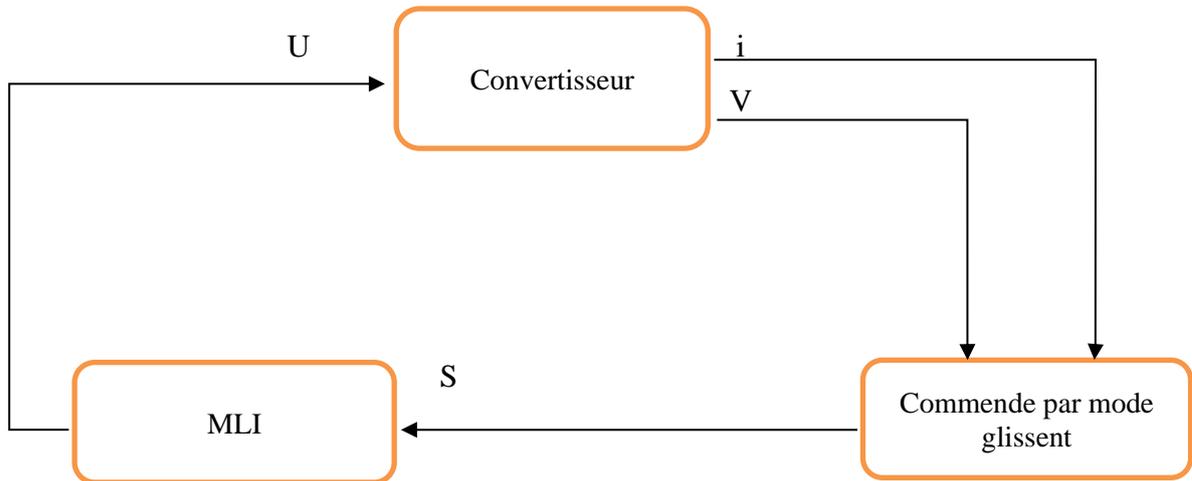


Figure (III.1.2) : Commande par mode glissant des convertisseurs

III.1.5 Application au convertisseur Buck

Le modèle commuté de ce convertisseur est donné par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{E}{L}U - \frac{1}{L}x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \end{cases} \quad (III.1.9)$$

x_1 est le courant de la bobine et x_2 est la tension du condensateur.

La surface de glissement définie par :

$$S = x_1 - \bar{x}_1$$

Forcer la surface de glissement vers zéro et conclure la commande équivalente :

$$S(x)=0, \dot{s}(x) = 0$$

$$\begin{cases} \dot{s}(x) = \dot{x}_1 = \frac{E}{L}U - \frac{1}{L}X_2 \\ \frac{E}{L}U_{eq} - \frac{1}{L}X_2 = 0 \\ U_{eq} = \frac{x_2}{E} = \alpha_{eq} \end{cases} \quad (III.1.10)$$

Considérons la fonction de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2}S^2 \quad (III.1.11)$$

$$\begin{cases} \dot{v} = s\dot{s} = s \left(\frac{E}{L}u - \frac{x_2}{L} \right) \\ = \frac{E}{L}s(u - u_{eq}) \end{cases} \quad (III.1.12)$$

La surface de glissement est accessible pour la commande suivante :

$$\begin{cases} s > 0 \rightarrow u = 0 \\ s < 0 \rightarrow u = 1 \end{cases} \quad (III.1.13)$$

Ou, on applique la commande suivante : $u_n = -k \cdot \text{sign}(s)$; $k > 0$

III.1.5.1\Schéma de simulation

Le schéma de la commande par mode glissant de convertisseur Buck est montré sur la figure :

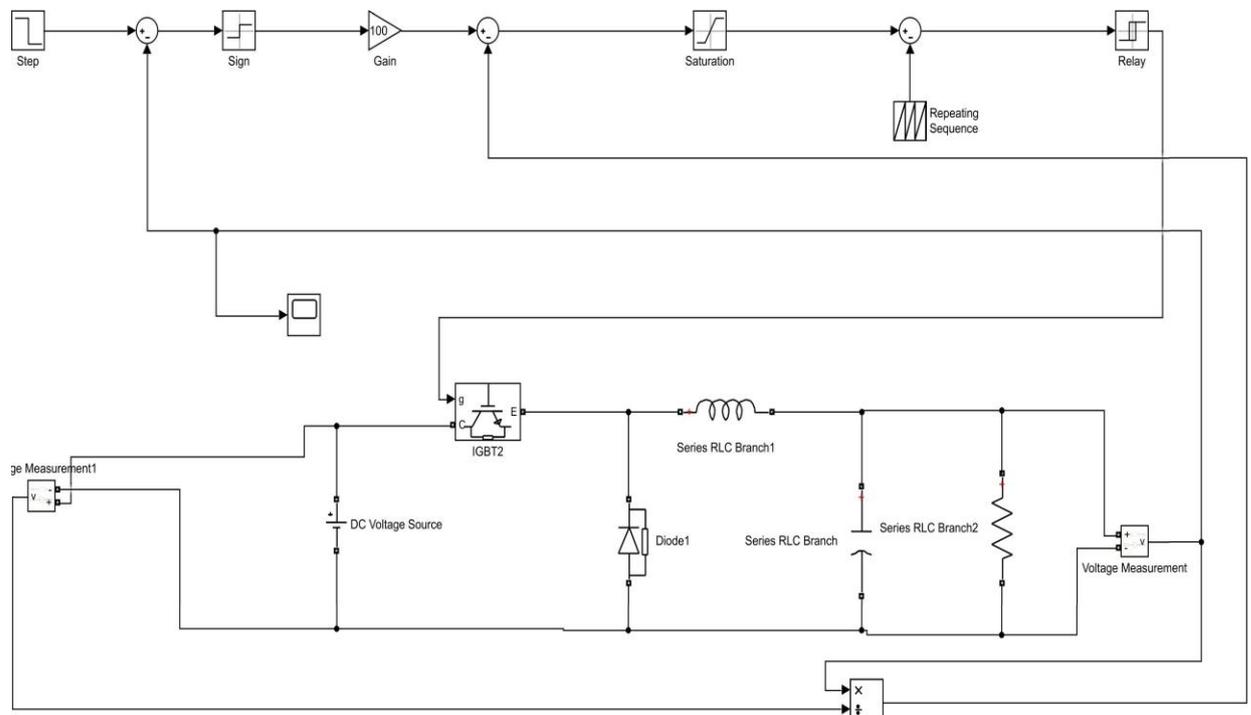
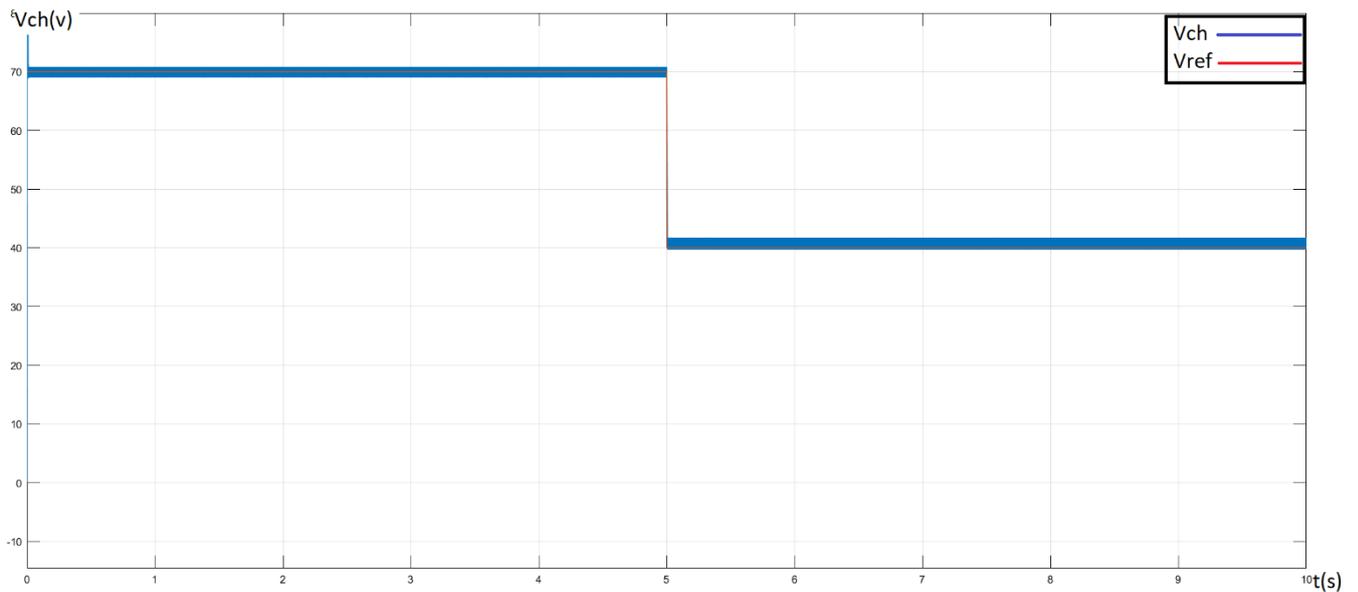


Figure (III.1.3) hacheur Buck commandé par mode glissant

III.1.5.2\résultats de simulation

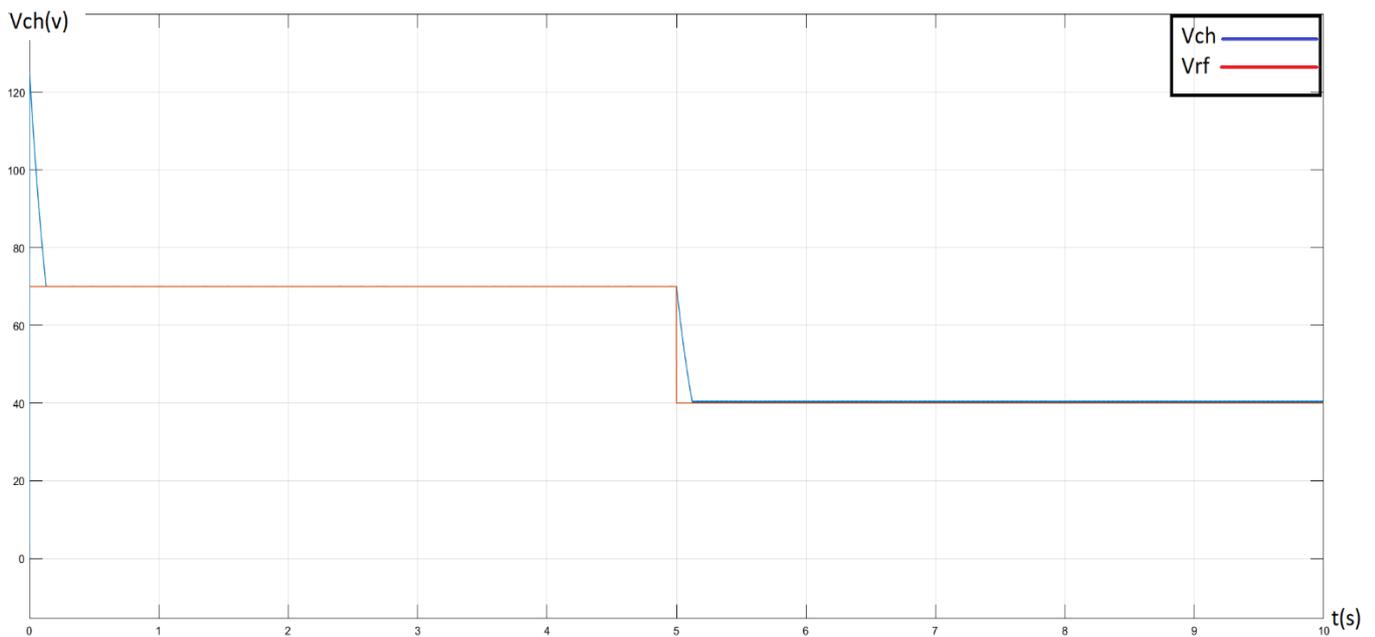
Pour voir les performances de cette commande, les résultats de simulation sont effectués pour deux charge

$R=100 \Omega$



Figure(III.1.4) la courbe de la tension V_c avec $R=100$

$R=200 \Omega$



Figure(III.1.5) la courbe de la tension V_c avec $R=200 \Omega$

III.1.5.3\Interprétation

on observe dans les figures pour la tension une bonne performance ,où n'existe pas un dépassement est la tension de sortie suit la tension de référence mais quand on change la charge nous remarquons dans la tension un petit retard de convergence puis la tension de la charge suit la tension de référence

III.1.6\Application au convertisseur Boost

Le modèle commuté de ce convertisseur est donné par:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{E}{L} - (1 - u)\frac{1}{L}x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C}(1 - u) - \frac{1}{RC}x_2 \end{cases} \quad (III.1.14)$$

x_1 est le courant de la bobine et x_2 est la tension du condensateur.

La surface de glissement définie par

$$S = x_1 - \bar{x}_1 \quad (III.1.15)$$

Forcer la surface de glissement vers zéro et conclure la commande équivalente :

$$S(x) = 0, \dot{s}(x) = 0$$

$$\begin{cases} \dot{s}(x) = \dot{x}_1 = \frac{E}{L} - (1 - u_{eq})\frac{1}{L}x_2 \\ U_{eq} = \frac{x_2 - E}{x_2} \\ U_{eq} = 1 - \frac{x_2}{E} = \alpha_{eq} \end{cases} \quad (III.1.16)$$

Considérons la fonction de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (III.1.17)$$

$$\dot{V} = s\dot{s} = -\frac{x_2}{L}s(u - u_{eq}) \quad (III.1.18)$$

La surface de glissement est accessible pour la commande suivante :

$$\begin{cases} \frac{x_2}{L}s > 0 \rightarrow u = 0 \\ \frac{x_2}{L}s < 0 \rightarrow u = 1 \end{cases} \quad (III.1.19)$$

De même, la commande non linéaire $u_n = -k \cdot \text{sign}(s)$ est appliquée

III.1.6.1\Schéma de simulation

le schéma de la commande par mode glissant du convertisseur boost est montré sur la figure

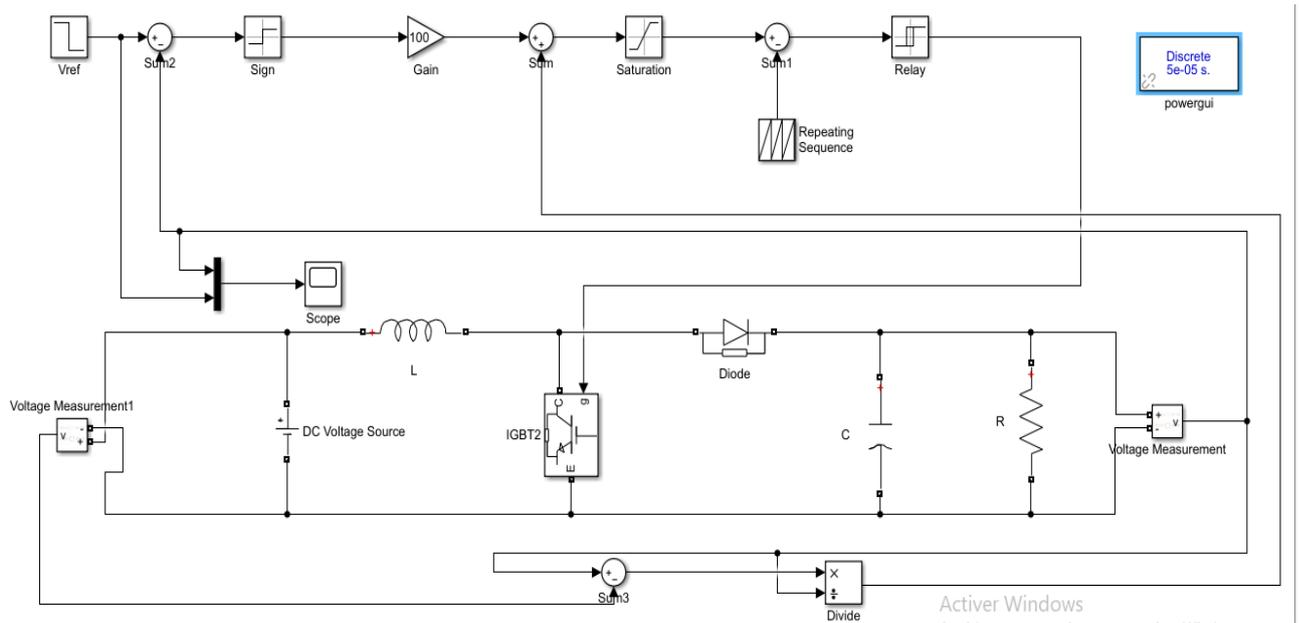


Figure (III.1.6) hacheur Boost commandé par mode glissant

III.1.6.2 \résultats de simulation

On a présenté les résultats de simulation avec deux charges résistives différents

$R=100 \Omega$

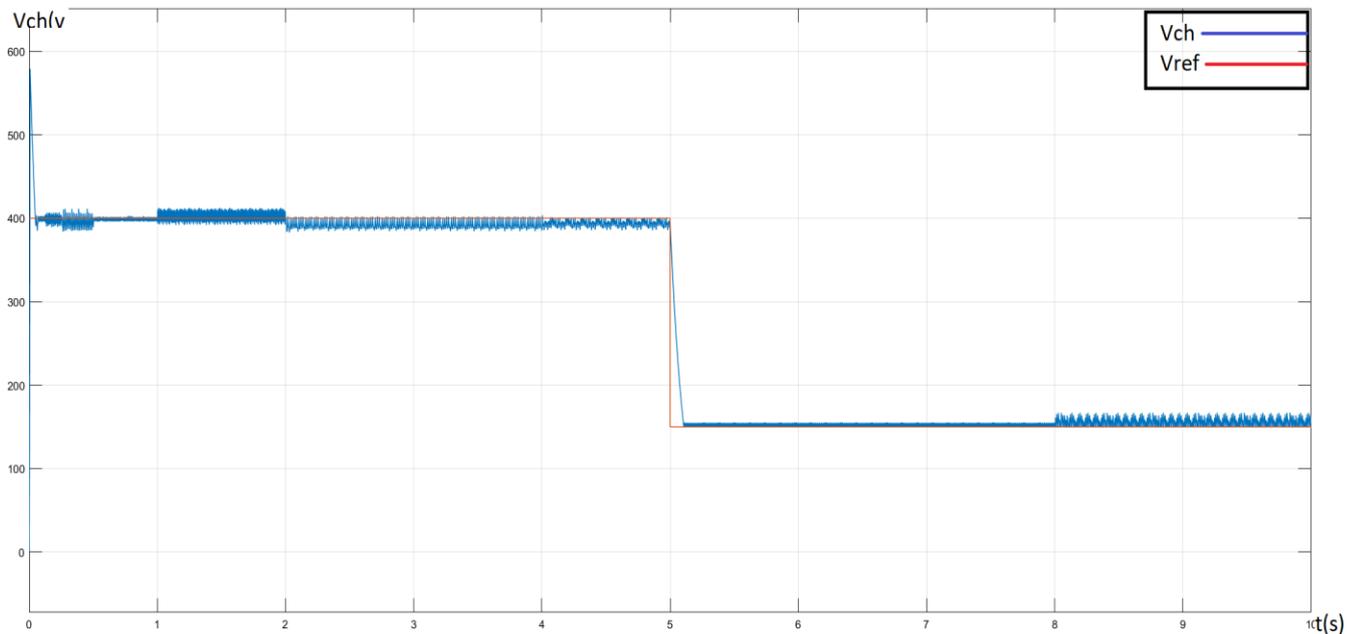


Figure (III.1.7) la courbe de la tension V_c avec $R=100 \Omega$

$R=200 \Omega$

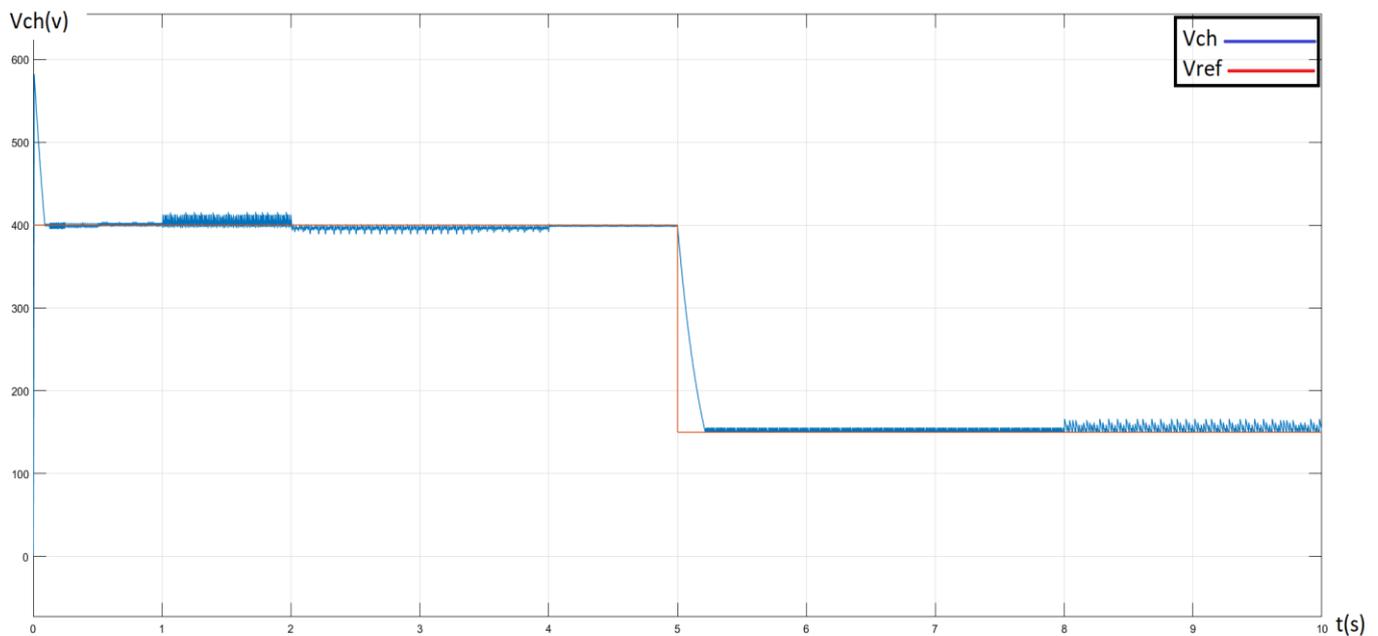


Figure (III.1.8) la courbe de la tension Vc avec R=200 Ω

III.1.6.3\Interprétation

Dans la figure (II.1.7) montre clairement que la tension a une bonne performance mais il y a un petit dépassement et un petit retard dans le temps de réponse($tr=0.1$), puis la tension de sortie suit la tension de référence, quand la charge (R=200) changé, on a remarqué un considérable retard par rapport la charge précédente ($tr=0.3$) puis la tension de sortie suit la tension de référence.

III.1.7\Application au convertisseur Buck Boost (sepic)

On opte le modèle moyenne de convertisseur (Cuk)

Le modèle commuté de ce convertisseur est donné par:

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = -\frac{x_2}{L_1}(1-u) + \frac{E}{L_1} \\ \dot{X}_2 = \frac{x_3}{C_1}u + \frac{X_1}{C_1}(1-u) \\ \dot{X}_3 = -\frac{x_2}{L_2}u + \frac{X_4}{L_2} \\ \dot{X}_4 = \frac{x_3}{C_2} - \frac{X_4}{C_2R} \end{cases} \tag{III.1.20}$$

Où

x_1 est le courant de la bobine et x_2 est la tension du condensateur.

La surface de glissement définir par

$$S=x_1 - \bar{x}_1 \tag{III.1.21}$$

Forcer la surface de glissement vers zéro et conclure la commande équivalente:

$$S(x)=0, \dot{s}(x) = 0$$

$$\begin{cases} s(x) = \dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L_2} (1 - u_{eq}) + \frac{E}{L_1} u_{eq} = 0 \\ u_{eq} = \frac{x_2 + E}{X_2} = \alpha_{eq} \end{cases} \quad (III.1.22)$$

On peut montrer que le point d'équilibre de cette dynamique est asymptotiquement stable. Pour cela, considérons la fonction de Lyapunov :

$$\begin{cases} V = \frac{1}{2} s^2 \\ \dot{V} = s \dot{s} \\ = s \frac{x_2}{L_1} (u - u_{eq}) \end{cases} \quad (III.1.23)$$

La surface de glissement est accessible pour la commande suivante :

$$\begin{cases} x_2 s > 0 \rightarrow u = 1 \\ x_2 s < 0 \rightarrow u = 0 \end{cases} \quad (III.1.24)$$

III.1.7.1\schéma de simulation

ce schéma est trace dans le package MATLAB /Simulink :

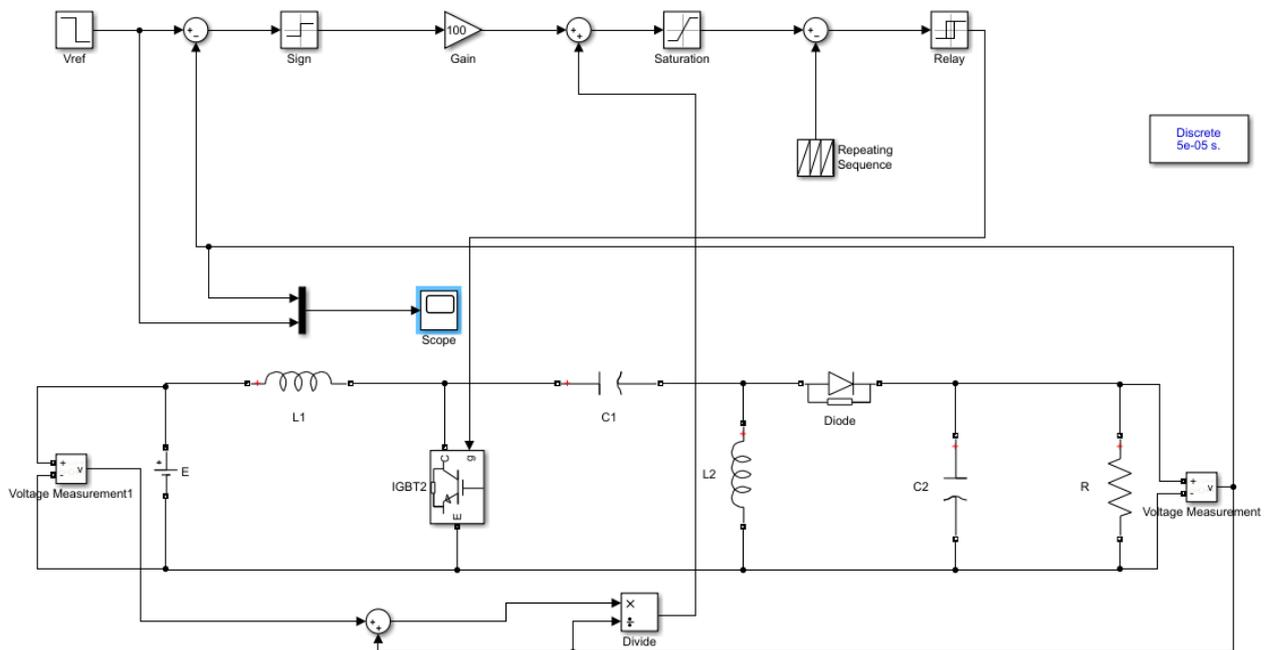


Figure (III.1.9) hacheur Buck Boost (sepic) commandé par mode glissant.

III.1.7.2\résultat de simulation

On a présenté les résultats de simulation avec deux charges résistives différentes

Avec R=100 Ω

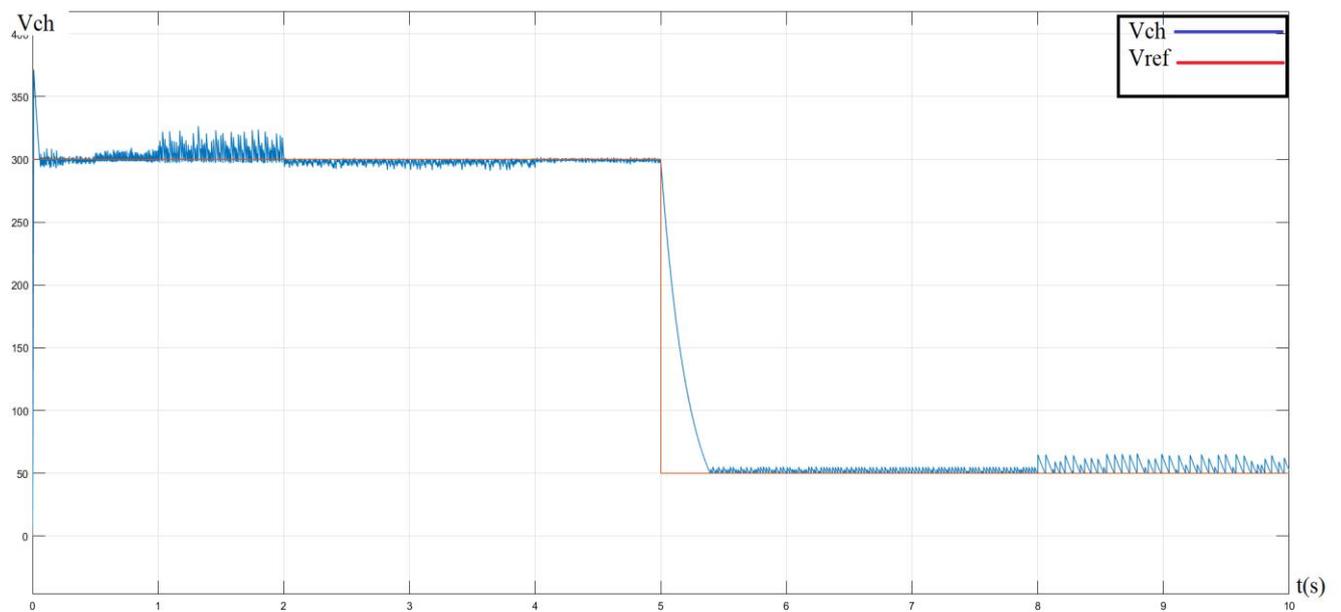
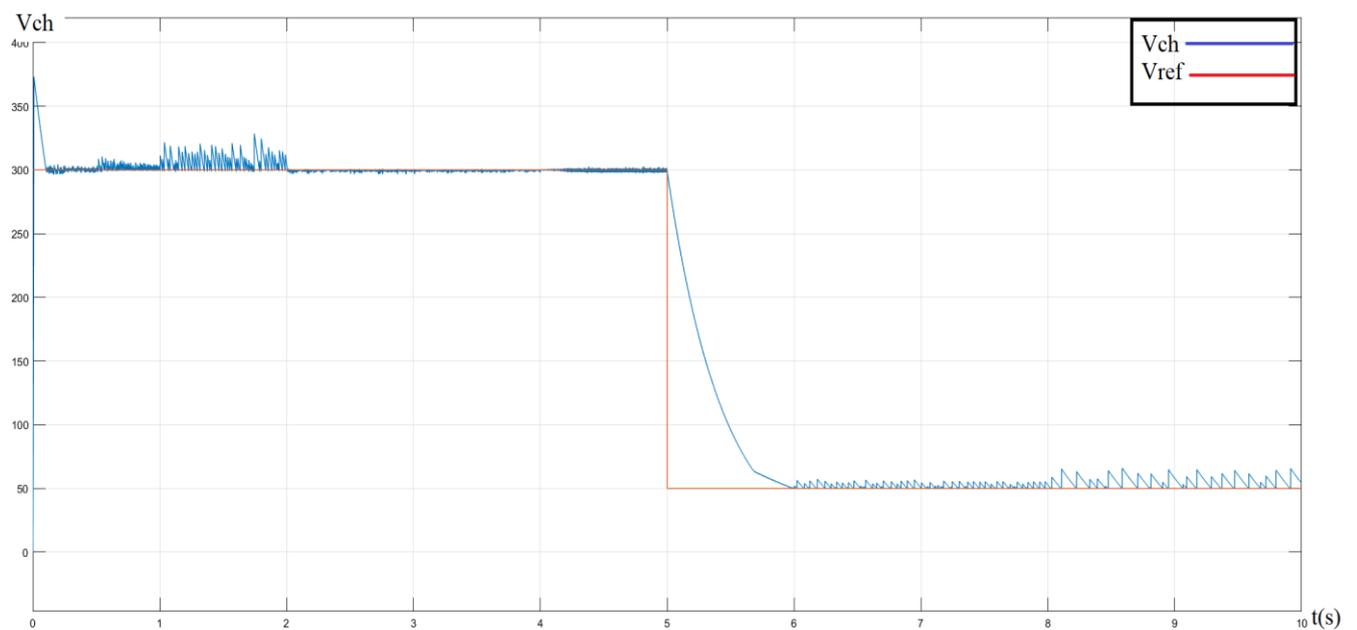


Figure (III.1.10) la courbe de la tension V_c avec $R=100 \Omega$

Avec $R=200 \Omega$



Figure(III.1.11) la courbe de la tension V_c avec $R=200 \Omega$

III.1.7.3\Interprétation

A travers les courbes dans les figures, on remarque pour la tension une bonne performance malgré il y a un dépassement et un petit retard dans le temps de réponse et la tension de sortie suit la tension de référence, pour la charge ($R=200$) nous avons observées un petit dépassement et un petit retarde mais la tension de la charge suit la tension de référence d'une manière adéquate.

III.1.8\Conclusion

Les principes fondamentaux de la théorie de la commande par mode de glissement appliquée aux convertisseurs DC/DC sont décrits dans ce chapitre. Cette technique s'adapte bien au cas des systèmes à structure évolutive et est reconnue pour sa robustesse face aux évolutions de l'environnement. D'après les résultats obtenus, on a remarqué un suivi parfait des références pour les trois types de convertisseurs.

PARTIE 2 : commande optimale LQR

III.2.1\Introduction

La Commande linéaire quadratique est souvent appelée LQ ou LQR pour "*Linear quadratic regulator*". Cette appellation provient du fait que le système est linéaire et que la commande est quadratique [18].

La commande LQR est une méthode qui permet de calculer la matrice de gains d'une commande par retour d'état [19].

L'idée consiste à minimiser un critère de performance $j(u)$, Le but de la commande consiste, suite à une perturbation, à ramener, de préférence aussi rapidement que possible, l'état à sa valeur d'équilibre [19].

Dans cette partie, nous nous intéressons au développement de la commande LQR, nous aborderons également sa robustesse, puis on exposera les résultats de simulation obtenus suite à l'application de cette commande aux convertisseurs DC-DC.

III.2.2\Commande LQR à horizon fini ($t_f = \text{fixe}$)

Soit le problème de commande optimale du système :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (\text{III.2.1})$$

On considère aussi l'ensemble des critères s'écrivant sous une forme quadratique comme suit:

$$f(x_0, t_0, u) = \frac{1}{2} x_f^T S x_f + \int_{t_0}^{t_f} \frac{1}{2} (x^T Q(t)x + u^T R(t)u) dt$$

(III.2.2)

Les matrices S, Q et R dites matrices de Pondération étant symétriques, avec :

$Q, S \geq 0$ et $R > 0$.

➤ Le Hamiltonien s'écrit alors :

$$H(x,u,\lambda,t) = \lambda^T A(t)x + \lambda^T B(t)u + \frac{1}{2} (x^T Q(t)x + u^T R(t)u) dt \quad (\text{III.2.3})$$

L'hamiltonien vérifie les conditions suivantes :

❖ Équation de l'état adjoint :

$$\dot{\lambda} = -\frac{\partial H}{\partial x} = -A^T(t)\lambda - Q(t)x \quad (\text{III.2.4})$$

❖ Condition de transversalité :

$$\lambda(t_f) = S x_f \quad (\text{III.2.5})$$

- ❖ Absence de contrainte sur la commande :

$$\frac{\partial H}{\partial x} = B^T(t)\lambda + R(t)u = 0 \quad (\text{III.2.6})$$

- ❖ De l'équation (III.2.6), on déduit :

$$u = -R^{-1}(t)B^T(t)\lambda \quad (\text{III.2.7})$$

- ❖ Alors l'équation dynamique du système s'écrit :

$$\dot{x} = Ax(t) + B(t) - R^{-1}(t)B^T(t)\lambda \quad (\text{III.2.8})$$

Les équations (III.2.4) et (III.2.8) peuvent se mettre sous la forme d'un système matriciel appelé système hamiltonien :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(t) & -B(t) - R^{-1}(t)B^T(t) \\ -Q(t) & A^T(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \lambda \end{bmatrix} \quad (\text{III.2.9})$$

Posons $\lambda = p(t)x$ avec, d'après (III.2.5), la condition finale $p(tf) = S$ L'équation (III.2.4) s'écrit alors :

$$\dot{\lambda} = -A^T(t)p(t)x - Q(t)x = -(A^T(t)p(t) + Q(t))x \quad (\text{III.2.10})$$

Avec $\dot{\lambda} = \dot{p}x + p\dot{x}$ et l'équation d'état (III.2.1) du système, l'équation (III.2.10) s'écrit alors (en omettant la référence afin d'alléger les notations) :

$$(\dot{p} + pA + A^T p - pBR^{-1}B^T p + Q)x = 0 \quad (\text{III.2.11})$$

La solution est alors obtenue en résolvant l'équation (différentielle) de Riccati suivante :

$$\dot{p} + pA + A^T p - pBR^{-1}B^T p + Q = 0 \quad (\text{III.2.12})$$

Avec la condition finale $p(tf) = S$

On montre que la condition :

$$x^T (\dot{p} + pA + A^T p - pBR^{-1}B^T p + Q)x = 0 \quad (\text{III.2.13})$$

S'écrit aussi :

$$\frac{d}{dt} (x^T p x) + x^T Q(t)x + u^T R(t)u \quad (\text{III.2.14})$$

Le critère ;

$$J(x_0, t_0, u) = \frac{1}{2} x_f^T S x_f + \int_{t_0}^{t_f} \frac{1}{2} (x^T Q(t)x + u^T R(t)u) dt \quad (\text{III.2.15})$$

S'écrit alors :

$$J(x_0, t_0, u) = \frac{1}{2}(x_f^T S x_f) - \int_{t_0}^{t_f} \frac{d}{dt} (x^T p x) dt \quad (\text{III.2.16})$$

Soit, avec la condition de transversalité $S = (tf)$:

$$J(x_0, t_0, u) = \frac{1}{2} x_0^T p(t_0) x_0 \quad (\text{III.2.17})$$

Le minimum du critère est donc :

$$\tilde{J}(x_0) = J_0(x_0, t_0, \tilde{u}) = \frac{1}{2} x_0^T p(t_0) x_0 \quad (\text{III.2.18})$$

La commande optimale obtenue s'écrit comme un retour d'état [21]: $u = -Kx$ avec :

$$K = R^{-1} B^T p \quad (\text{III.2.19})$$

III.2.3\Commande LQR à horizon infini ($t_f \rightarrow \infty$)

Soit le critère à minimiser avec un horizon infini ;

$$J = \int_{T_0}^{\infty} \frac{1}{2} (x^T Q(t) x + u^T R(t) u) dt \quad (\text{III.2.20})$$

Dans le cas d'un système LTI (Linear Time Invariant), la commande optimale est un retour d'état statique :

$$u = -K_{st} x(t) \quad (\text{III.2.21})$$

Avec le gain de Ricatti statique exprimé par l'équation (III.2.19), et l'équation de Ricatti statique P vérifie l'équation algébrique suivante [22] ;

$$pA + A^T p - pBR^{-1}B^T p + Q = 0 \quad (\text{III.2.22})$$

III.2.4\Application au convertisseur Buck

Dans cette partie nous allons étudier l'application de la commande LQR au convertisseur Buck (convertisseur abaisseur de la tension)

La technique choisie est celle de la commande LQR à horizon infini.

III.2.4.1\équation d'état de convertisseur Buck

Soit $X_1 = iL$ et $X_2 = Vc$ alors les équations d'état deviennent :

$$\dot{X}_1 = -\frac{1}{L} X_2 + \frac{E}{L} U \quad (\text{III.2.23})$$

$$\dot{X}_2 = \frac{1}{C} X_1 - \frac{1}{RC} X_2 \quad (\text{III.2.24})$$

La matrice d'État de ce hacheur est [12] :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} EU \quad (\text{III.2.25})$$

Pour l'annulation de l'erreur statique, on ajoute l'équation de l'intégrale de l'erreur :

$$x_3 = \int x_2 - x_{2\text{ref}} \quad (\text{III.2.26})$$

L'équation d'état augmenté sera alors :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U \quad (\text{III.2.27})$$

Les matrices de poids sont choisies alors comme :

$$Q_a = \begin{bmatrix} 60 & 0 & 0 \\ 0 & 60 & 0 \\ 0 & 1 & 9000 \end{bmatrix}, R=100 \quad (\text{III.2.28})$$

On applique alors l'instruction LQR du Matlab :

$[K, S, E] = \text{LQR}(A_{\text{aug}}, B_{\text{aug}}, Q_{\text{aug}}, R)$.

III.2.4.2\Conception sous MATLAB

```
clear all
clc
%Convertisseur Buck
% paramètres du Convertisseur
L=0.001; C=0.001100; R=100; E=100;
% point de fonctionnement désiré
Vref=70
D=Vref/E
Iref=D*E/R
uref=D
% Modèle linéarisé du Buck
A=[0 -1/L;1/C -1/(R*C)]
B=[E/L 0]'
c=[0 1];
% retour d'etat LQR
Q=[1 0;0 1]
r=100
K=lqr(A,B,Q,r)
```

```

% retour d'etat LQR integral
Aa=[0 -1/L 0;1/C -1/(R*C) 0;0 1 0]
Ba=[E/L 0 0]'
Qa=[60 0 0;0 60 0;0 0 9000]
r=100
Ka=lqr(Aa,Ba,Qa,r)
    
```

Résultat

Ka =
 0.7836 0.7673 9.4868
e =
 1.0e+04 *
 -7.7443
 -0.0909
 -0.0012

III.2.4.3) schéma de commande

Le Schéma de commande par retour d'état LQR intégral du Convertisseur Buck est montré sur la figure (III.2.1) :

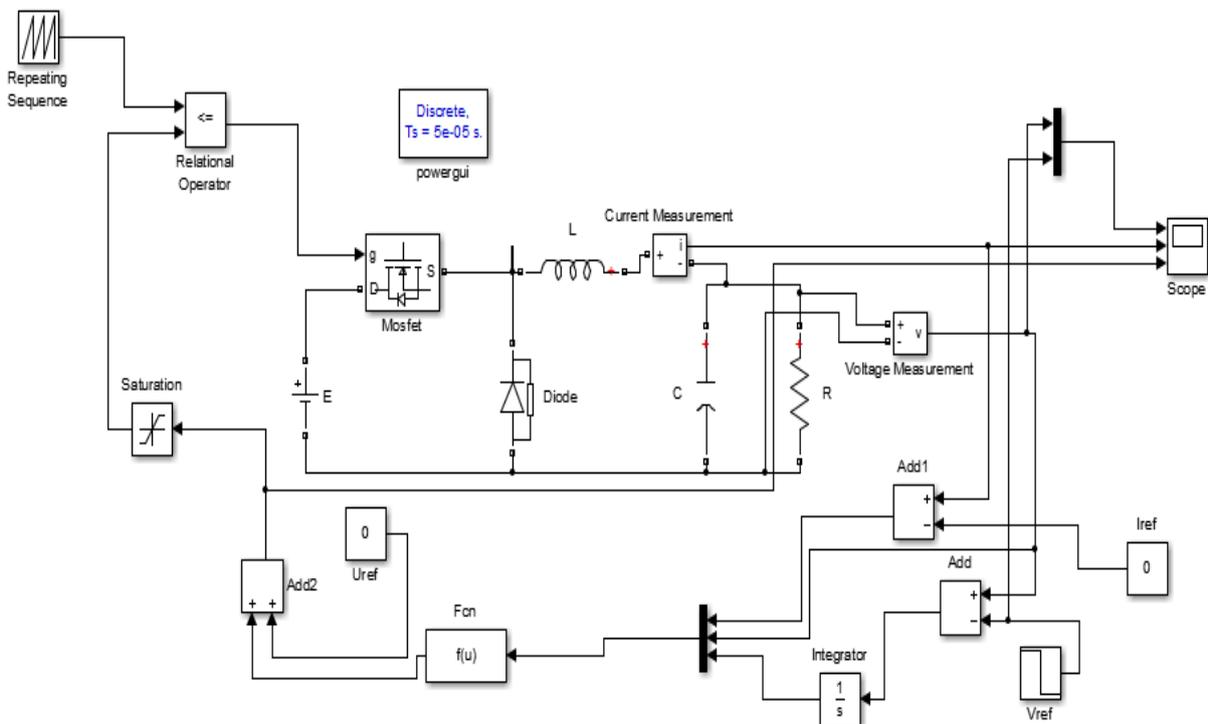


Figure (III.2.1) : Convertisseur Buck avec retour d'état LQR intégral.

III.2.4.4\Les Résultats de simulation

Ilya deux résultats de simulation pour deux charges résistives différents :

- Le premier résultat de simulation pour une charge résistive $R=100\Omega$:

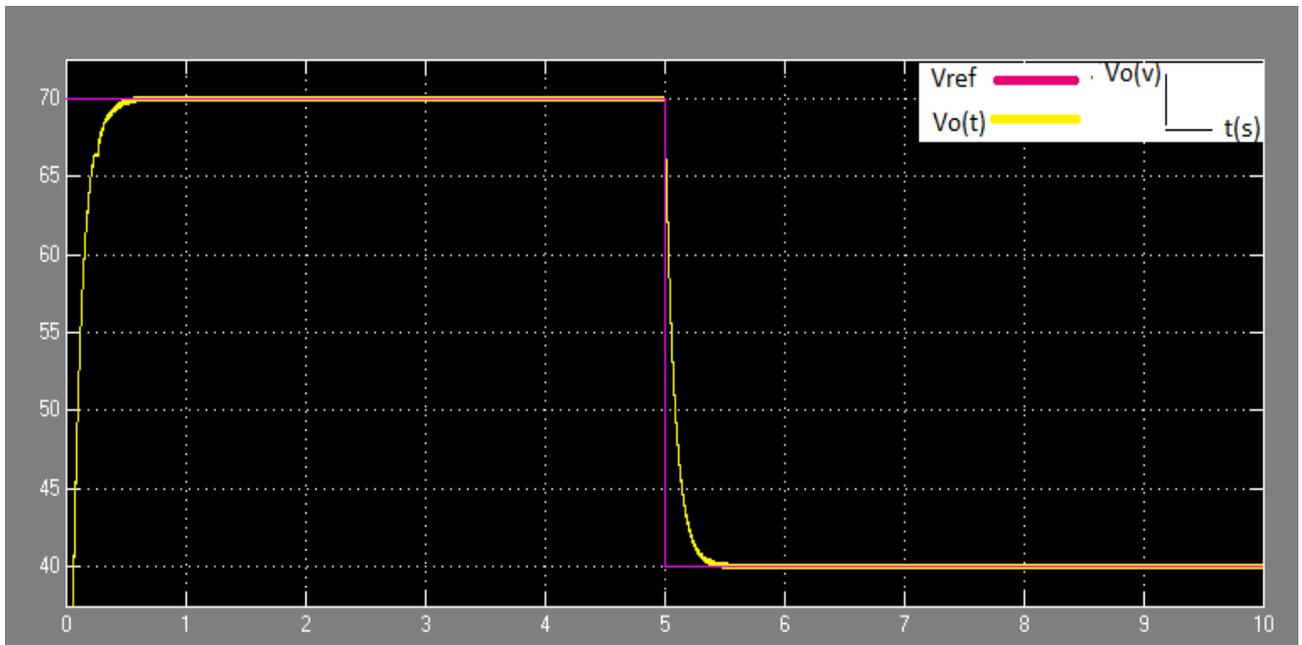


Figure (III.2.2) : La courbe de la tension de sortie pour $R=100\Omega$.

- Le deuxième résultat de simulation pour une charge résistive $R=200\Omega$:

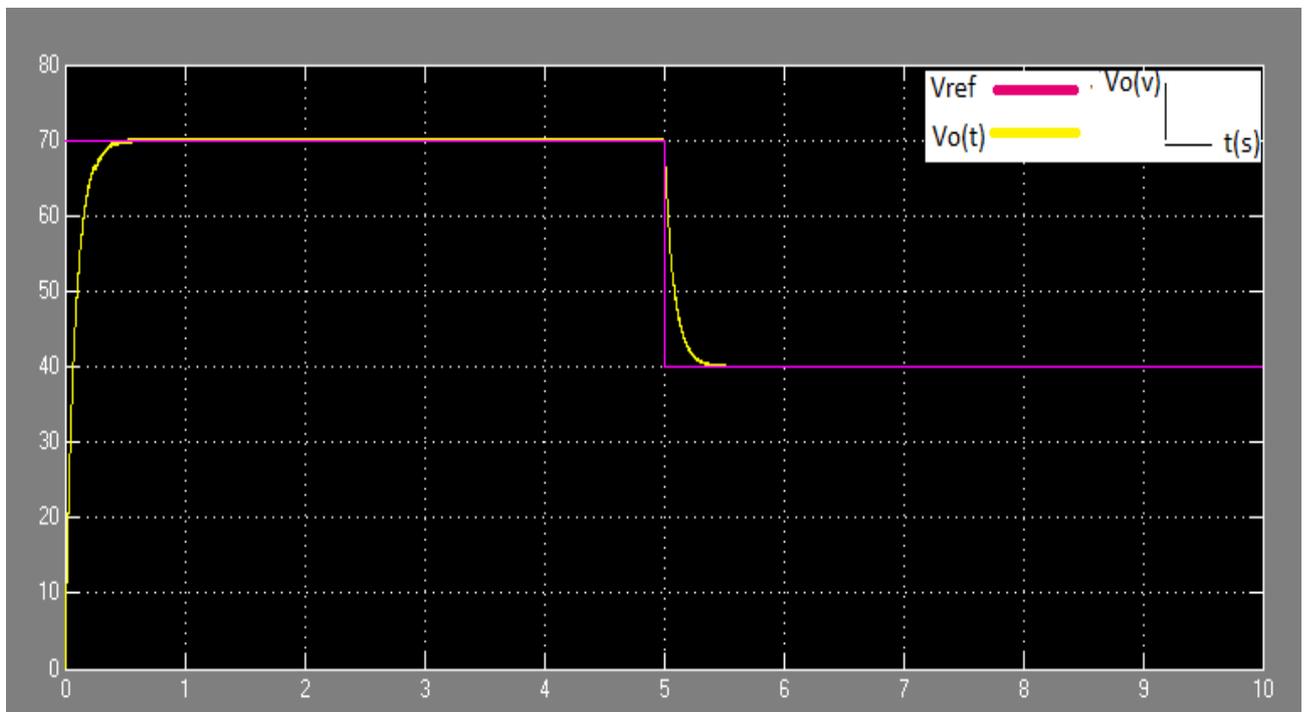


Figure (III.2.3) : La courbe de la tension de sortie pour $R=200\Omega$.

III.2.4.5\Interprétation

Selon l'illustration, il convient de noter que dans les deux cas ($R=100\Omega$ et $R=200\Omega$), la tension relie la référence de manière a périodique.

III.2.5\Application au convertisseur Boost

Dans cette section, nous verrons comment la commande LQR fonctionne avec le convertisseur boost (convertisseur élévateur de la tension), et c'est en utilisant la même technique que nous avons appliquée avec le convertisseur Buck.

III.2.5.1\équation d'état de convertisseur Boost

Soit $X_1 = IL$ et $X_2 = Vc$ alors les équations d'état deviennent :

$$\dot{X}_1 = -\frac{1-u}{L}x_2 + \frac{1}{L}U \quad (III.2.29)$$

$$\dot{X}_2 = \frac{1-u}{c}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (III.2.30)$$

La matrice d'État de ce hacheur est [11]:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-u}{L} \\ \frac{1-u}{c} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U \quad (III.2.31)$$

Pour la synthèse du régulation, on ajoute l'équation de l'intégrale de l'erreur.

$$x_3 = \int x_2 - x_{2ref} \quad (III.2.32)$$

L'équation d'état augmenté sera alors :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-u}{(L)} & 0 \\ \frac{1-u}{c} & -\frac{1}{(R*c)} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U \quad (III.2.33)$$

L'équation d'état augmenté sera alors :

$$Qa = \begin{bmatrix} 60 & 0 & 0 \\ 0 & 60 & 0 \\ 0 & 1 & 9000 \end{bmatrix}, R = 100 \Omega \quad (III.2.34)$$

On applique alors l'instruction LQR du Matlab :

$[K, S, E] = \text{LQR}(A_{aug}, B_{aug}, Qa, R)$.

III.2.5.2\Conception sous MATLAB

```
clear all
clc
%Convertisseur Boost
```

```

% parametres du Convertisseur
L= 0.001; C= 0.001100; R=100;E=100;
% point de fonctionnement désiré
Vref=300
D=Vref/E
Iref=D^2*E/R
uref=1-(1/D)
% Modele boost
A=[0 -1/(D*L);1/(D*C) -1/(R*C)]
B=[D*E/L -D^2*E/(R*C)]'
c=[0 1];
% retour d'etat LQR
Q=[2 0;0 1]
r=100
K = lqr(A,B,Q,r)
% retour d'etat LQR integral
Aa=[0 -1/(D*L) 0;1/(D*C) -1/(R*C) 0;0 1 0]
Ba=[D*E/L -D^2*E/(R*C) 0]'
Qa=[60 0 0;0 60 0;0 0 9000]
r=100
Ka=lqr(Aa,Ba,Qa,r)

```

Résultat

Ka =

0.7864 0.7814 9.4868

e =

1.0e+05 *

-2.3240

-0.0030

-0.0001

III.2.5.3\schéma de commande

Sur la figure (III .2.4), la commande par retour d'état LQR intégral d'un convertisseur boost est représentée :

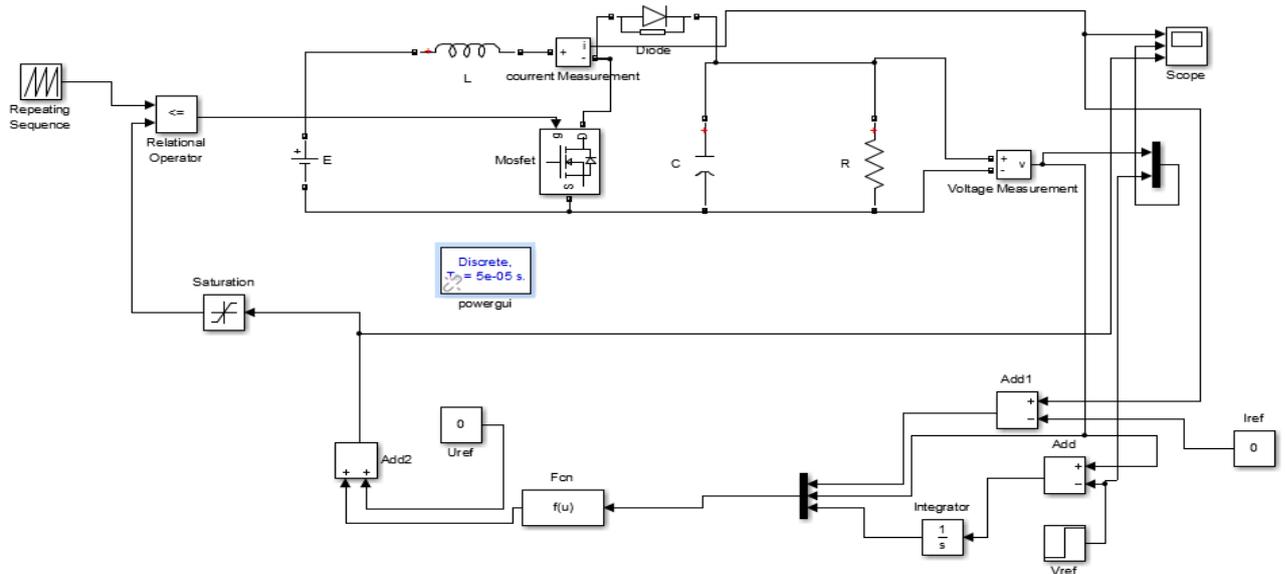


Figure (III.2.4) : Convertisseur BOOST avec retour d'état LQR intégral.

III.2.5.4\Les Résultats de simulation

Pour la même méthode que nous avons appliquée avec le convertisseur BUCK et nous avons utilisé deux charges résistives différentes :

- ❖ Le résultat initial de la simulation pour une charge résistive $R=100\Omega$:

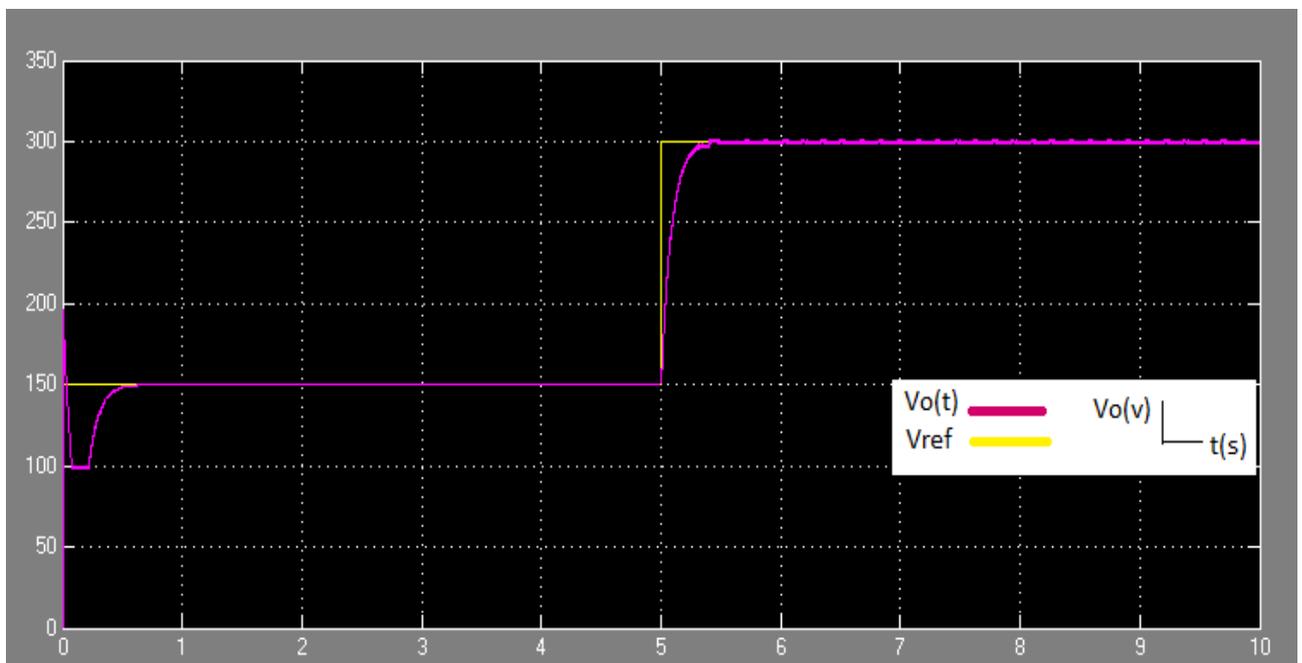


Figure (III.2.5) : La courbe de la tension de sortie pour $R=100\Omega$.

- Le deuxième résultat de simulation pour un charge résistive $R=200\Omega$:

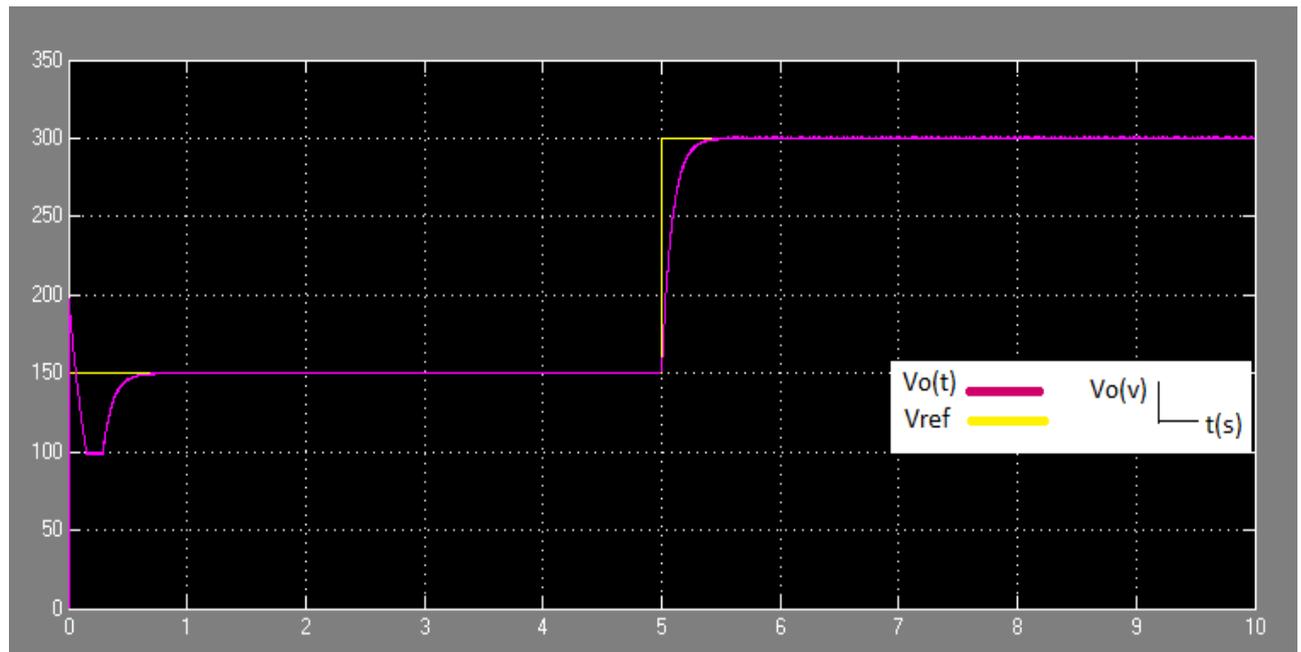


Figure (III.2.6) : La courbe de la tension de sortie pour R=200Ω.

III.2.5.5\Interprétation

De la figure de la tension de sortie pour le deux cas (R=100 et R=200), on remarque un dépassement dans le régime transitoire (la tension de sortie «Vo(T)» dépasse la tension de référence «Vref»), où atteint 40 v, puis suit la variation de cette dernière d’une manière parfaite.

III.2.6\Application au convertisseur Buck-Boost

Un convertisseur Buck-Boost est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse [22], nous allons étudier l’application de la commande LQR au convertisseur Buck-Boost.

III.2.6.1\équation d’état de convertisseur Buck-Boost

Soit $X_1 = IL$ et $X_2 = Vc$ alors les équations d’état deviennent :

$$\dot{X}_1 = \frac{X_2}{L}(1 - u) + \frac{U}{L}E \tag{III.2.35}$$

$$\dot{X}_2 = -\frac{x_1}{c}(1 - u) - \frac{X_2}{RC} \tag{III.2.36}$$

La matrice d’État de cet hacheur c’est [11] :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1-u}{L} \\ -\frac{1-u}{c} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \tag{III.2.37}$$

Pour écraser l’erreur de pour suite, on ajoute l’équation de l’intégrale de l’erreur :

$$x_3 = \int x_2 - x_{2ref} \quad (III.2.38)$$

L'équation d'état augmenté sera alors :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-u)}{L} & 0 \\ -\frac{(1-u)}{C} & -\frac{1}{(R*C)} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U \quad (III.2.39)$$

L'équation d'état augmenté sera alors :

$$Qa = \begin{bmatrix} 60 & 0 & 0 \\ 0 & 60 & 0 \\ 0 & 1 & 9000 \end{bmatrix}, R=100 \quad (III.2.40)$$

On applique alors l'instruction LQR du Matlab :

$[K, S, E] = \text{LQR}(A_{aug}, B_{aug}, Q_{aug}, R)$.

III.2.6.2\Conception sous MATLAB

```
clear all
clc
%Convertisseur Buck-Boost
% paramètres du Convertisseur
L= 0.001; C= 0.001100; R=100;E=100;
% point de fonctionnement désiré
Vref=-300
D=Vref/E
% Modele buck_boost
A=[0 (1-D)\L ;
-(1-D)\C -1/(R*C) ]
B=[E/L 0]';
c=[0 1];
% retour d'etat LQR
Q=[1 0;
0 1]
r=100
K=lqr(A,B,Q,r)
% % retour d'etat LQR integral
Aa=[0 (1-D)\L 0;
-(1-D)\C -1/(R*C) 0;
0 1 0]
Ba=[E/L 0 0]';
Qa=[60 0 0;0 60 0;0 0 9000]
r=100
```

$K_a = lqr(Aa, Ba, Qa, r)$

Résultat

$K_a =$

18.5462 -1.0405 -9.4868

III.2.6.3\schéma de commande

Sur la figure (III .2.7), la commande par retour d'état LQR intégral d'un convertisseur boost est représentée :

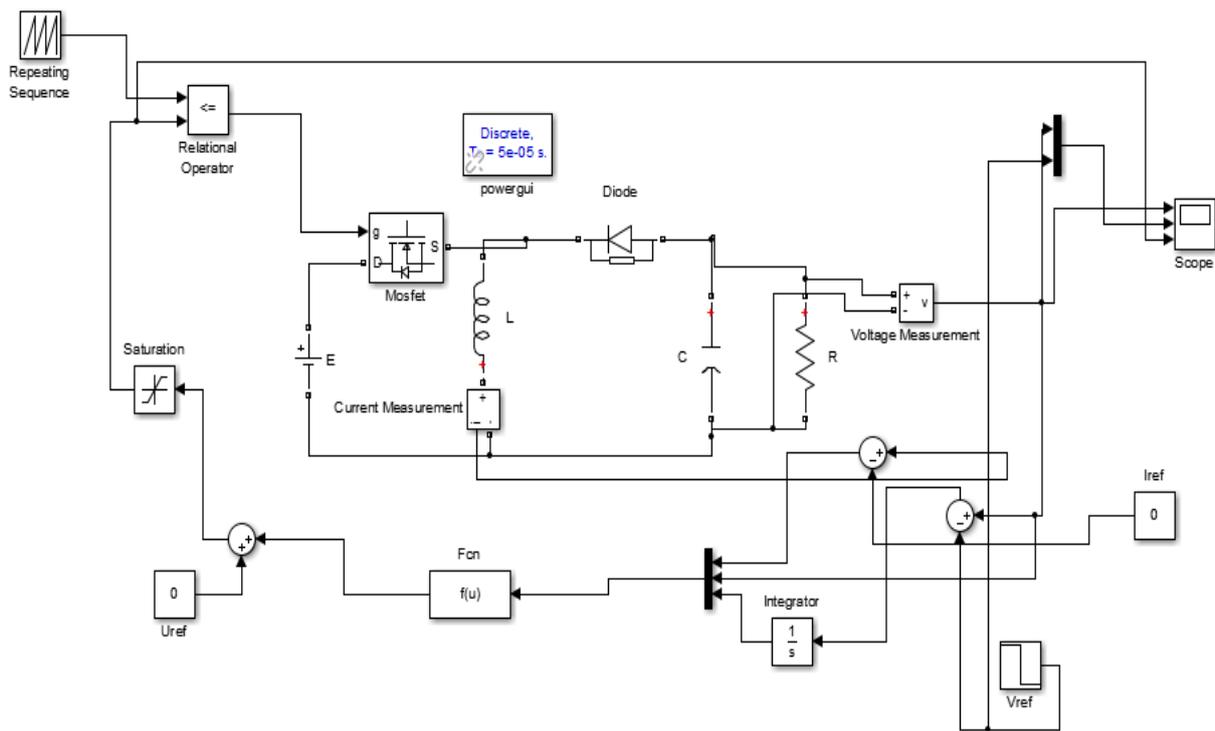


Figure (III.2.7) : convertisseur Buck-Boost avec retour d'état LQR intégral.

III.2.6.4\Les Résultats de simulation

On a présenté les résultats de simulation avec deux charges résistives différents :

- Le premier résultat de simulation pour un charge résistive $R=100\Omega$:

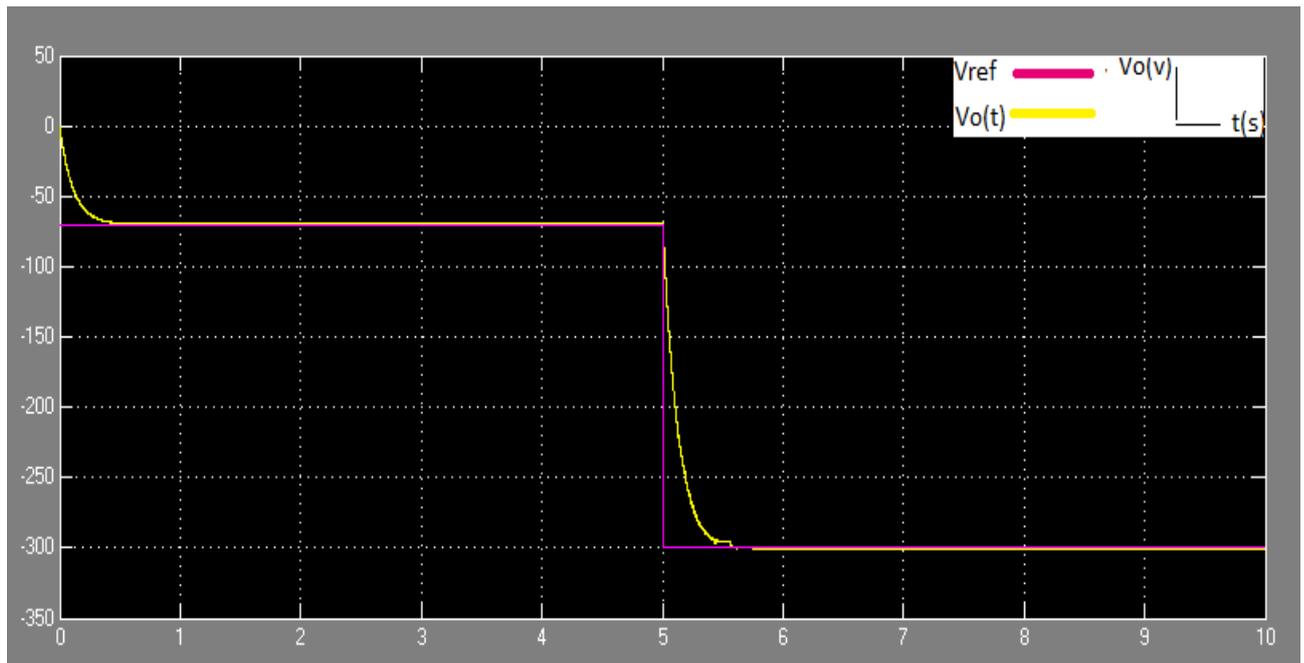


Figure (III.2.8) : La courbe de la tension de sortie pour $R=100\Omega$.

➤ Le deuxième résultat de simulation pour un charge résistive $R=200\Omega$:

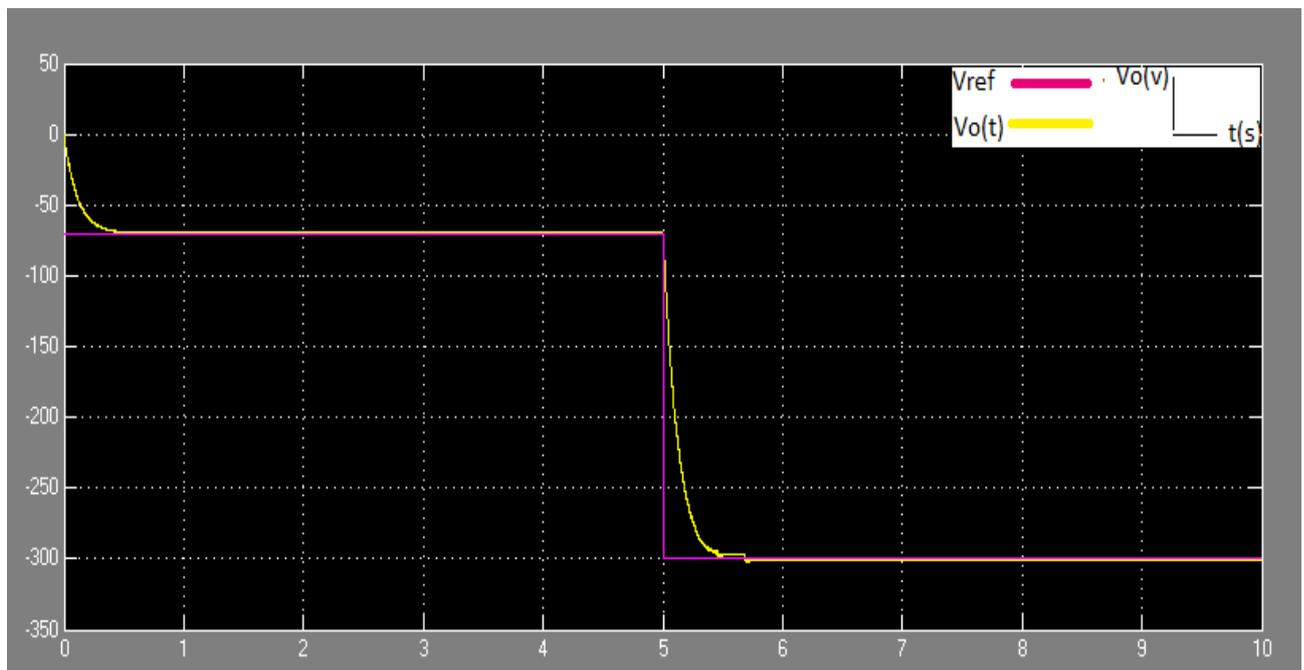


Figure (III.2.9) : La courbe de la tension de sortie pour $R=200\Omega$.

III.2.6.5\Interprétation

D'après la figure (III.2.8) et la figure (III.2.9), on remarque que la tension de sortie est inversée comme la tension de référence, et le convertisseur prend un temps pour converger, ensuite le système se stabilise à la tension spécifiée.

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'application de la commande LQR aux convertisseurs DC-DC (Buck-Boost), la commande LQR a amélioré les performances des convertisseurs étudiés dépasser le point de vue, La technique choisie est celle de la commande LQR à horizon infini. Des résultats obtenus, il est à noter que la contrôle de la tension de sortie des trois convertisseurs est possible, malgré la variation de la référence et la charge, Le calcul et l'application des lois de commande sont simples et a besoin d'un petit ajustement (choix de Q et R).

PARTIE 3: Commande iterative Learning

III. 3.1\ Introduction

La commande iterative Learning de type proportionnel ‘p’ est une technique par retour d’état, où la commande est applique via une simple formulation

$$U = k.e + V_c(k - 1) \tag{III.3.1}$$

Avec

$$e=V_{cref} - V_c ;k>0 \tag{III.3.2}$$

III.3.2\ Application au convertisseur Buck

Dans cette partie nous allons étudier l’application de commande iterative Learning au convertisseur Buck, avec les conditions nominales suivantes :

- E=100V, L=0.001 H, C=0.001100F.
- Deux charges résistives différentes : R1=100Ω et R2=200Ω
- Le gain =100.
- Un changement de la tension de référence de 70 V à 40 V.

III.3.2.1\ Schéma de commande

Le schéma de commande par iterative Learning de convertisseur Buck est montré sur la figure (III.3.1) :

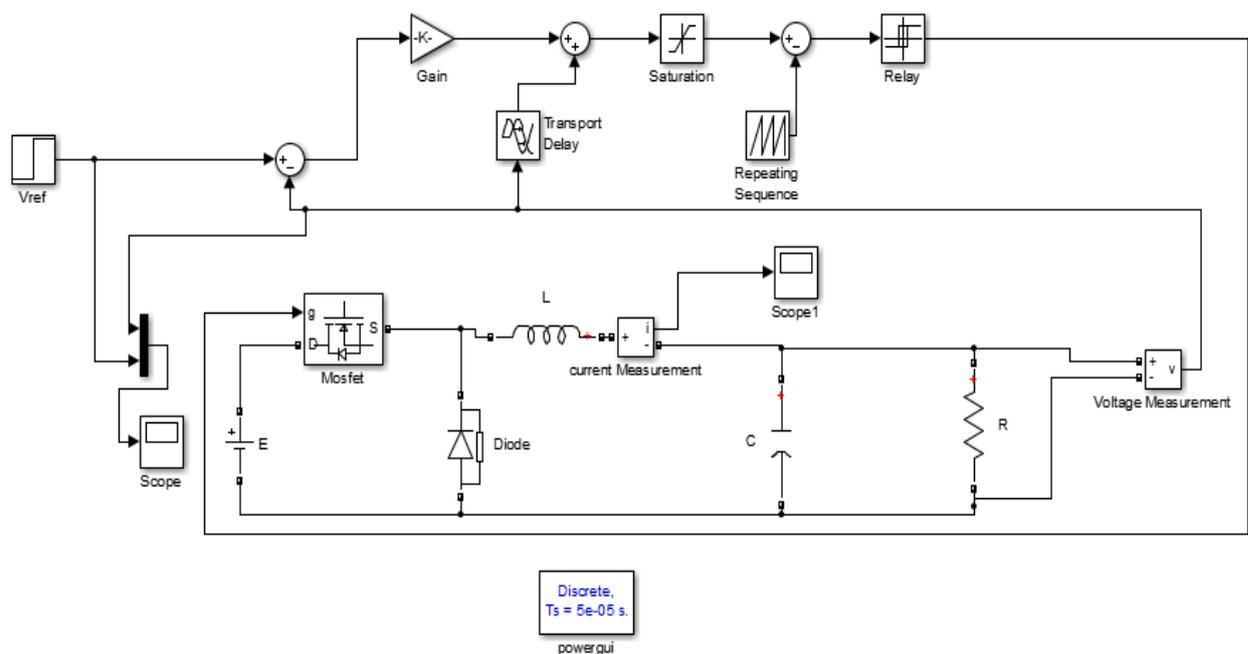
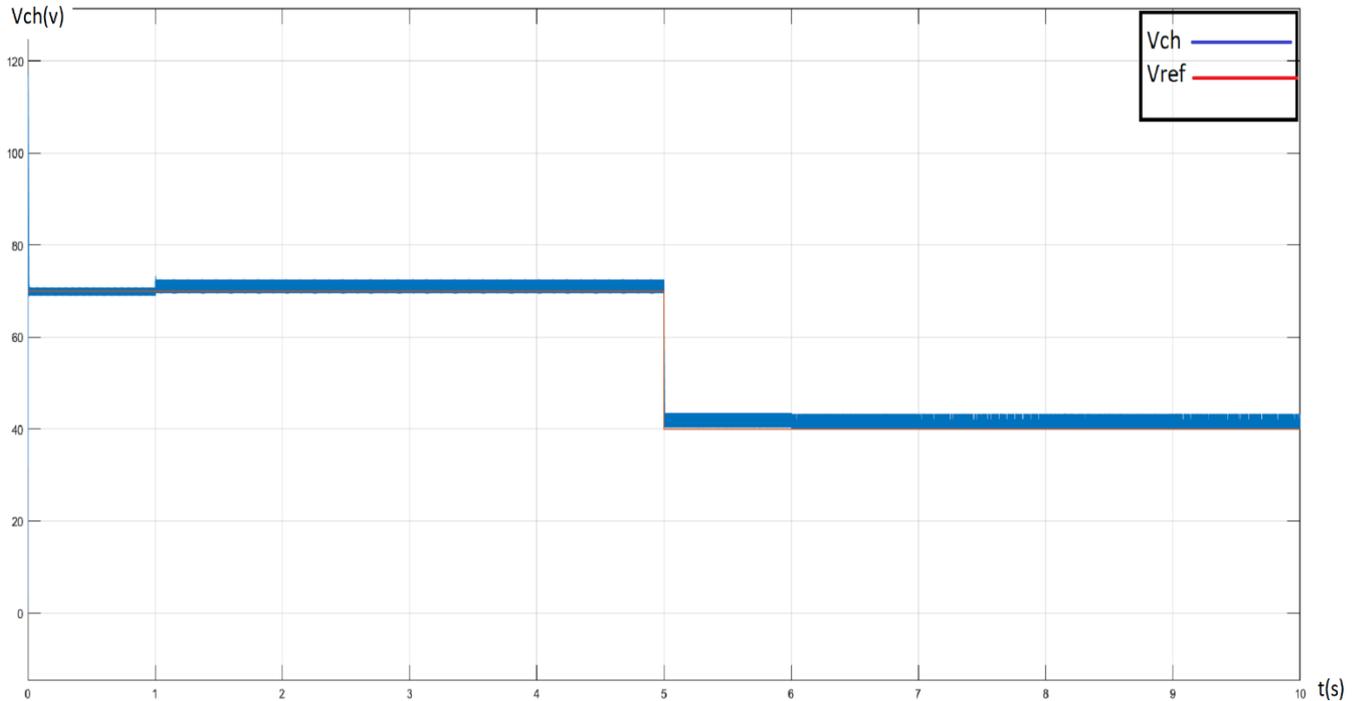


Figure (III.3.1) : convertisseur Buck avec commande itérative Learning

III.3.2.2\les résultats de simulation

On a présenté les résultats de simulation avec deux charges résistives différentes :

a\ une charge résistive de valeur $R=100\Omega$



Figure(III.3.2)_: la courbe de la tension de sortie pour $R=100\Omega$

b\ une charge résistive de valeur $R=200\Omega$

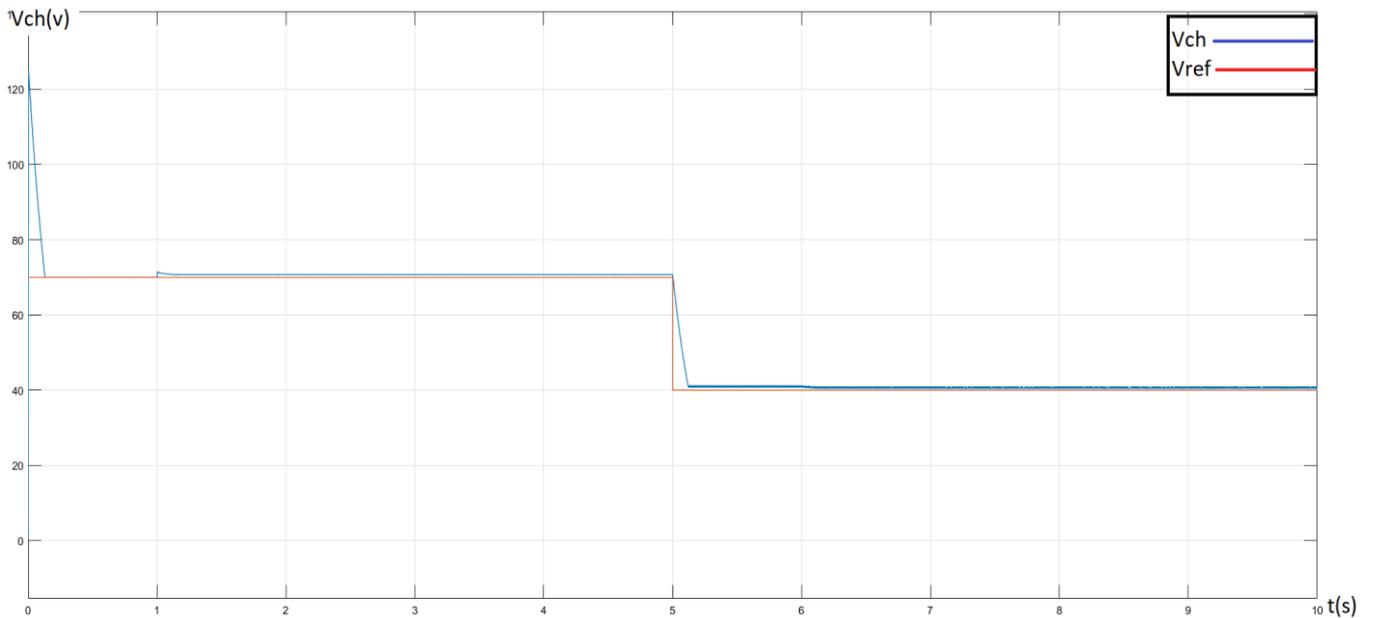


Figure (III.3.3)_: la courbe de la tension de sortie pour $R=200\Omega$

III.3.2.3\interprétation

D'après les figures, on remarque que la tension de sortie suit la tension de référence dans les deux cas ($R_1=100\ \Omega$ et $R_2=200\ \Omega$), régulièrement dans le temps.

III.3.3\Application au convertisseur Boost

Nous allons étudier l'application de la commande itérative Learning au convertisseur boost pour les Conditions nominales suivantes :

- $E=100V, L=0.001\ H, C=0.001100F$
- Deux charges résistives différentes : $R_1=100\Omega$ et $R_2=200\Omega$
- Le gain =100.
- Un changement de la tension de référence de 300V à 150V.

III.3.3.1\Schéma de commande

Le schéma de commande par itérative Learning du convertisseur Boost est montré sur la figure (III.3.4) :

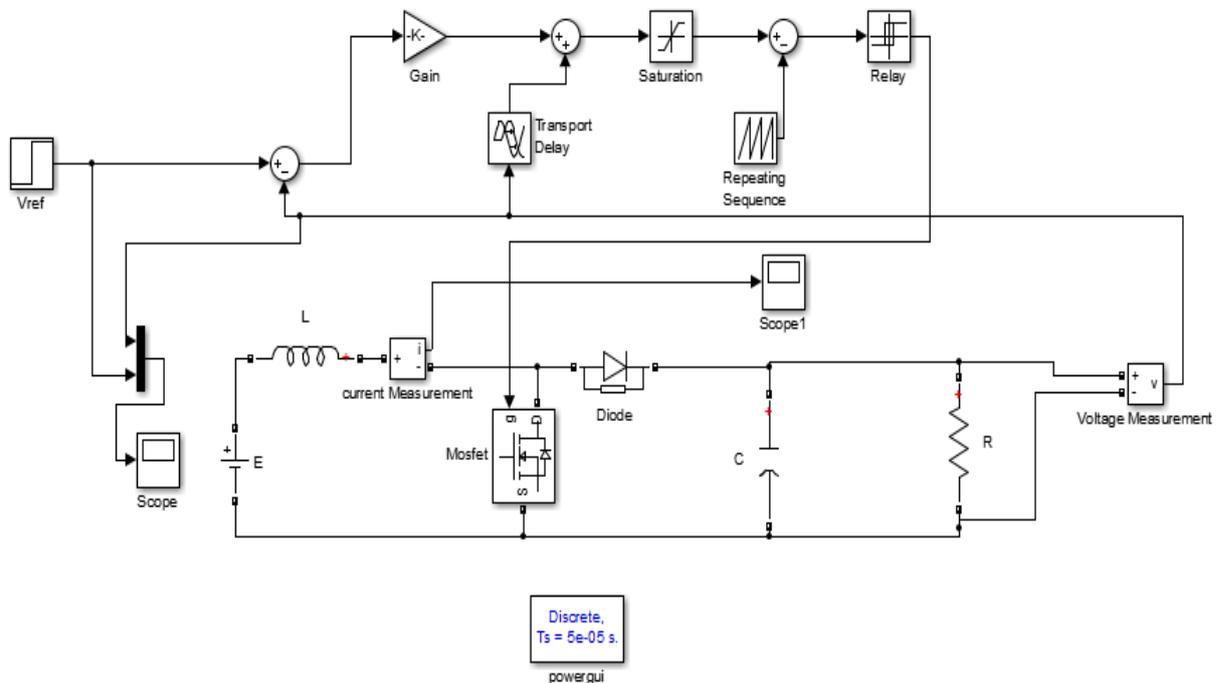


Figure (III.3.4) : convertisseur Boost avec commande itérative Learning

III.3.3.2\les résultats de simulation

On a présenté les résultats de simulation avec deux charges résistives différentes :

a) une charge résistive de valeur $R=100\Omega$:

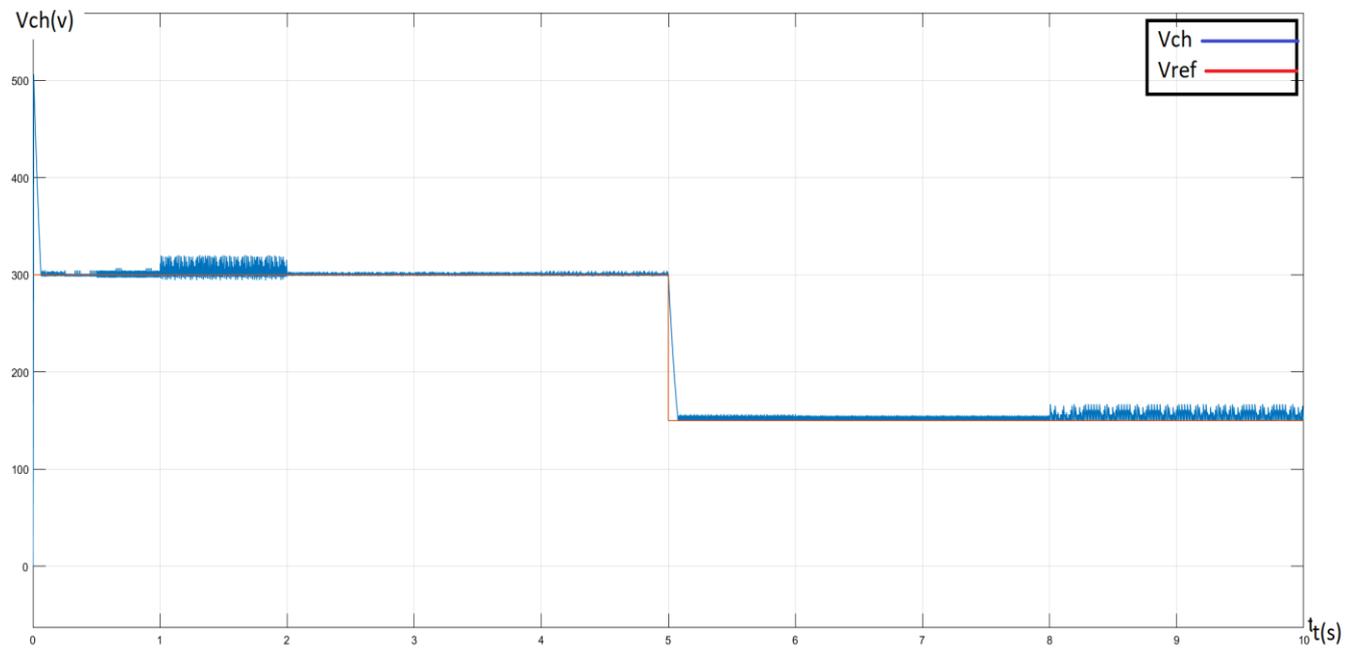


Figure (III.3.5): la courbe de la tension de sortie pour $R=100\Omega$

b) une charge résistive de valeur $R=200\Omega$:

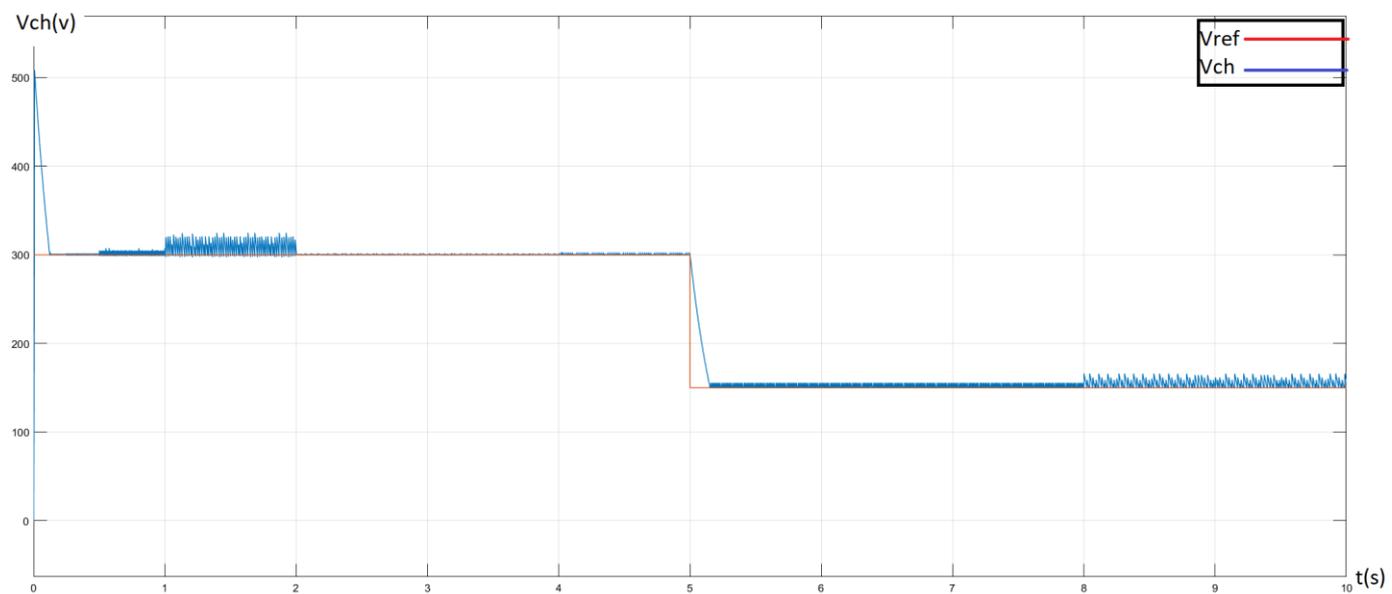


Figure (III.3.6): la courbe de la tension de sortie pour $R=200\Omega$

III.3.3) interprétation

on observe dans les figures pour la tension une bonne performance malgré il y a un dépassement et un petit retard dans le temps de réponse, puis la tension de sortie suit la tension de référence.

III.3.4\Application au convertisseur Buck-Boost (SEPIC)

Pour la même commande appliquée dans les deux convertisseurs, nous allons également l'appliquer et l'étudier sur le convertisseur Buck-boost. Les conditions nominales suivantes :

- $E=100V$, $L1=L2=0.001H$, $C1=C2=0.001100F$
- Deux charges résistives différentes : $R1=100\Omega$ et $R2=200\Omega$
- Le gain =100.
- Un changement de la tension de référence de 300V à 50V.

III.3.4.1\Schéma de commande

Le schéma de commande par itérative Learning de convertisseur BUCK-Boost est montré sur la figure (III.3.7) :

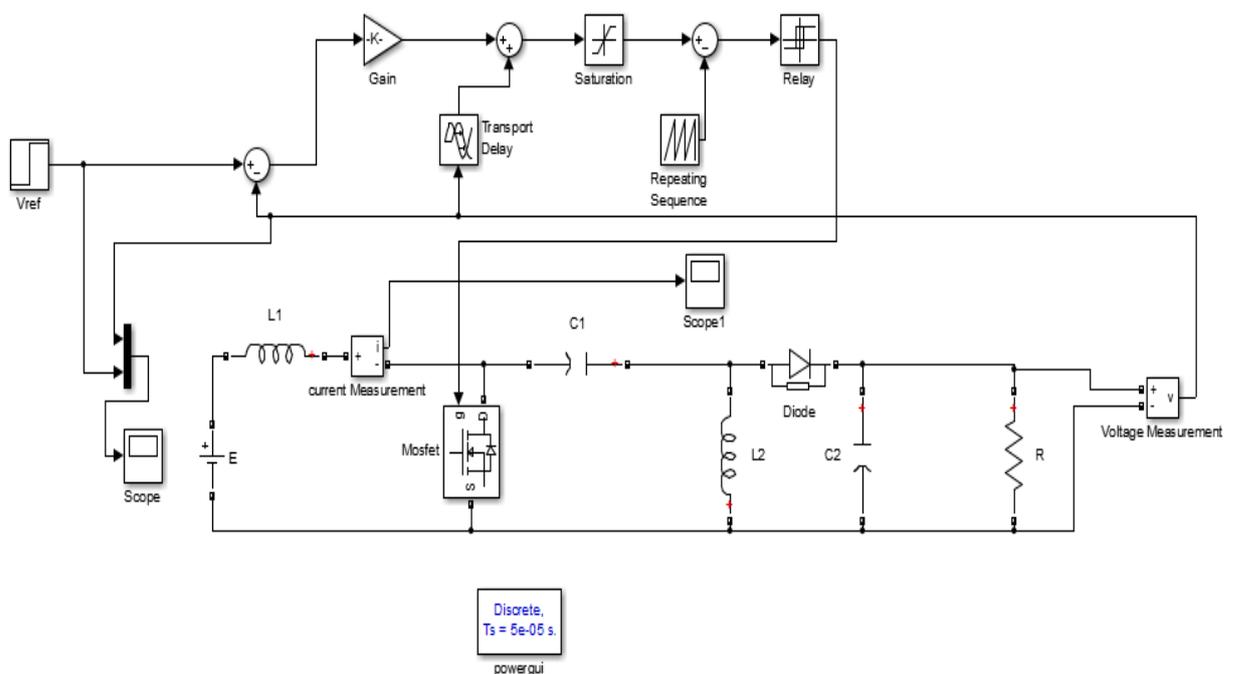


Figure (III.3.7) : convertisseur Buck-Boost(sepic) avec commande itérative Learning

III.3.4.2\les résultats de simulation

On a présenté les résultats de simulation avec deux charges résistives différentes :

a) une charge résistive de valeur $R=100\Omega$:

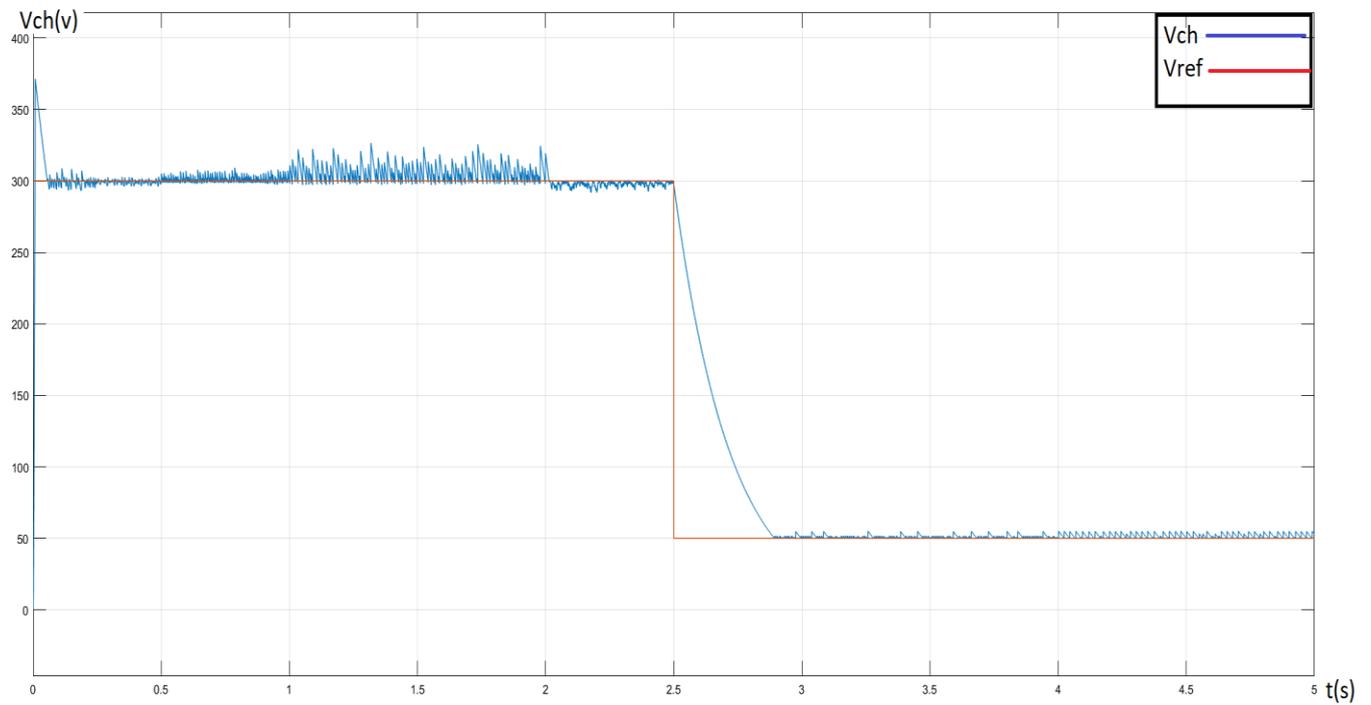


Figure (III.3.8) : la courbe de la tension de sortie pour $R=100\Omega$

b) une charge résistive de valeur $R=200\Omega$:

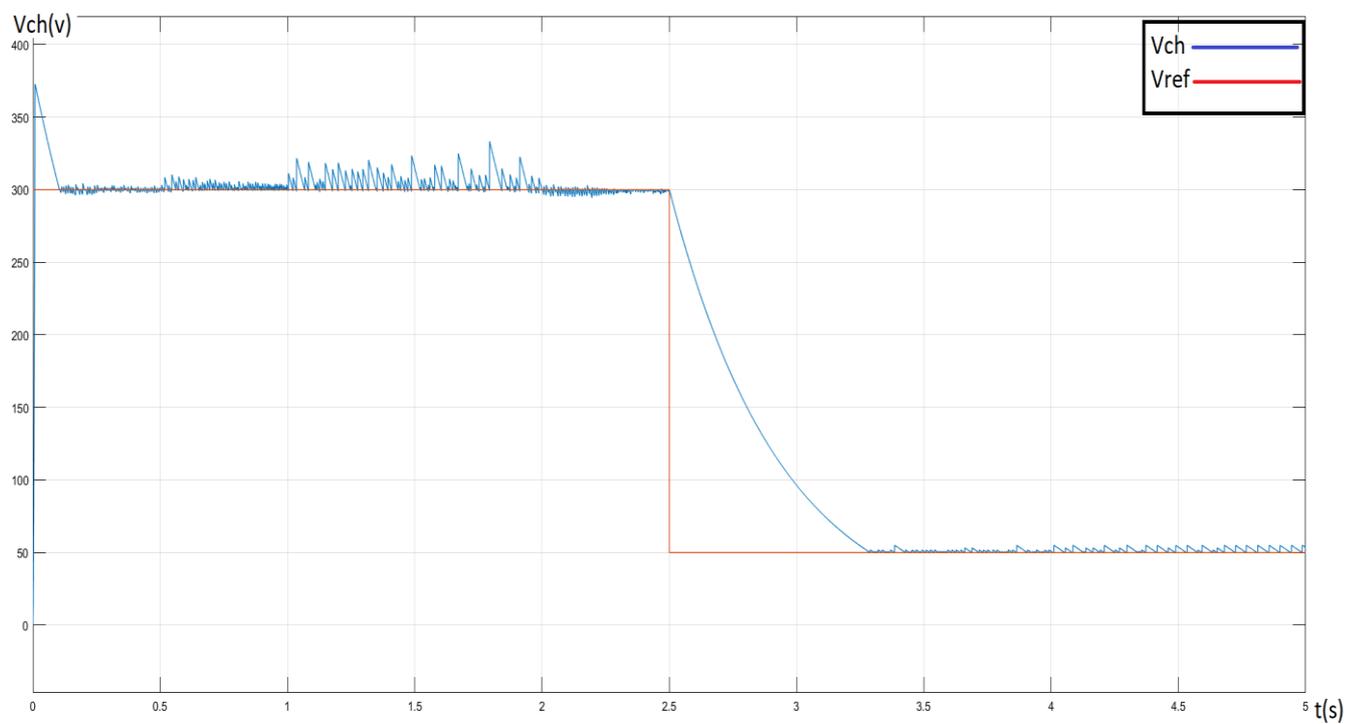


Figure (III.3.9) : la courbe de la tension de sortie pour $R=200\Omega$

III.3.4.3\interprétation

A travers ces courbes, on remarque pour la tension, il y a un dépassement et un petit retarde, dans le temps de réponse, puis la tension de sortie suit la tension de referens de manière parfaite.

Conclusion

Nous avons présente dans ce chapitre l'application de la commande itérative Learning sur les convertisseurs DC-DC (Buck , Boost ,et Buck-boost),des résultats obtenus ,on a remarqué que, La commande itérative Learning permet la régulation de la tension de sortie malgré change la tension de référence et la charge résistive .

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

L'objectif principal de ce mémoire était la commande robuste des convertisseurs DC-DC, à travers plusieurs techniques de commande : à savoir la commande par régulateur PI, commande par mode glissant, commande optimale LQR et commande itérative Learning .

Dans le premier chapitre nous avons donné une étude sur les différents convertisseurs statiques (Buck Boost Buck-Boost), leurs modes de fonctionnement, ainsi que la modélisation pour chaque convertisseur.

Dans le deuxième chapitre on a utilisé l'application de la commande classique par contrôleur PI pour chaque convertisseur (Buck boost Buck-boost). Des résultats obtenus, on a conclu que ce type de contrôleur ; le plus populaire, est capable de réguler la tension de sortie, alors que l'ajustement des gains est nécessaire.

Dans le troisième chapitre, on a appliqué plusieurs techniques de commande (mode glissant, commande optimale (LQR) et itérative Learning) sur les différents convertisseurs statiques (Buck, boost, Buck-boost). Les résultats de la simulation ont démontré la robustesse de ces méthodes vis-à-vis la variation de la consigne, et que ces méthodes sont faisables pour une telle application. Il est à noter que ces méthodes ne demandent pas un calcul intensif, mais la synthèse des différents contrôleurs est généralement effectuée hors ligne via un nombre fini d'instructions, comme il est le cas du contrôle LQR.

RÉFÉRENCES

BIBLIOGRAPHIQUES

Références bibliographiques :

- [1]. **Bennina ilyas, Meherha djihade**, « rapport mini projet ,sujet conception d'un hacheur buck-boost », école nationale polytechnique de constantine ,2017\2018.
- [2]. **zerrgoug najjat**, le thème « contribution au contrôle robuste des convertisseurs DC-DC », **Université de Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd, Faculté de Technologie Département de Génie Electrique, 2018.**
- [3]. **BOUKHOUIDEM BELKACEM, LAYAIDA MOHAMMED**, mémoire de Master Académique « Commande par backstepping d'un convertisseur DC-DC entrelacée », université mohamed boudiaf –m'sila, 2018\2019.
- [4]. **S. C Tan, Y. M. Lai, and C. K Tse**, “*Sliding Mode Control of Switching Power Converters Techniques and Implementation*”, CRC Press Taylor & Francis Group, 2012.
- [5]. **Ziani Seyfeddine, Ould Mammar Mohamed**, Mémoire de Master « Etude et simulation d'un hacheur Boost pour suivre le point de puissance maximal (MPPT) », Université SAAD DAHLAB de BLIDA, 2016-2017.
- [6]. **Rodney H.G. Tan, Landon Y. H. Hoo**, article « DC-DC Converter Modeling and Simulation using State Space Approach », 978-1-4799-8598-2/15/\$31.00 ©2015 IEEE.
- [7]. **habitouche mohamed sghir, sahli ishak**, thème « étude et conception d'une commande non linéaire appliqué au convertisseur statique DC-DC », université mohamed el bachir el ibrahimi ,bordj bou arréidj, 2020\2021.
- [8]. **Wikipédia**. https://fr.wikipedia.org/wiki/Convertisseur_Boost ,13 mars 2022, 10:30 Am.
- [9]. **Nassam ou younes**, thème , « étude et simulation d'un hacheur sepic en vue d'implémenter des commandes MPPT », université ahmed draia-adrar, 2019\2020.
- [10]. **Wikipédia**. https://fr.wikipedia.org/wiki/Convertisseur_Buck-Boost , 13 mars 2022, 11:30 Am.
- [11]. **Keziz Haythem Dhia Eddine** , mémoire de master 2 « Analyse et commande des convertisseurs DC-DC : Méthodes de l'espace d'état », Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi , Juin 2019.
- [12]. **zahari zarkov, vladimir dimitrov lazarov, omar mansouri**, article « modélisation des convertisseurs statiques DC-DC pour des application dans les énergies renouvelables en utilisant matlab\simulink, université technique de sofia, bulgarie, 2009.
- [13]. **sahraoui hamza**, (Modélisation Et Commande Des Convertisseurs DC-DC

Références bibliographiques

Utilisés Dans Les Systèmes Photovoltaïques(Théorie et Expérimentation))Université de Batna
2,06/12/2016.

[14].**boukhoudem Belkacem la yaida Mohammed** ,(Commande par back stepping d'un convertisseur DC-DC entrelacée) université Mohamed Boudiaf Msila 2018 /2019

[15].**saibiha yatkassouri dalila**, (Commande par mode glissant d'ordre fractionnaire d'un réseau électrique), Université Mouloud MAMMERY, Tizi-Ouzou 21 juin 2018

[16].**Farid ABRI**, (Commande par mode glissant d'un hacheur parallèle ,«Application à l'extraction de la puissance »maximale d'une pile à combustible), Université Mouloud MAMMERY, Tizi-Ouzou 21 juin 2018

[17].**Labdani Meryem**, (Commande par mode glissant des convertisseurs de puissance), Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi –2015/2016

[18].**Monia mechirgui** , mémoire présenté à l'école de technologie supérieure « Commande optimale minimisant la consommation d'énergie d'un drone utilisé comme relai de communication », ETS école de technologie supérieure université du Québec, Le 15 octobre 2014.

[19].**Wikipédia**, https://fr.wikipedia.org/wiki/Commande_LQ, 15 mai 2022.

[20]. **Nadia HAMLAOUI** , Mémoire de magister « Commande Optimale d'un Bras Manipulateur », université de Batna ,2014\2015.

[21].**article** « REGULATEUR LINEAIRE QUADRATIQUE (LQR) » ,

[22].**cite**, [https:// www.electrosup.com/convertisseur_buck-boost.php](https://www.electrosup.com/convertisseur_buck-boost.php) , 22 mai 2022 .9 :00 Am.