

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

N° : CSE_258



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

**OPTION : COMMANDE DES SYSTEMES
ELECTRIQUES**

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par : SAIDI FATIHA

HAMOUCHE KHAWLA

Intitulé

**Implémentation d'un régulateur de type trois
pour convertisseur DC-DC sur DSP**

Soutenu devant le jury composé de :

Mr. BEDBOUDI Mohammed	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Mr. ABDOU Abdelhak	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examinateur
Mr. CHOUDER Aissa	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Encadreur

Année universitaire : 2016/ 2017

REMERCIEMENTS

Je me dois remercier ALLAH le Tout Puissant pour toute la volonté et le courage qu'il m'a donnés pour l'achèvement de ce travail.

Je tiens tout d'abord à remercier vivement mon promoteur Dr. CHOUDAR AISSA, 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.

Je remercie également tous les membres de jury d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Mes vifs remerciements s'adressent également à tous les membres de ma famille surtout ma chère mère et mon cher père pour leur aide inconditionnelle et pour leur soutien précieux durant ma formation, ce qui leur fait valoir ma grande reconnaissance.

Enfin, je remercie toutes les personnes, qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail.

Dédicaces

À

Mon symbole de don et de sacrifice : mon très cher père **Mohamed**

Ma source de tendresse et d'amour : ma très chère mère **Fatiha DAHMANI**

Tous mes frères et sœurs : **Zakariya, Oussama et Safia, Salsabil, Alaa
ferdous**

À tout ma famille **HAMOUCHE** et **DAHMANI**

À ceux que j'aime et toutes mes amis

Tous mes professeurs, tous mes collègues de la promotion 2017.

Je dédie ce travail.

Khawla

Dédicace

Avant tous, je remercie ALLAH le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail.

Je dédie ce travail en signe de respect et de reconnaissance à

« A la pensée de mon très cher père et mon frère »

A ma mère, pour tous les sacrifices et son soutien moral, avec toute mon affection et ma reconnaissance; merci maman.

A mes frères : Moustafa , Houssine ,Nadir, Imad dine , pour leurs soutiens et leurs amour.

A mes sœurs :Fatima, pour leurs soutiens morales et pour leurs amour et soins.

A tous mes amis :Zineb ,Noura ,khoula, Hawariya, Affef, Omhani, Kadidja, Wahiba , khoula , et mes collègues de la promo :Génie électrique.

A tous les personnes que j'ai autant aimées.

SAIDI FATIHA

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par : **Dr.CHOUDAR AISSA**

Présenté par : **M. KHAWLA HAMOUCHE ET SAIDI FATIHA**

Thème :

**Implantation d'un PID numérique pour convertisseur
DC-DC sur DSP**

Résumé :

Dans Ce travail nous avons présente dans un première linéarisé le convertisseur DC-DC qui est un système non linéaire avec la méthode du modèle moyenne.

Cette linéarisation nous a permis de représenter le convertisseur DC-DC par une forme classique linéaire qui s'apprête une étude d'asservissement classique. Par la suite, nous avons procédé ou choix d'un régulateur PID, dans notre cas, et la détermination de sert paramètre par la méthode fréquentielle. La numérisation de ce régulateur a été obtenue par l'application de la méthode d'Euler. Ainsi le régulateur numérique obtenu est implémenté dans une plateforme

De la DSP 28F335 de Texas Instrument. Le code du régulateur qui a été implémenté par le logiciel PSIM. Ce régulateur a été testé pratiquement sur un convertisseur DC-DC des type boost et nous avons relevé des résultats similaires à de simulation.

Mots Clés : Commande PWM, régulateur PID, DSP, Convertisseur DC-DC (boost).

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Les convertisseur DC-DC

I.1.Introduction.....	2
I.2. Les différents types d'hacheurs	2
I.3. Convertisseur abaisseur (Buck).....	2
I.3.1. Définition.....	2
I.3.2. Schéma électrique du convertisseur (Buck).....	2
I.3.3. Principe de fonctionnement.....	3
I.3.4. Analyse du circuit pendant les positions ON et OFF de l'interrupteur.....	4
I.4. Convertisseur élévateur (Boost).....	5
I.4.1. Définition.....	5
I.4.2. Schéma électrique du convertisseur (Boost).....	5
I.4.3. Principe de fonctionnement.....	6
I.4.4. Analyse du circuit pendant les positions ON et OFF de l'interrupteur.....	6
I.5. Convertisseur abaisseur-élévateur (Buck-boost).....	7
I.5.1. Définition.....	7
I.5.2. Schéma électrique du convertisseur Buck-Boost	8
I.5.3. Analyse du circuit pendant les positions ON et OFF de l'interrupteur	8
I.6. Techniques de commande PWM.....	9
I.6.1. Principe de la commande PWM.....	10
I.7.Conclusion.....	10

Chapitre II: Dimensionnement de convertisseur DC-DC boost

II.1. Introduction	11
II.2.Dimensionnement des composants	11
II.3. Dimensionnement de l'inductance	13
II.3.1. Calcul de la valeur de l'inductance	15
II.4. Dimensionnement du condensateur de sortie.....	15
II.4.1. Calcul de la capacité.....	16
II.5. Conclusion	16

Chapitre III: Modélisation de l'hacheur boost

III.1. Introduction.....	17
III.2. Convertisseur Idéal Boost.....	17
III.2.1 Modélisation faible signaux du convertisseur boost	18
III.2.3. Fonctions de transfert du convertisseur Boost	19
III.3. Le rôle du régulateur	22
III.3.1. Correcteur à avance de phase.....	22
III.3.2. Correcteur à retard de phase.....	24
III.3.3. régulateur à avance et retard de phase	25
III.4. Conception du régulateur type trois.....	26
III.5. Introduction à PSIM.....	27
III.6. Conception du régulateur type trois dans L'environnement SmartCtrl de PSIM.....	32
III.6.1.Fonctions de transfert du correcteur en mode DC.....	34
III.6.2. Contrôle du convertisseur Boost par le régulateur type trois	34
III.6.3 Résultats de simulation	35
III.7.Contrôle numérique du système.....	35
III.7.1.Implémentation du régulateur type trois avec DSP 28335.....	36
III.7.2.Résultats de simulation	37
III.7. Conclusion	38

Chapitre IV : Réalisation pratique et résultats expérimentaux

IV.1. Introduction.....	39
IV.2. L'organe de commande.....	39
IV.2.1. Processeur De Traitement Numérique Du Signal	39
IV.2.2. Les applications des DSP	40
IV.3 Réalisation pratique	40
IV.3.1 Circuits imprimés.....	40
IV.3.2 Description du banc d'essai.....	43
IV.4. Résultats expérimentaux.....	44
IV.5. Conclusion	44
Conclusion générale.....	45
Bibliographie et Webographie.....	46

Introduction générale

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'électronique 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.). Ainsi Les progrès accomplis dans le domaine de la micro-informatique et les calculateurs numériques (*DSP, microcontrôleurs puissants et rapides*) ont permis la synthèse d'algorithmes de contrôle de ces ensembles convertisseur-charge plus performants et plus robustes [1]. L'objectif de notre travail est l'étude, la conception et l'implémentation d'un régulateur numérique sur un processeur (DSP). Ce régulateur sert à réguler la tension de sortie d'un convertisseur DC-DC . Notre travail est composé de quatre chapitres :

- ❖ Le premier chapitre porte le principe de fonctionnement des convertisseurs DC-DC. Dans lequel On présentera, les différentes topologies de ces convertisseurs à savoir : Buck, Boost, Buck- Boost. Et on expliquera le principe de la commande *PWM*.
- ❖ Dans le deuxième chapitre on s'intéressera au dimensionnement de notre convertisseur.
- ❖ Le troisième chapitre est consacré à la modélisation d'un hacheur parallèle (Boost) par la méthode de linéarisation autour d'un point de fonctionnement, et la conception d'un régulateur de type 3 (régulateur avance et retard de phase). Nous terminerons ce chapitre par une simulation dans le logiciel PSIM
- ❖ Dans Le quatrième chapitre nous présenterons les différentes étapes de la réalisation pratique de notre convertisseur, ainsi que l'implémentation pratique du régulateur de type trois dans le DSP F28335. Nous terminerons ce chapitre par la présentation des résultats expérimentaux obtenus.

Enfin, nous clôturons notre mémoire par une conclusion générale et les perspectives envisagés.

Chapitre I

Les convertisseur DC-DC

I.1. Introduction

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques qui permettent le transfert de l'énergie électrique d'une source continue vers une autre source continue.

La grande variété de topologie des circuits de convertisseurs varie entre une configuration simple a base d'un transistor unique (abaisseur (Buck), élévateur (Boost) et abaisseur- élévateur (Buck-Boost) et des configurations complexes comportant plusieurs interrupteurs.

I.2. Les différents types d'hacheurs

Selon la position du commutateur d'hacheur ; différents types de convertisseurs de tension peuvent être réalisés à savoir :

- ✓ Hacheur abaisseur de tension « Buck »
- ✓ Hacheur élévateur de tension « Boost »
- ✓ Hacheur abaisseur -élévateur de tension « Buck-Boost »

I.3. Convertisseur abaisseur (Buck)

I.3.1. Définition :

Le hacheur série (Buck) est un convertisseur statique abaisseur qui permet de transformer une tension continue fixe a une tension plus faible réglable par l'utilisateur, il est constitué d'un interrupteur bicommandable de puissance, d'une diode, d'une inductance et d'un condensateur. Le hacheur série peut servir comme variateur de vitesse pour les moteurs à courant continu.

I.3.2. Schéma électrique du convertisseur (Buck)

Le schéma du hacheur (Buck) est présenté dans la figure (I.1).

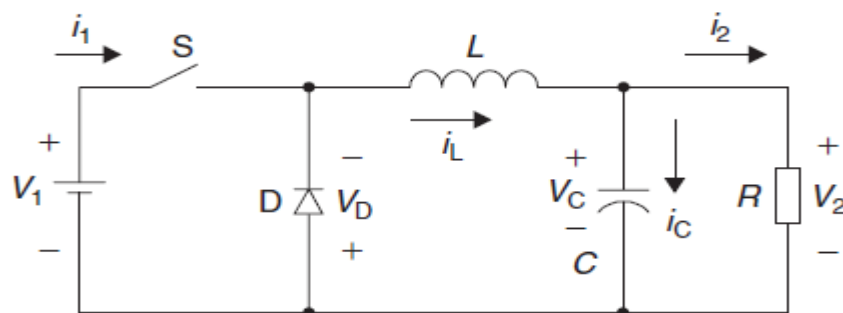


Figure I.1. Hacheur série (Buck).

Les circuits équivalents du convertisseur sont montrés sur la figure (I.2).

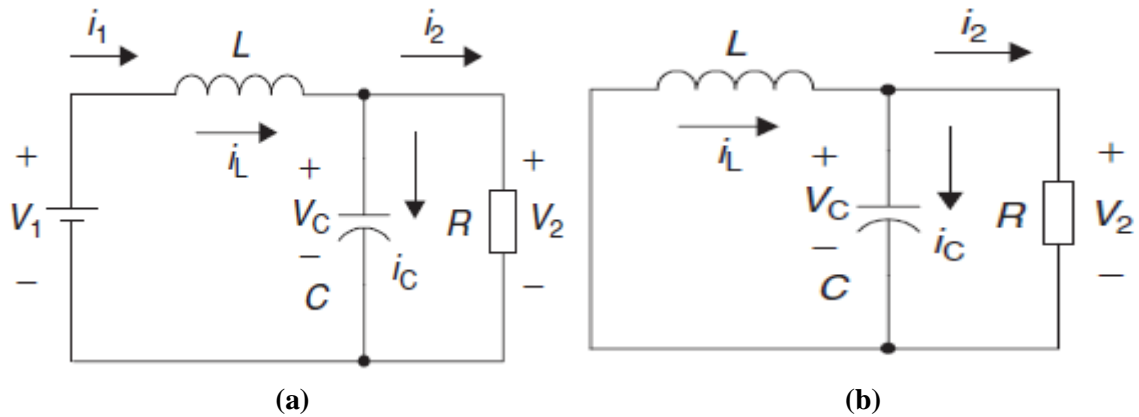


Figure I.2. Circuits équivalents du convertisseur Buck : (a) S fermé, (b) S ouvert.

I.3.3. Principe de fonctionnement

L'interrupteur S est fermé pendant la fraction du temps dT de la période de découpage T . La source d'entrée fournit l'énergie à la charge R à travers l'inductance L . Lors du blocage du S , la diode D assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance sera déchargée dans le condensateur et la résistance de charge. Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées sur la figure (I.3).

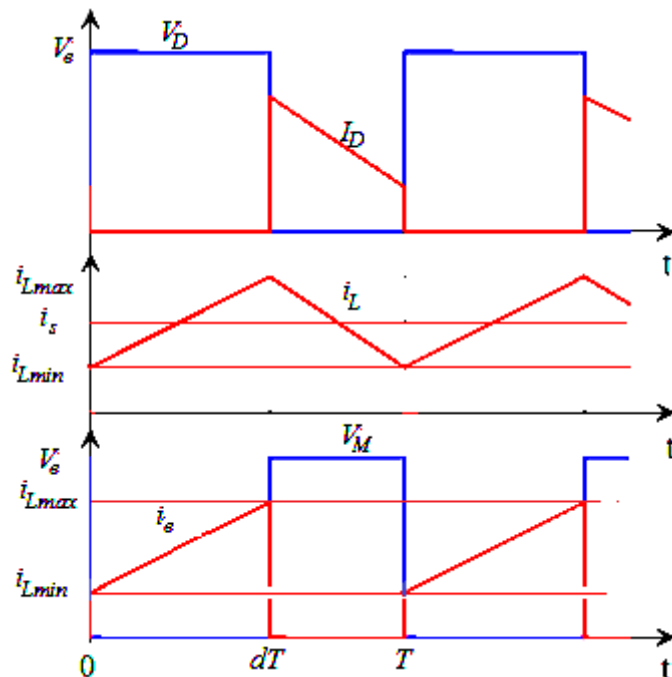


Figure I.3. Formes d'ondes du convertisseur Buck

I.3.4. Analyse du circuit pendant les positions ON et OFF de l'interrupteur

Les équations régissant le fonctionnement de l'interrupteur S à l'état fermé sont données ci-dessous [2] :

$$V_L = V_1 - V_2 = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{I.1})$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_1 - V_2}{L} \quad (\text{I.2})$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{dt} = \frac{V_1 - V_2}{L} \quad (\text{I.3})$$

Δi_L Pour le commutateur fermé :

$$\Delta i_{L_{on}} = \frac{(V_1 - V_2) dT}{L} \quad (\text{I.4})$$

Les équations régissant le fonctionnement de l'interrupteur S à l'état ouvert sont données Ci-dessous :

$$V_L = -V_2 = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{I.5})$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_2}{L} \quad (\text{I.6})$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-d)T} = \frac{-V_2}{L} \quad (\text{I.7})$$

Δi_L Pour le commutateur ouvert :

$$\Delta i_{L_{off}} = -\left(\frac{V_2}{L}\right)(1-d)T \quad (\text{I.8})$$

Si on considère que le convertisseur est en régime permanent, l'énergie stockée dans chaque composant est la même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Par conséquent, le courant i_L traversant l'inductance sera le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$\Delta i_{L_{on}} + \Delta i_{L_{off}} = 0 \quad (\text{I.9})$$

En substituant les équations (I.4) et (I.8) dans (I.9), on obtient :

$$\left(\frac{V_2 - V_1}{L}\right)(dT) - \left(\frac{V_2}{L}\right)(1-d)T = 0 \quad (\text{I.10})$$

Il résulte que :

$$V_2 = dV_1 \quad (\text{I.10})$$

I.4. Convertisseur élévateur (Boost)

I.4.1. Définition

Le hacheur parallèle est un convertisseur statique permettant de convertir une tension continue constante à une autre tension continue réglable de valeur moyenne plus grande. Il est constitué d'un interrupteur en parallèle avec le générateur, d'une diode, d'une inductance pour le lissage de courant et d'un condensateur pour le filtrage de la tension [3].

I.4.2. Schéma électrique du convertisseur (Boost)

Soit le hacheur (Boost) présenté dans la figure (I.4)

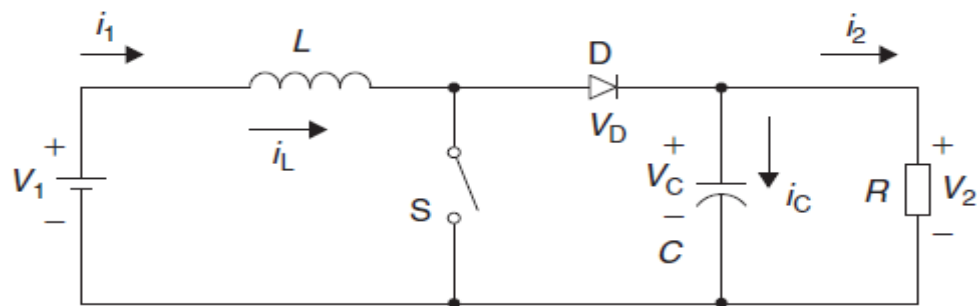


Figure I.4. Schéma du convertisseur Boost

Les circuits équivalents du convertisseur sont montrés sur la figure (I.5)

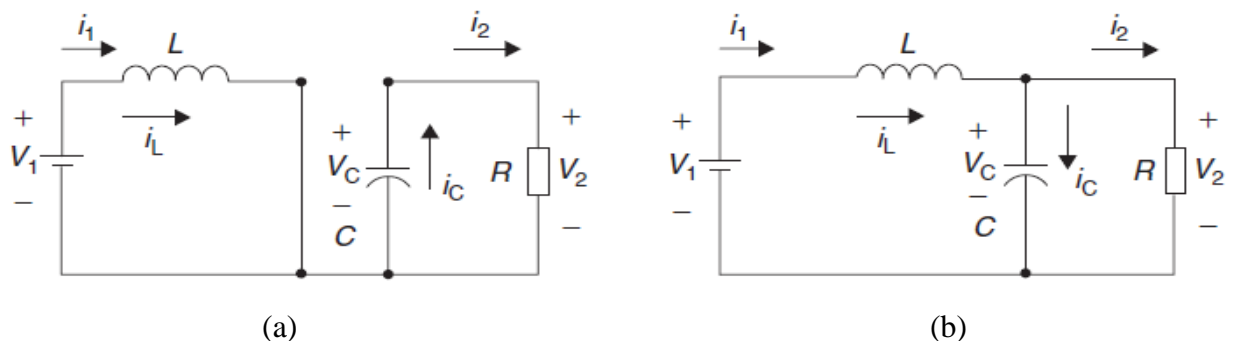


Figure I.5. Circuits équivalents du convertisseur Boost : (a) S fermé, (b) S ouvert.

I.4.3. Principe de fonctionnement

L'interrupteur est fermé pendant la fraction du temps dT de la période de découpage T . Le courant dans l'inductance croît progressivement, elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin de la première période. Lors du blocage du transistor, la diode assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge. Les formes d'ondes en CCM (mode de conduction continu) sont représentées sur la figure (I.6).

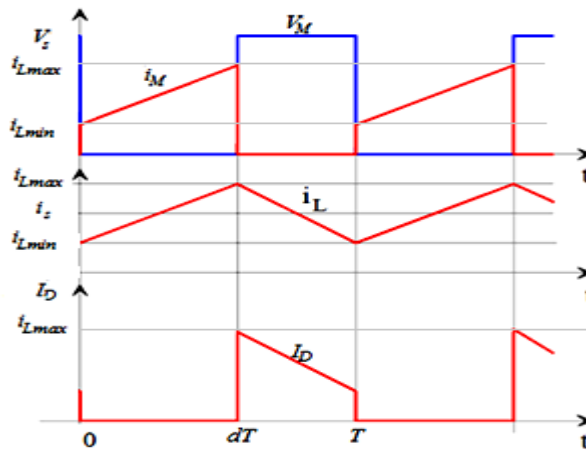


Figure I.6. Formes d'ondes du convertisseur Boost

I.4.4. Analyse du circuit pendant les positions ON et OFF de l'interrupteur

Les équations régissant le fonctionnement de l'interrupteur S à l'état fermé sont données ci-dessous [2] :

$$V_L = V_1 = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{I.11})$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_1}{L} \quad (\text{I.12})$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{dT} = \frac{V_1}{L} \quad (\text{I.13})$$

Δi_L Pour le commutateur fermé :

$$\Delta i_{L_{on}} = \frac{\Delta i_L}{dT} = \frac{V_1 dT}{L} \quad (\text{I.14})$$

Les équations régissant le fonctionnement de l'interrupteur S a l'état ouvert sont données

Ci-dessous :

A l'instant $t = dT$, La diode D devient conductrice, ce qui donne :

$$V_L = V_1 - V_2 = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{I.15})$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_1 - V_2}{L} \quad (\text{I.16})$$

Soit Δi_L l'ondulation du courant dans l'inductance :

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-d)T} = \frac{V_1 - V_2}{L} \quad (\text{I.17})$$

Δi_L Pour le commutateur ouvert :

$$\Delta i_{Loff} = \frac{(V_1 - V_2)(1-d)T}{L} \quad (\text{I.18})$$

Donc :

$$\Delta i_{Lon} + \Delta i_{Loff} = 0 \quad (\text{I.19})$$

$$\frac{V_1 dT}{L} + \frac{(V_1 - V_2)(1-d)T}{L} = 0 \quad (\text{I.20})$$

Il résulte que :

$$V_2 = \frac{V_1}{1-d} \quad (\text{I.21})$$

On constate que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique d . et comme ce dernier étant toujours compris entre 0 et 1, le convertisseur est toujours élévateur de tension. On notera que la tension de sortie est théoriquement indépendante de la charge. Dans la pratique, la boucle de régulation ne devra donc compenser que les variations de la tension d'entrée et les imperfections des composants réels [4].

I.5. Convertisseur abaisseur-élévateur (Buck-boost)

I.5.1. Définition

Le hacheur série parallèle ou inverseur est un convertisseur indirect DC-DC. Son rôle principal est de convertir la tension constante d'entrée à une tension supérieure ou inférieure mais de polarité inverse. La source d'entrée est de type tension continue montée en parallèle avec un condensateur et une charge résistive (figure I.7) [5].

I.5.2. Schéma électrique du convertisseur Buck-Boost.

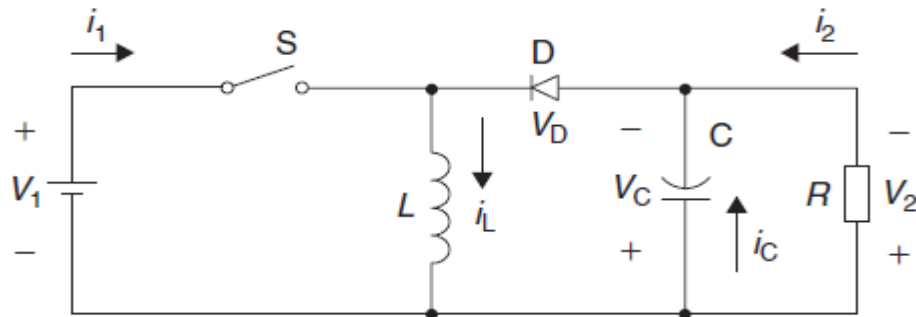


Figure I.7. Schéma du convertisseur Buck-boost

Les circuits équivalents du convertisseur Buck-boost sont montrés sur la figure (I.8)

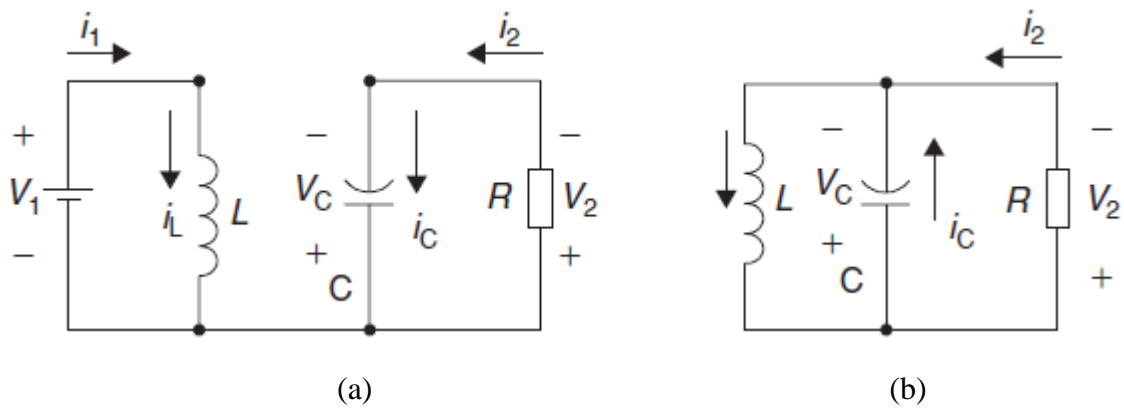


Figure I.8. Circuits équivalents du convertisseur Buck-boost : (a) S fermé, (b) S ouvert.

I.5.3. Analyse du circuit pendant les positions ON et OFF de l'interrupteur

Les équations régissant le fonctionnement de l'interrupteur S à l'état fermé sont données

Ci-dessous [2] :

$$V_1 = V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{I.22})$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_1}{L} \quad (\text{I.23})$$

Soit Δi_L l'ondulation du courant dans l'inductance :

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{dt} = \frac{V_1}{L} \quad (\text{I.24})$$

Δi_L Pour le commutateur fermé :

$$\Delta i_{L_{on}} = \frac{V_1 dT}{L} \quad (I.25)$$

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

A l'instant $t = dT$. La diode D devient conductrice. Ce qui donne :

$$V_L = V_2 = L \frac{di_L}{dt} \quad (I.26)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_2}{L} \quad (I.27)$$

Soit Δi_L l'ondulation du courant dans l'inductance :

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-d)T} = \frac{V_2}{L} \quad (I.28)$$

Δi_L Pour le commutateur ouvert :

$$\Delta i_{L_{off}} = \frac{V_2(1-d)T}{L} \quad (I.29)$$

Donc :

$$\Delta i_{L_{on}} + \Delta i_{L_{off}} = 0 \quad (I.30)$$

$$\frac{V_1 dT}{L} + \frac{V_2(1-d)T}{L} = 0 \quad (I.31)$$

Il résulte que :

$$V_2 = -V_1 \left(\frac{d}{1-d} \right) \quad (I.32)$$

I.6. Techniques de la commande PWM

Les techniques de la commande PWM (pulse width modulation), appelée aussi modulation de largeur d'impulsions sont multiples. Cependant quatre catégories seulement ont été développées et sont donnée comme suit :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général triangulaire.
- Les modulations pré-calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre harmonique.
- Les modulations post-calculées encore appelées PWM régulières symétriques ou PWM vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité Le développement considérable de la technique de modulation de largeur d'impulsion ouvre une large étendue d'application dans les systèmes de commande et beaucoup d'autres fonctions. Elle permet une réalisation souple et rentable des circuits de commande des hacheurs.

I.6.1. Principe de la commande PWM

Le principe de base de la commande PWM est fondé sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie est formée par une succession de créneau d'amplitude égale à la tension continue d'alimentation et de largeur variable. La technique la plus répandue pour l'obtention d'un signal PWM est de comparer deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, est un signal continu qui varie entre deux seuils définis en fonction de l'application.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques du convertisseur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.
- L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [6].

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentés les différentes topologies des convertisseurs

DC-DC ainsi que leurs principes de fonctionnement, à savoir celui du Buck, du Boost ainsi que celui et Buck-Boost. Les modèles établis sont utilisés pour étudier le comportement non-linéaire des trois convertisseurs. A travers les résultats obtenus, il est clair que les résistances internes des éléments passifs ont un effet remarquable sur le comportement dynamique des convertisseurs DC-DC étudiés. Ainsi que les différentes techniques de commande dont la plus judicieuse est la commande PWM, qui est utilisée dans notre présent travail.

Chapitre II

Dimensionnement de convertisseur DC-DC boost

II.1. Introduction

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

Cela nous permettra de dimensionner le filtre de sortie pour lisser les signaux du courant et de la tension de sortie. Les résultats obtenus seront exploités par la suite dans le quatrième chapitre.

II.2. Dimensionnements des composants

❖ *Le cahier de charge pour l'hacheur parallèle (BOOST) :*

Le dimensionnement des éléments de l'hacheur parallèle (BOOST) est basé sur le cahier de Charge donné par le tableau (II.1) :

Tableau II.1: Spécifications de conception.

	Paramètre	Valeur nominale
La puissance de l' hacheur	P	21w
La tension d'entrée	V_1	12V
La tension de sortie	V_2	24V
Le courant d'entrée	I_1	1,75A
Le courant de sortie	I_2	0,875A
Le rendement	η	$\geq 80\%$
L'ondulation du courant	ΔI_{Max}	10%
L'ondulation de la tension	ΔV_2	5%

Avant de dimensionner les composants de nos hacheurs, il faut connaître d'abord leurs fréquences de commutation.

Le choix de la fréquence de commutation est un compromis, en effet :

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

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

On a choisi une fréquence de 25 kHz car c'est inaudible et on a le moins de pertes par commutation.

La figure (II.1) représentée l'hacheur boost que nous allons considérer dans notre étude.

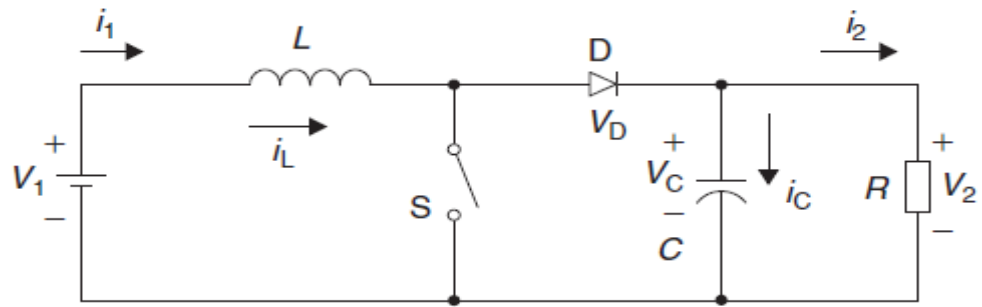


Figure (II.1) l'hacheur boost

Les formes d'onde données par la figure (II.2), représentent respectivement : (a) la tension au bornes de la bobine L, (b) le courant traversant cette bobine, (c) le courant de la diode D et (d) le courant dans le condensateur C.

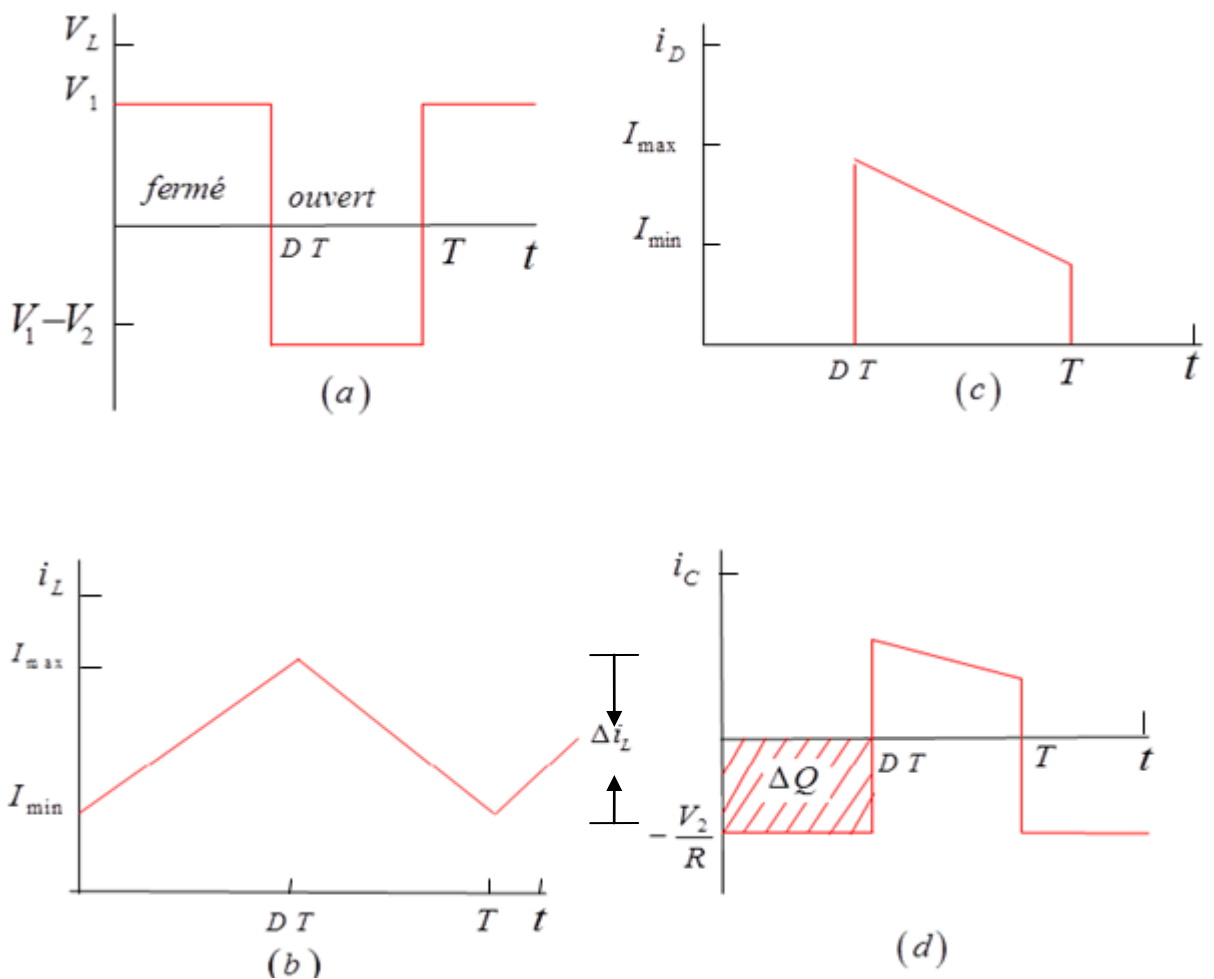


Figure II.2 formes d'ondes du convertisseur boost

II.3. Dimensionnement de l'inductance

Le calcul de l'inductance débute par le calcul du courant d'entrée maximal. On impose la fréquence de découpage en haute fréquence et on vérifie si l'ondulation de courant est correcte en basse fréquence [8] [2]. Après les calculs, l'inductance peut être trouvée dans le marché ou fabriquée. Dans notre réalisation pratique, l'inductance adéquate est disponible au laboratoire d'électronique de puissance.

la puissance d'entrée P_1 est donnée par la relation (II.1)

$$P_1 = V_1 I_1 = V_1 I_L \quad (\text{II.1})$$

la puissance de sortie P_2 fournie par le hacheur est donnée par la relation (II.2) :

$$P_2 = \frac{V_2^2}{R} = V_2 I_2 \quad (\text{II.2})$$

Et puisque la puissance d'entrée est équivalente à la puissance de sortie on peut écrire :

$$V_1 I_L = \frac{V_2^2}{R} = \frac{[V_1 / (1-d)]^2}{R} = \frac{V_1^2}{(1-d)^2 R} \quad (\text{II.3})$$

En résolvant cette équation et en faisant diverses substitutions, I_L peut être exprimé comme suit :

$$I_L = \frac{V_1}{(1-d)^2 R} = \frac{V_2^2}{V_1 R} = \frac{V_2 I_2}{V_1} \quad (\text{II.4})$$

Les courants maximum et minimum de l'inductance sont déterminés en utilisant la valeur moyenne du courant Δi_L de l'équation (I.13) illustrée dans le chapitre I :

$$I_{\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_1}{(1-d)^2 R} + \frac{V_1 d T}{2L} \quad (\text{II.5})$$

$$I_{\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_1}{(1-d)^2 R} - \frac{V_1 d T}{2L} \quad (\text{II.6})$$

Sous l'hypothèse que le courant de l'inductance est continu est positif. On peut écrire :

$$I_{\min} = 0 = \frac{V_1}{(1-d)^2 R} - \frac{V_1 d T}{2L} \quad (\text{II.7})$$

$$\frac{V_1}{(1-d)^2 R} = \frac{V_1 d T}{2L} = \frac{V_1 d}{2L f} \quad (\text{II.8})$$

Par conséquent La combinaison minimale d'inductance et de fréquence de commutation pour le courant continu est :

$$(L f)_{\min} = \frac{d(1-d)^2 R}{2f} \quad (\text{II.9})$$

$$L_{\min} = \frac{d(1-d)^2 R}{2f} \quad (\text{II.10})$$

$$\Rightarrow L \geq \frac{d(1-d)^2 R}{2f} \quad (\text{II.11})$$

Pour un courant d'ondulation maximale désiré $\Delta i_{L(max)}$ On peut écrire :

$$L = \frac{V_1 d T}{\Delta i_L} = \frac{V_1 d}{\Delta i_L f} \quad (\text{II.12})$$

II.3.1. Calcul de la valeur de l'inductance :

$$1,75 \text{ A} \longrightarrow 100\%$$

$$\Delta i_L \longrightarrow 10\%$$

$$\Rightarrow \Delta i_L = 1,75 \times \frac{10}{100} = 0,175 \text{ A}$$

$$\text{Alors : } L = \frac{12 \times 0,5}{0,175 \times 25 \times 10^3} = 1,37 \cdot 10^{-3} \text{ H} = 1,37 \text{ mH}$$

Alors la valeur de l'inductance L pour le hacheur boost, pour avoir une ondulation de courant inférieur a 10%, doit être supérieur ou égales 1,37 mH. Dans notre travail on a choisi une valeur de 128 mH afin de réduire le maximum d'ondulation.

II.4. Dimensionnement du condensateur de sortie

Lorsque le temps t est compris entre 0 et dT ($0 < t < dT$), le condensateur fournit de l'énergie à la charge et Le courant de sortie supposé constant, la charge du condensateurs est donnée ci-dessous

$$\Delta Q = i_2 dt \quad (\text{II.13})$$

Si l'on admet une ondulation ΔV_2 de la tension de sortie, on peut écrire[2]:

$$|\Delta Q| = \left(\frac{V_2}{R} \right) dT = C \Delta V_2 \quad (\text{II.14})$$

$$\Delta V_2 = \frac{V_2 dT}{RC} = \frac{V_2 d}{RCf} \quad (\text{II.15})$$

$$\frac{\Delta V_2}{V_2} = \frac{d}{RCf} \quad (\text{II.16})$$

On en déduit la capacité du condensateur de sortie :

$$C \geq \frac{d}{R(\Delta V_2 / V_2) f} \quad (\text{II.17})$$

II.4.1. Calcul de la capacité

$$24V \longrightarrow 100\%$$

$$\Delta I_{Max} \longrightarrow 5\%$$

$$\text{Donc : } \Delta V_2 = \frac{5 \times 24}{100} = 1,2V$$

$$\text{Alors : } C \geq \frac{0.5}{27.428(1.2/24)25 \times 10^3} = 14.58 \mu F$$

Alors la valeur du condensateur C doit être supérieur ou égale à $14,58 \mu F$ pour le hacheur parallèle pour avoir une ondulation de tension inférieur a 5%. On a choisi une valeur de $470 \mu F$.

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé la démarche à suivre pour le dimensionnement et le calcul d'un hacheur élévateur (boost). Il s'agit du choix des composants qui entre dans la conception de ce convertisseur statique (condensateur, bobine. etc.)

Chapitre III

Modélisation de l'hacheur boost

III.1. Introduction

Dans ce chapitre nous aborderons la modélisation d'un hacheur parallèle (Boost) par la méthode de linéarisation autour d'un point de fonctionnement. Cette méthode permet l'obtention d'un modèle à faible signaux qui nous permettra par la suite de concevoir un régulateur en s'appuyant sur les méthodes classiques de l'asservissement. Ensuite, nous nous étalerons sur la conception d'un régulateur de type 3 (régulateur à avance et retard de phase). Nous terminerons cette partie par une simulation dans le logiciel PSIM.

III.2. Le Convertisseur Boost Idéal

L'analyse du circuit est effectuée sur la base des hypothèses suivantes :

- ✓ Le commutateur est idéal, c'est-à-dire que lorsque l'interrupteur est à l'état fermé la tension à ces bornes est nulle et présente une résistance infinie quand il est ouvert.
- ✓ La chute de tension est nulle quand la diode est passante et présente un circuit ouvert à l'état bloqué.
- ✓ L'inductance est sans perte et le condensateur a une résistance série de faible valeur.

Le circuit analysé est montré dans la figure ci-dessous [9] :

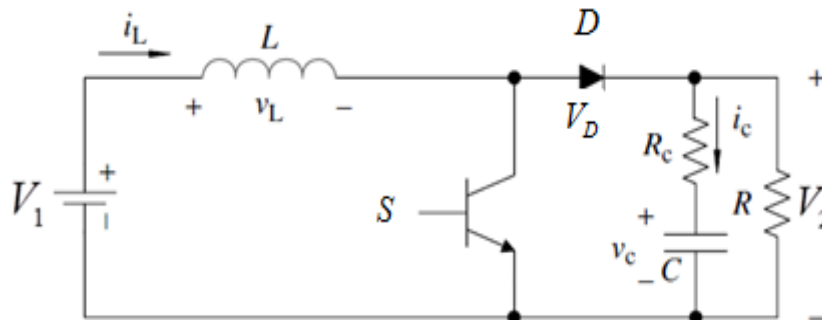


Figure III.1. Schéma du convertisseur boost étudié

Tel que :

V_1 = la tension d'entrée.

L = la bobine de lissage.

i_L = le courant qui travers la bobine de lissage.

V_D = la tension aux bornes de la diode.

C = la capacité du condensateur.

V_C = la tension au borne le condensateur.

i_C = le courant qui travers le condensateur.

S = interrupteur.

R = la résistance.

R_C =résistance du condensateur.

V_2 = la tension de sortie.

III.2.1 Modélisation faible signaux du convertisseur boost :

Dans cette étude on considère que le mode de fonctionnement est en mode de conduction continu (CCM). Il existe deux états différents pour le fonctionnement du convertisseur boost. Les circuits équivalents du convertisseur a l'état fermé et ouvert sont montrés sur la figure (III.2) (a) et (III.2) (b) respectivement.

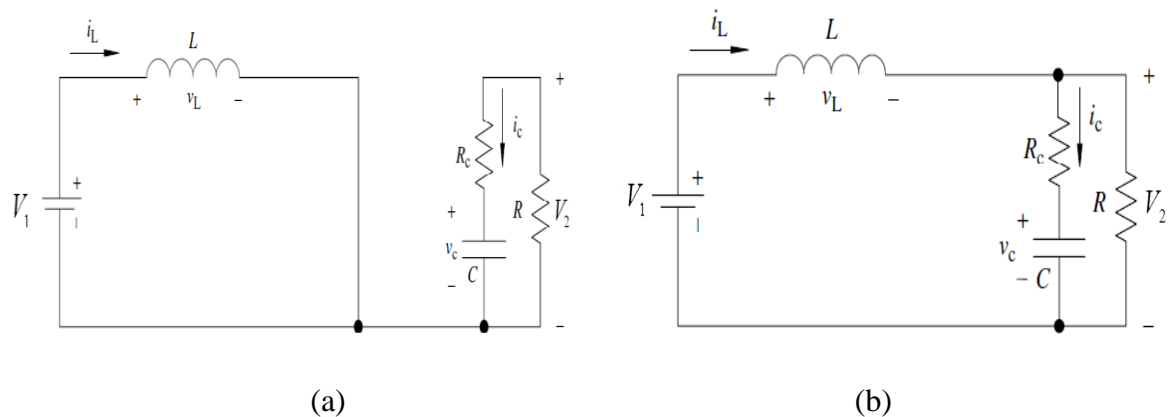


Figure III.2. Circuits équivalents : (a) S fermé, (b) S ouvert

Les équations régissant le fonctionnement de l'interrupteur S a l'état fermé sont données

ci-dessous :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_1 \quad (\text{III.1})$$

$$C \frac{dV_C}{dt} = -\frac{V_C}{R+R_C} \rightarrow C \frac{dV_2}{dt} = \frac{-V_C R}{(R+R_C)^2} \quad (\text{III.2})$$

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

$$L \frac{di_L}{dt} = V_1 - V_2 \quad (\text{III.3})$$

$$C \frac{dV_C}{dt} = \frac{R}{R+R_C} i_L - \frac{V_C}{R+R_C} \quad (\text{III.4})$$

L'équation générale du modèle moyen qui régit le fonctionnement du convertisseur Boost est donnée par :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_1 - (1-d)V_2 \quad (\text{III.5})$$

$$C \frac{di_L}{dt} = \frac{(1-d)R}{R+R_C} I_L - \frac{V_C}{R+R_C} \quad (\text{III.6})$$

III.2.3. Fonctions de transfert du convertisseur Boost

Pour linéariser le système, on suppose que les tensions et les courant subissent une faible variation autour du point d'équilibre qui dans notre cas sont les tensions et les courants moyens.

N.B: On suppose que les valeurs en majuscule sont du mode DC et ceux en minuscule avec circonflexe sont du mode AC.

donc on peut écrire :

$$i_L = I_L + \hat{i}_L, \quad v_1 = V_1 + \hat{v}_1, \quad v_2 = V_2 + \hat{v}_2, \quad d = D + \hat{d}, \quad v_c = V_c + \hat{v}_c \quad (\text{III.7})$$

donc :

$$L \frac{d(I_L + \hat{i}_L)}{dt} = (V_1 + \hat{v}_1) - (1 - D - \hat{d})(V_2 + v_2) \quad (\text{III.8})$$

$$C \frac{d(V_c + \hat{v}_c)}{dt} = \frac{(1-D-\hat{d})R}{R+R_c} (I_L + \hat{i}_L) - \frac{(V_c + \hat{v}_c)}{R+R_c} \quad (\text{III.9})$$

Après manipulation mathématique des équations (III.8) et (III.9), les équations différentielles en faibles signaux sont donnée ci-dessous.

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \hat{v}_1 - (1-D)\hat{v}_2 + V_2 \hat{d} \quad (\text{III.10})$$

$$C \frac{d\hat{v}_c}{dt} = \frac{(1-D)R}{R+R_c} \hat{i}_L - \frac{RI_L}{R+R_c} \hat{d} - \frac{\hat{v}_c}{R+R_c} \quad (\text{III.11})$$

en prenant la transformée de Laplace des équations (III.10) et (III.11) on obtient :

$$sL\hat{i}_L(s) = \hat{v}_1(s) - (1-D)\hat{v}_2(s) + V_2 \hat{d}(s) \quad (\text{III.12})$$

$$\left(sC + \frac{1}{R+R_c} \right) \hat{V}_c(s) = \frac{(1-D)R}{R+R_c} \hat{i}_L(s) - \frac{RI_L}{R+R_c} \hat{d}(s) \quad (\text{III.13})$$

$$V_2 = V_c + R_c C \frac{dV_c}{dt} \rightarrow \frac{V_2(s)}{1+sR_c C} = V_c(s) \quad (\text{III.14})$$

de l'équation (III.13) on a :

$$\hat{i}_L(s) = \frac{R+R_c}{(1-D)R} \left[\left(sC + \frac{1}{R+R_c} \right) \hat{V}_c(s) + \frac{RI_L}{R+R_c} \hat{d}(s) \right] \quad (\text{III.15})$$

et des équations (III.12) et (III.13) on obtient :

$$sL \frac{R+R_c}{(1-D)R} \left[\left(sC + \frac{1}{R+R_c} \right) \hat{V}_c(s) + \frac{RI_L}{R+R_c} \hat{d}(s) \right] = \hat{v}_1(s) - (1-D)\hat{v}_2(s) + V_2 \hat{d}(s) \quad (\text{III.16})$$

La fonction de transfert choisie pour le contrôle du système et qui nous donne la relation entre la variation de tension de sortie et celle du rapport cyclique, est donnée par l'expression ci-dessous :

$$G(s) = \left. \frac{\hat{v}_2(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_1=0} \quad (\text{III.17})$$

de l'équation (III.14) et (III.16), on obtient :

$$\left[\frac{sC \left(sC + \frac{1}{R+R_c} \right)}{1+sR_cC} + (1-D) \right] \hat{V}_2(s) = \left[\frac{V_1}{1-D} - \left(\frac{RI_L}{R+R_c} \right) \frac{sL}{1-D} \right] \hat{d}(s) \quad (\text{III.18})$$

d'où

$$\frac{\hat{v}_2(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left(\frac{V_1}{1-D} - \left(\frac{RI_L}{R+R_c} \right) \frac{sL}{1-D} \right) (1+sR_cC)}{\frac{sL}{1-D} \left(sC + \frac{1}{R+R_c} \right) + (1-D)(1+sR_cC)} \quad (\text{III.19})$$

on sait que :

$$I_L = \frac{I_2}{1-D} = \frac{V_2}{R(1-D)} = \frac{V_1}{R(1-D)^2} \quad (\text{III.20})$$

D'où la fonction de transfert pour le convertisseur boost en mode de conduction continu (CCM) donnée par l'équation suivante :

$$\frac{\hat{v}_2(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_1}{(1-D)^2} \left(1 - s \frac{L_e}{R} \right) \frac{(1+sR_cC)}{L_eC \left(s^2 + s \left(\frac{1}{RC} + \frac{R_c}{L_e} \right) + \frac{1}{L_eC} \right)} \quad (\text{III.21})$$

où :

$$L_e = \frac{L}{(1-D)^2} \quad (\text{III.22})$$

III.3. Le rôle du régulateur

Parmi les différentes méthodes de régulation des convertisseurs, on a choisi la régulation en tension (*Voltage Mode Control*) qui contient une seule boucle pour ajuster directement ce dernier [11]. Le rôle principal de ce type de régulation est de :

- Réguler la tension de sortie par rapport à sa tension de consigne
- Stabiliser le système
- Diminuer la sensibilité aux perturbations
- Augmenter les performances (par exemple la précision statique)
- Répondre aux exigences temporelles et fréquentielles
- Augmenter la bande passante de la réponse fréquentielle
- Obtenir une bonne robustesse [10].

En pratique il existe plusieurs types de régulateurs. Dans le cadre de ce travail on n'a focalisé notre étude sur un régulateur de type de trois et quatre est en réalité un régulateur à retard et avance de phase. Dans ce qui suit, nous allons donner une brève description de ce type de régulateurs.

III.3.1. Correcteur à avance de phase PD

Le correcteur P.D. étant physiquement irréalisable, en réalité et en pratique on utilise un correcteur approché PD (avec $T \ll T_d$) [10].

Son équation de transfert est donnée par :

$$C(s) = K \frac{1 + T_d s}{1 + Ts} \quad (\text{III.23})$$

Si on désire adopter de fortes valeurs de T_d et diminuer les effets négatifs du correcteur P.D.

Idéal, on adoptera le **correcteur à avance de phase** décrit par (avec $a > 1$)

$$C(s) = K \frac{1 + aTs}{1 + sT} \quad (\text{III.24})$$

On pose $K = 1$. Les courbes d'amplitude et de phase de $C(j\omega)$ dans le plan de Bode sont données page suivante

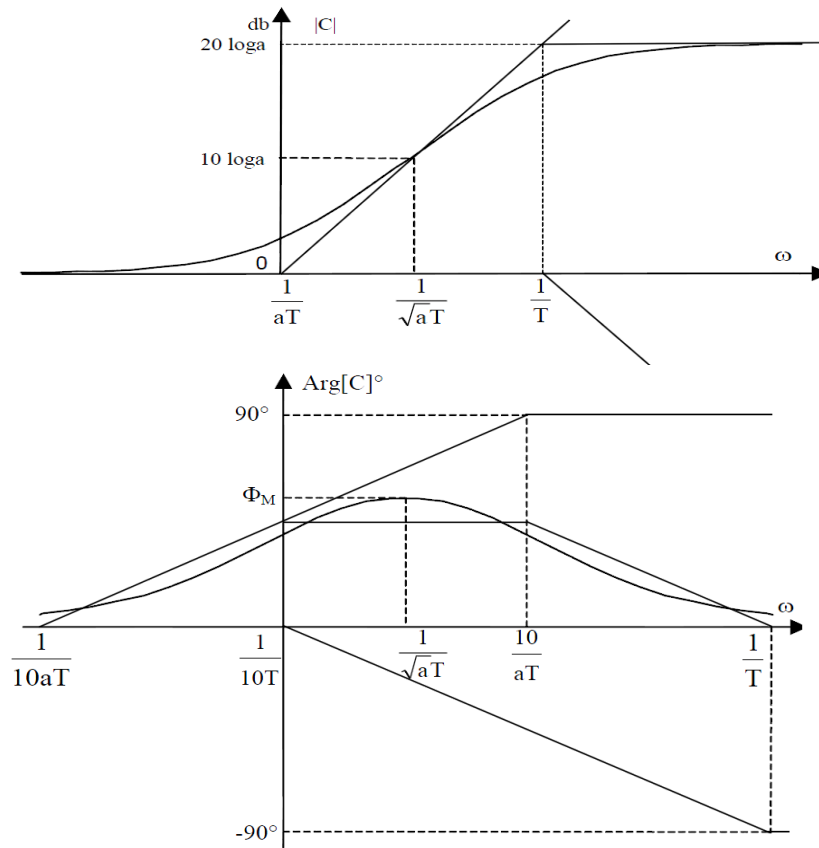


Figure III. 3. diagramme de bode du correcteur a avancé de phase

Les expressions algébriques du gain et de la phase de $C(j\omega)$ sont :

$$|C(j\omega)| = \frac{\sqrt{1+a^2T^2\omega^2}}{\sqrt{1+T^2\omega^2}} \quad (\text{III.25})$$

$$\text{Arg}[C(j\omega)] = A \tan(aT\omega) - A \tan(T\omega) \quad (\text{III.26})$$

L'avance de phase maximale ϕ_M a lieu pour $\omega = \omega_M$:

$$\frac{d\text{Arg}[C(j\omega)]}{d\omega} = \frac{aT}{1+a^2T^2\omega^2} - \frac{T}{1+T^2\omega^2} = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega_M = \frac{1}{T\sqrt{a}} \quad (\text{III.27})$$

Cette avance de phase maximum est :

$$\phi_M = \text{Arg}[C(j\omega_M)] = A \tan \sqrt{a} - A \tan \frac{1}{\sqrt{a}} = A \tan \frac{a-1}{2\sqrt{a}} = A \sin \frac{a-1}{a+1} \quad (\text{III.28})$$

$$\Rightarrow \phi_M = A \sin \frac{a-1}{a+1} \quad \text{ou} \quad a = \frac{1 + \sin \phi_M}{1 - \sin \phi_M} \quad (\text{III.29})$$

On constate qu'avec $\frac{1}{T\sqrt{a}}$ l voisin de ω_R ou au moins $\frac{1}{T\sqrt{a}} \ll \omega_R \ll \frac{1}{T}$, on a une action Stabilisante efficace, d'autant plus importante que a est grand.

III.3.2. Correcteur à retard de phase

Ce correcteur est en fait un correcteur P.I. « approché », (Avec $\mathbf{b} > \mathbf{1}$)

$$C(s) = K \frac{1+Ts}{1+bTs} \quad (\text{III.30})$$

Ce correcteur améliore la précision mais n'annule pas l'écart statique, contrairement au correcteur P.I. [10].

Posons $\mathbf{K} = \mathbf{b}$. Les courbes d'amplitude et de phase de $C(j\omega)$ dans le plan de Bode sont les Symétriques, par rapport à l'axe des ω , de celles du correcteur à avance de phase

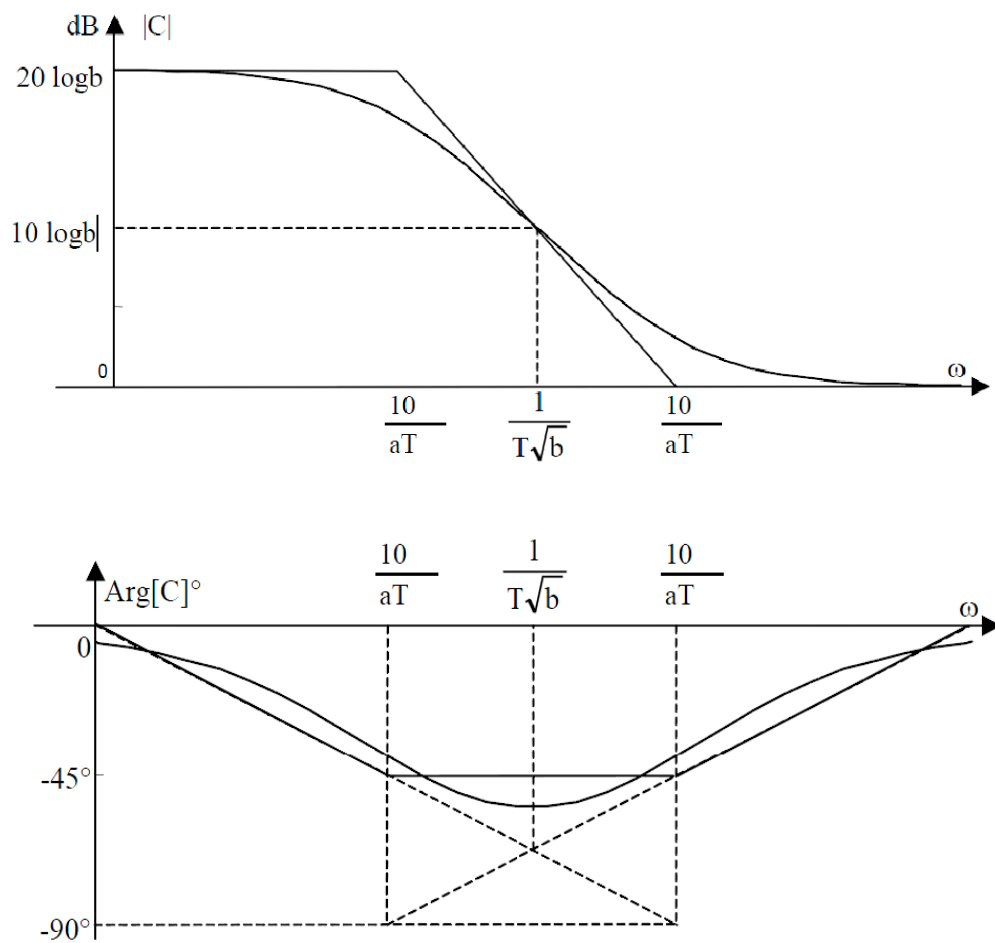


Figure III. 4. diagramme de bode du correcteur a retard de phase

Le retard de phase maximum ϕ_M introduit par le correcteur à retard de phase a lieu pour $\omega = \omega_M$ tel que $\omega_M = \frac{1}{T\sqrt{a}}$. Le retard de phase maximum introduit par le correcteur pour cette

Pulsation est :

$$\phi_M = A \sin \frac{b-1}{b+1} \quad \text{ou} \quad b = \frac{1 + \sin \phi_M}{1 - \sin \phi_M} \quad (\text{III.31})$$

Ce n'est pas l'effet du retard de phase qui est utilisé ici, mais plutôt la différence de gain entre les basses et les hautes fréquences, et donc la capacité que le correcteur a à introduire du gain en basses fréquences, ce qui augmentera alors le gain statique du système en boucle fermée.

III.3.3. Régulateur à avance et retard de phase :

Ce type de correcteur combine les avantages des correcteurs à avance et retard de phase et est le plus proche des réalisations physiques des PID ; sa fonction de transfert s'écrit (avec $a > 1$ et $b > 1$)

$$C(s) = K \frac{1+aTs}{1+sT} \times \frac{1+T's}{1+bT's} \quad (\text{III.32})$$

Les étapes de réglage sont comme suite :

- ✓ On commence par régler les coefficients a et T du terme à avance de phase, avec a le plus grand possible (en pratique $a < 10$). On choisit $\frac{1}{T\sqrt{a}}$ voisin de W_R .
- ✓ On règle ensuite les coefficients b et T' du terme à retard de phase pour obtenir les performances désirées (par exemple la précision statique), d'où la valeur de b . On choisit $\frac{1}{T'} < \frac{W_R}{10}$.
- ✓ On vérifie enfin que $L(j\omega)$ satisfait les marges de stabilité est conforme aux critères de performances et de robustesses imposés. [10].

III.4. Conception du régulateur type trois :

Un régulateur à avance et retard de phase (type trois) dans le domaine continu est donnée par le circuit de la figure III. 5. montrée ci-dessous.

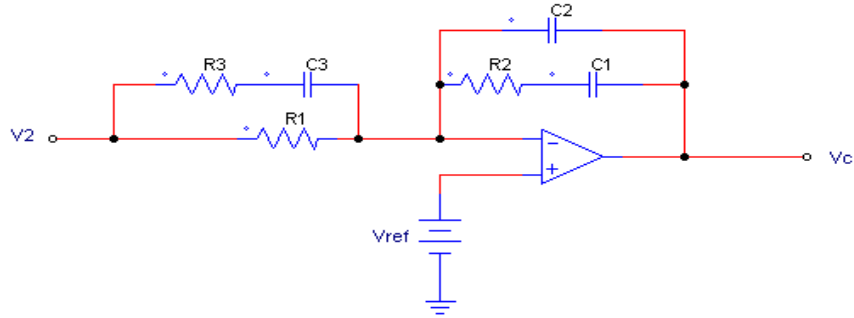


Figure III. 5. schéma d'un régulateur de type trois

La fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$G(s) = \frac{\tilde{V}_c(s)}{\tilde{V}_2(s)} = -\frac{Z_f}{Z_i} = -\frac{\left(R_2 + \frac{1}{sC_1} \right) \parallel \frac{1}{sC_2}}{R_1 \parallel \left(R_3 + \frac{1}{sC_3} \right)} \tag{III.33}$$

$$G(s) = \frac{\tilde{V}_c(s)}{\tilde{V}_2(s)} = -\frac{Z_f}{Z_i} = -\frac{(C_1R_2S + 1)(R_1C_3S + R_3C_3S + 1)}{(C_2S(C_1R_2S + 1) + C_1S)(R_1(R_3C_3S + 1))} \tag{III.34}$$

La figure ci-dessous est représenté la réponse en amplitude d'un régulateur type trois

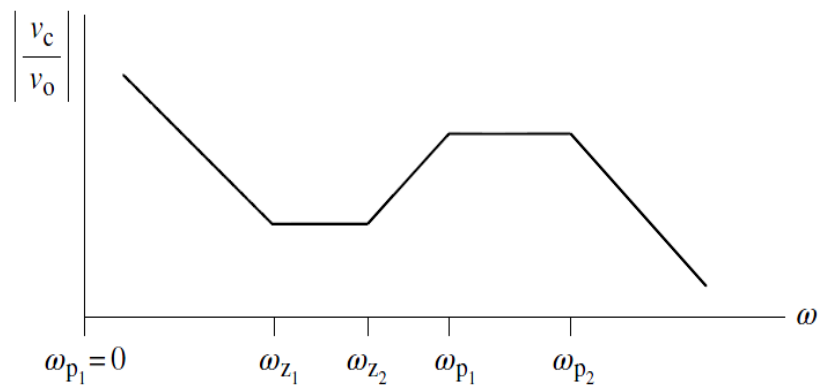


Figure III. 6. schéma du régulateur de type trois .

Où Les zéros et les pôles de régulateur type trois, sont donnée en fonction des éléments du circuit de la Figure III.4 est résumé dans le tableau III.1 ci-après

Tableau III.1 Les zéros et les pôles de régulateur type trois sont :

Paramètre	Expression
W_{z_1}	$\frac{1}{R_2 C_1}$
W_{z_2}	$\frac{1}{(R_1 + R_3) C_3} \approx \frac{1}{R_1 C_3}$
W_{p_1}	0
W_{p_2}	$\frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} \approx \frac{1}{R_2 C_2}$
W_{p_3}	$\frac{1}{R_3 C_3}$

Puisque nous avons adopté dans le cadre de ce mémoire de fin d'étude de travailler

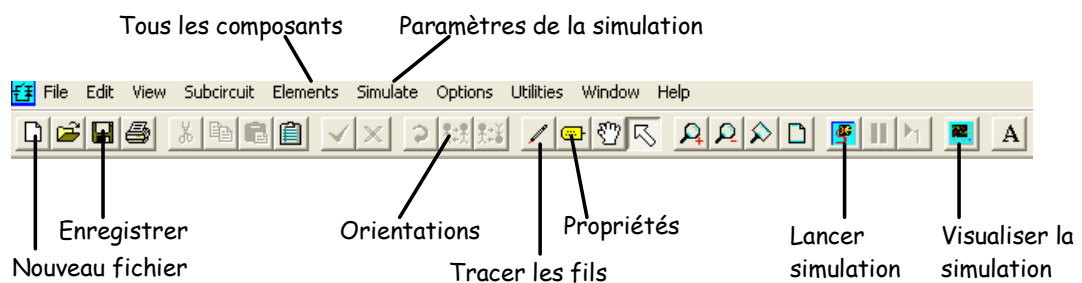
Avec le plateforme PSIM, donc nous donnerons, ci-après, un aperçu sur son environnement

III.5. Introduction à PSIM

PSIM est un logiciel de simulation principalement destiné à l'électronique de puissance. Ci-dessous nous donnerons un aperçu sur l'environnement de ce logiciel

a) Menus essentiels

La figure (III. 7.) montre le menu principal de PSIM qui permet la création de nouveau fichier et l'accès à l'ensemble des fonctions.



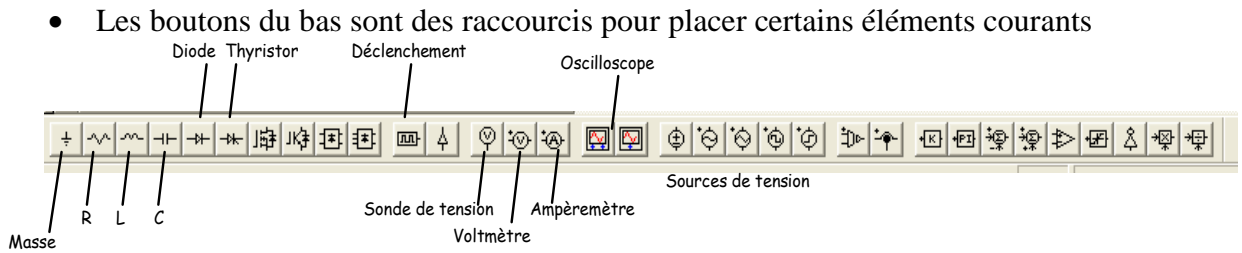


Figure III. 7. montre le menu principale de PSIM

b) Réalisation et simulation du montage

Après avoir sélectionner les éléments du montage à étudier dans le menu « Eléments » on peut passer aux paramétrages des différents composants comme le montre la figure(Figure III. 8) ci-dessous :

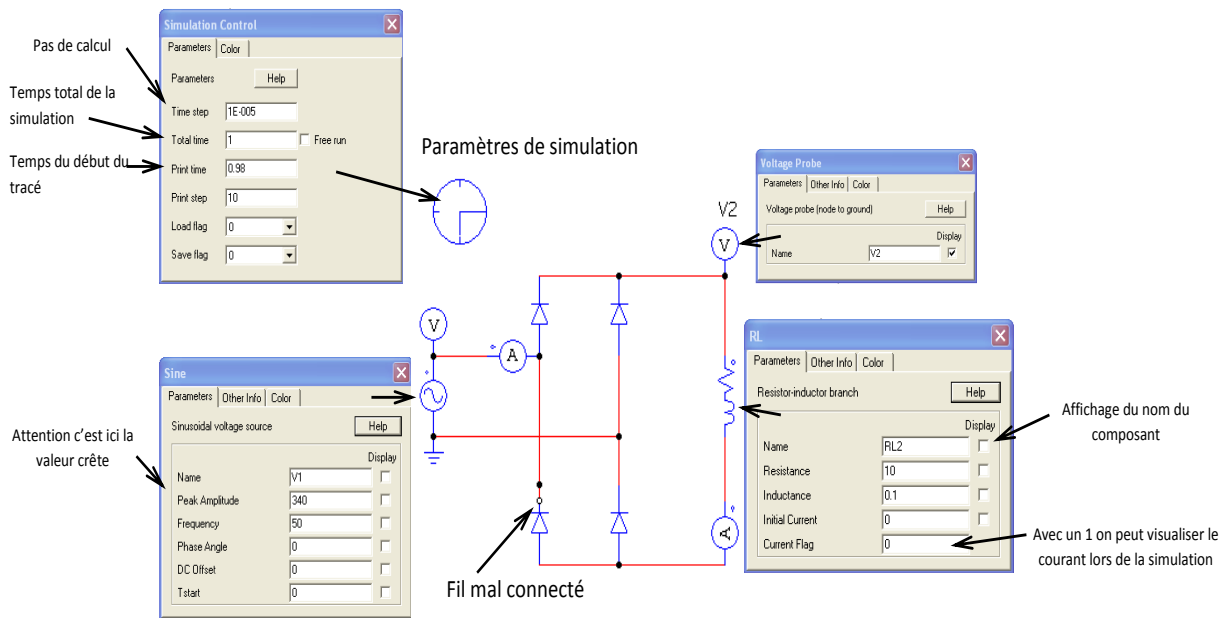







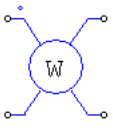
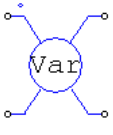
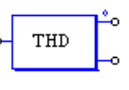
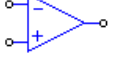


Figure III. 8. paramétrages des différents composants

c) Spécification de quelques composants courants

Dans le tableau III.2 ci-dessous, il est donné la spécification de certains composants courants qui peuvent être inclus dans un schéma de simulation dans l'environnement PSIM

Tableau III.2 la spécification de certains composants courants :

	Sonde de tension entre le point de mesure et la masse
	Sonde de tension entre les 2 points de mesure
	Mesure du courant
	Sonde de courant, de gain réglable. Renvoie une tension
	Sonde de tension entre les 2 points de mesure renvoie une tension proportionnelle à celle mesurée
	Oscilloscope : permet de visualiser directement une grandeur. Nécessite la coche free run dans les paramètres de simulation
	Paramètres de déclenchement d'un thyristor par exemple. Le nombre de points indique le nombre de changements de l'état de la porte (0 ou 1) pendant une période fixée par le paramètre fréquence. Si les angles de déclenchements sont indiqués comme sur l'exemple suivant : frequency 50 Hz ; n° of points 4 ; switching points : 0. 90. 180. 270. La sortie de la porte sera à 1 de 0 à 90° et de 180° à 270° sur une période de 20 ms
	Wattmètre
	Varmètre Il est nécessaire de lui indiquer la fréquence du fondamental
	Mesure du THD Il faut indiquer la fréquence de coupure et la fréquence du fondamental
	Ampi Opérationnel

d) Visualisation des résultats de Simulation

Le logiciel PSIM dispose d'un outil très puissant pour la visualisation des grandeurs de la simulation « SIMVIEW »

Pour une bonne visualisation il faut choisir des données de même nature et de même ordre. Des opérations mathématiques sur ces grandeurs sont aussi possibles.

Les figures (Figure III.9 et Figure III. 10et Figure III.11 et Figure III.12) ci-dessous montrent les icones principales de cet outil de visualisation et les courbes qui peuvent être visualisées.

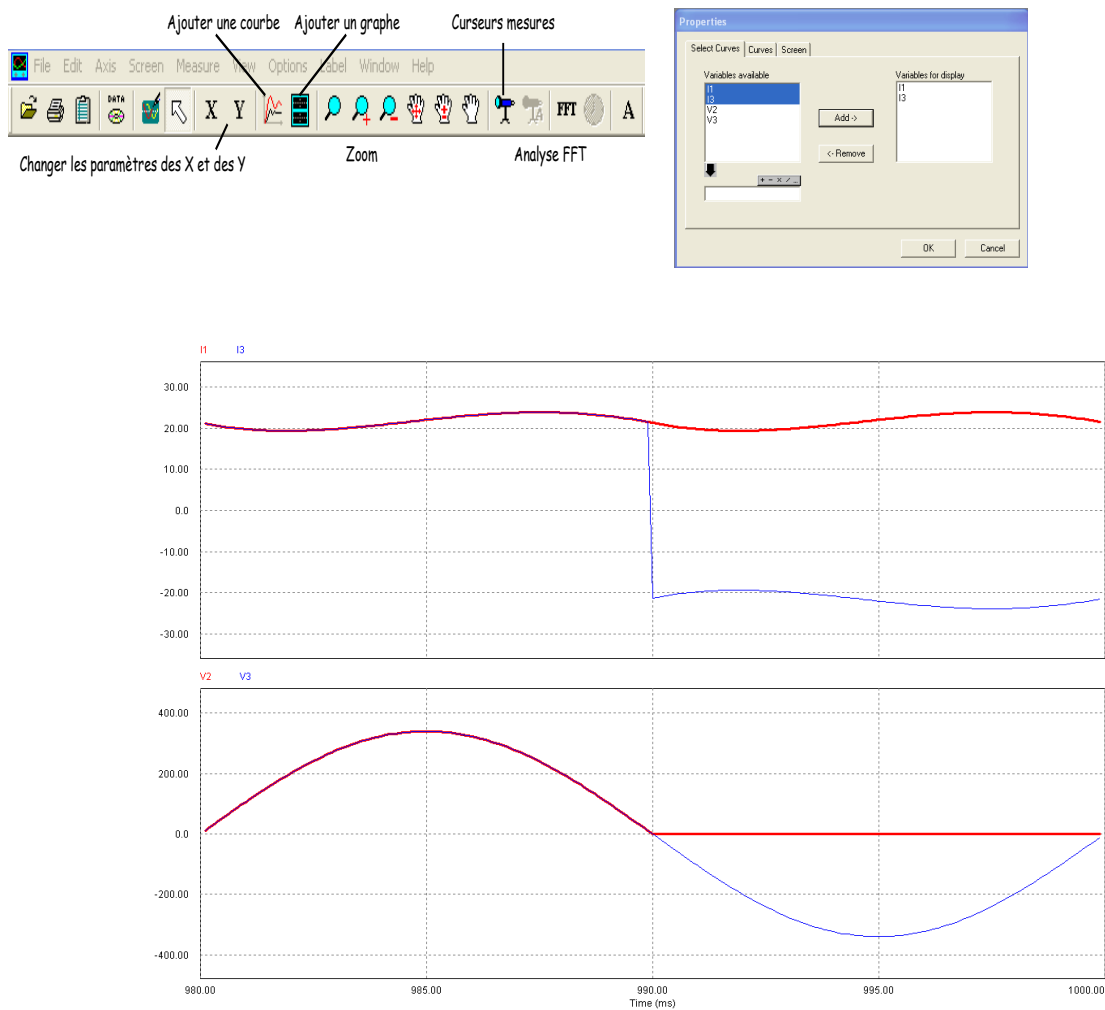


Figure III. 9. représentation graphique temporelle

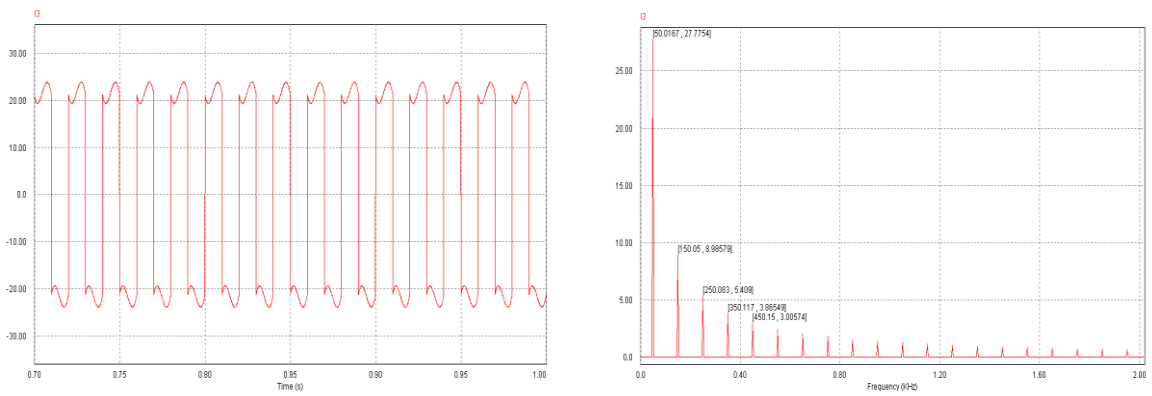


Figure III. 10. représentation spectrale d'un signal

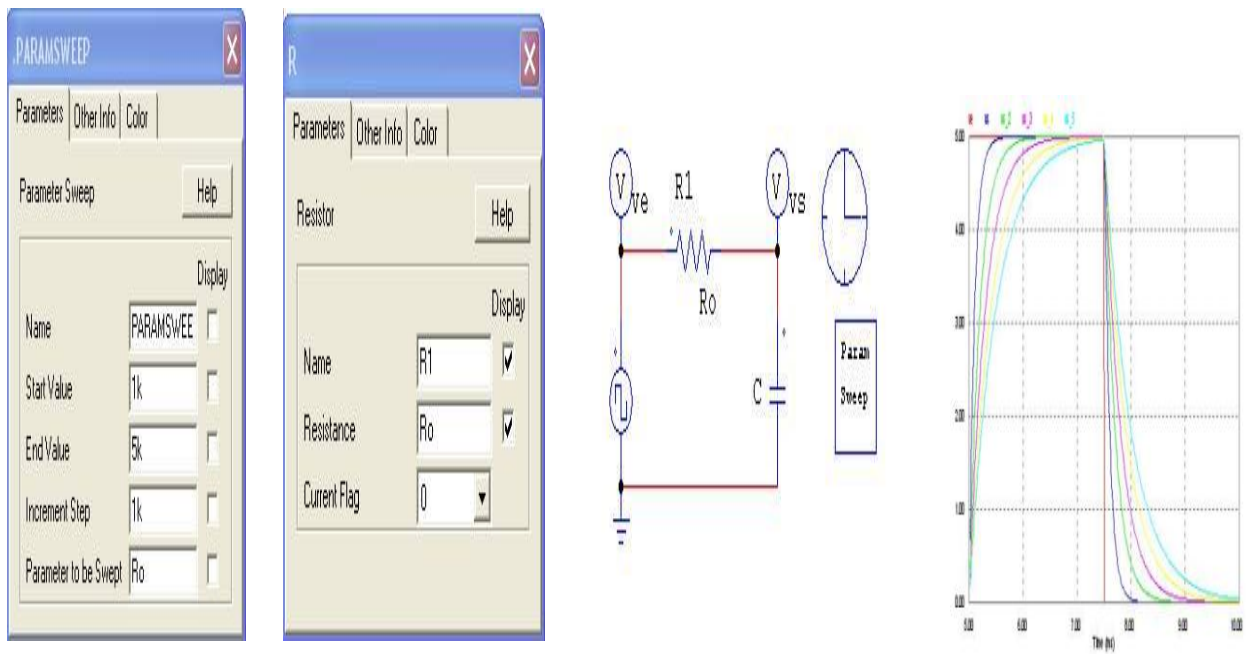


Figure III.11. Représentation paramétrique

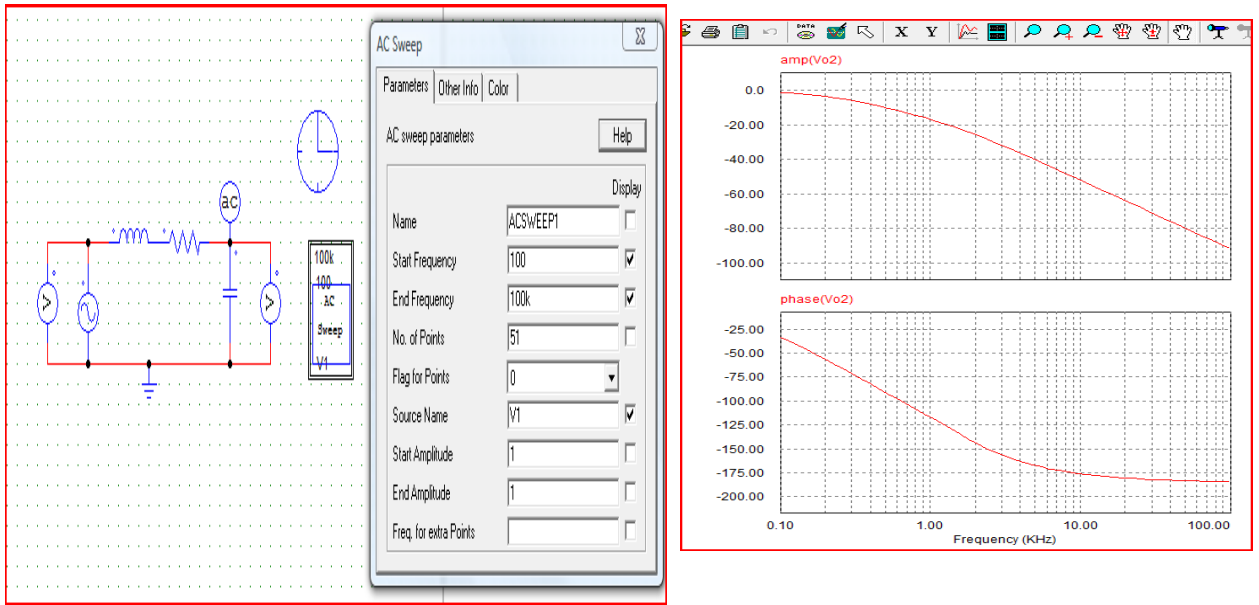
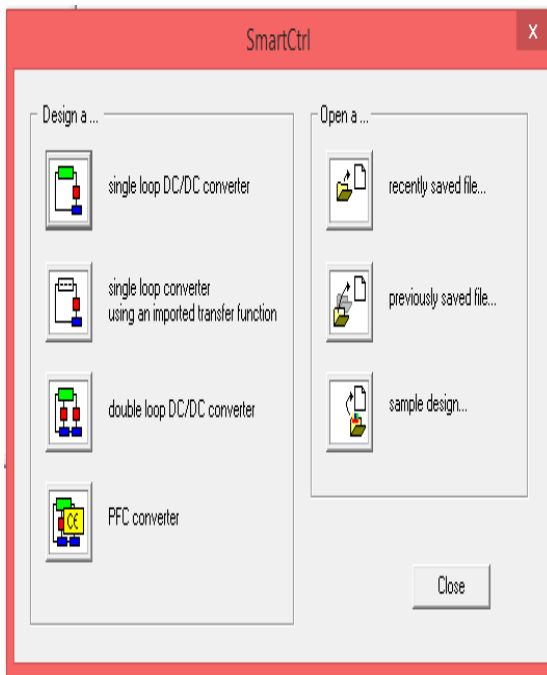


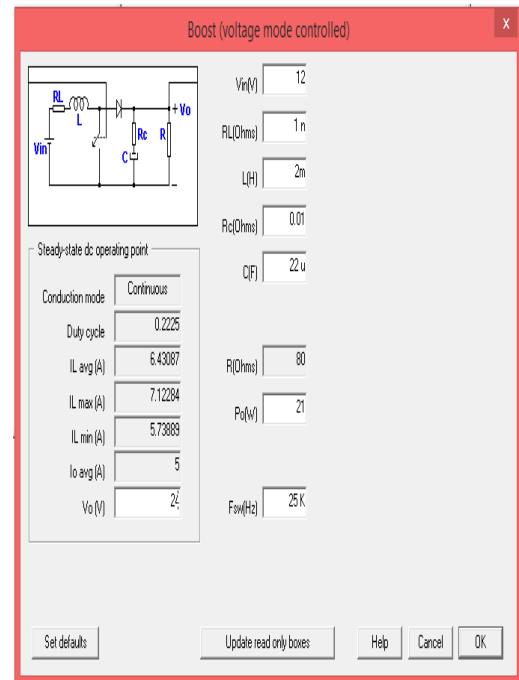
Figure III.12. Représentation de bode

III.6. Conception du régulateur type trois dans L'environnement SmartCtrl de PSIM

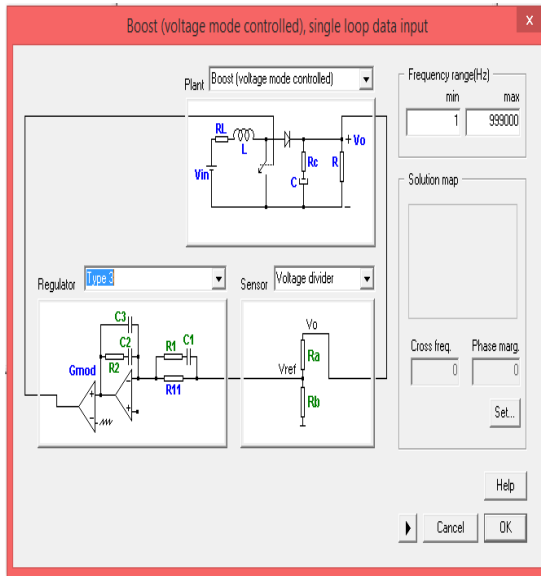
Les étapes de calcul des valeurs des composants (C_1 , C_2 , C_3 , R_1 , R_2 , R_a , R_b) de notre régulateur par le l'option « SmartCtrl » du logiciel PSIM sont présentées ci-dessous :



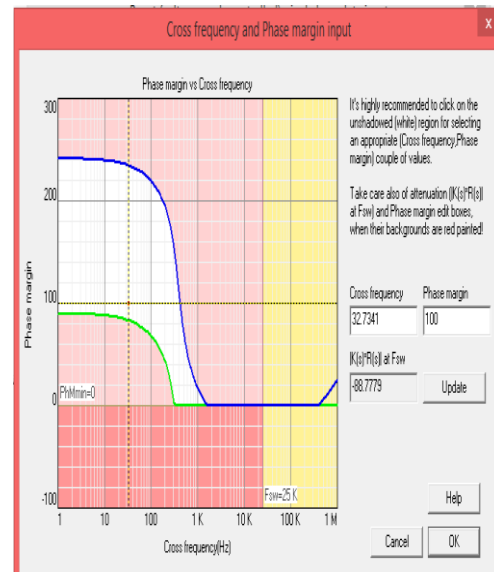
Choix le design : single Loop DC/DC



Entrer paramètre du convertisseur

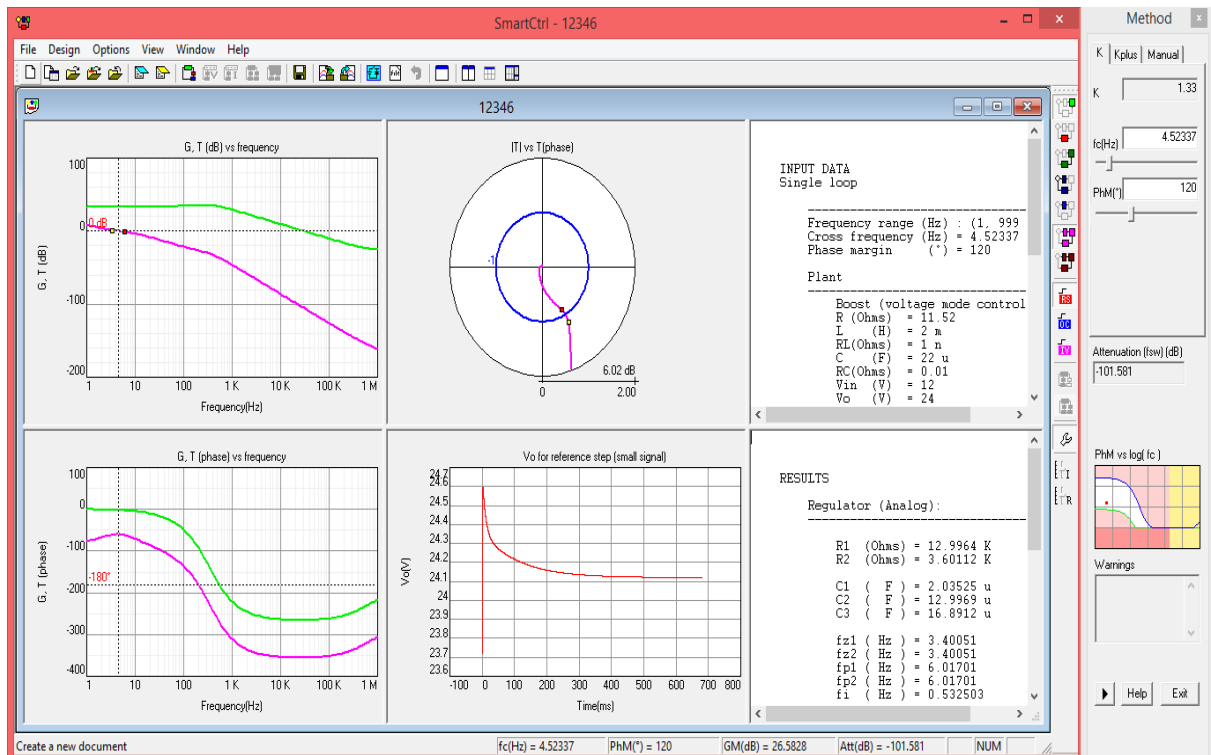


Entrer le type de sensor et de regulator



Choix de fréquence de coupure et

Les résultats de « SmartCtrl » pour les paramètres du régulateur type trois sont présentées ci-dessous :



Résultat de SmartCtrl

Les coefficients du régulateur de type trois obtenus par le logiciel PSIM sont représentés dans le tableau III.3 ci-dessous :

Tableau III. 3 paramètres de régulateur de type trois

Paramètre	Valeur
$C1$	2.03525 u
$C2$	12.9969 u
$C3$	16.8912 u
$R1$	12.9964 k
$R2$	3.60112 k
$R3$	10000
Ra	2.54317 k
Rb	282.574

III.6.1. Fonctions de transfert du correcteur en mode DC :

La Fonction de transfert du régulateur au mode continue est donnée par :

$$H(s) = K \frac{B_3 s^3 + B_2 s^2 + B_1 s + B_0}{A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \quad (\text{III.35})$$

Les Paramètres de régulateur type trois obtenus par le logiciel PSIM en mode continue sont représentés dans le tableau III.4 ci-dessous :

Tableau III.4 paramètres de régulateur type trois en continue

Paramètre	Valeur
$B0$	1
$B1$	0.0936066
$B2$	0.00219055
$B3$	0
$A0$	0
$A1$	0.298881
$A2$	0.0158113
$A3$	0.000209111

III.6.2. Contrôle du convertisseur Boost par le régulateur type trois :

Soit le schéma du système d'un convertisseur boost représenté dans la figure (III.12).

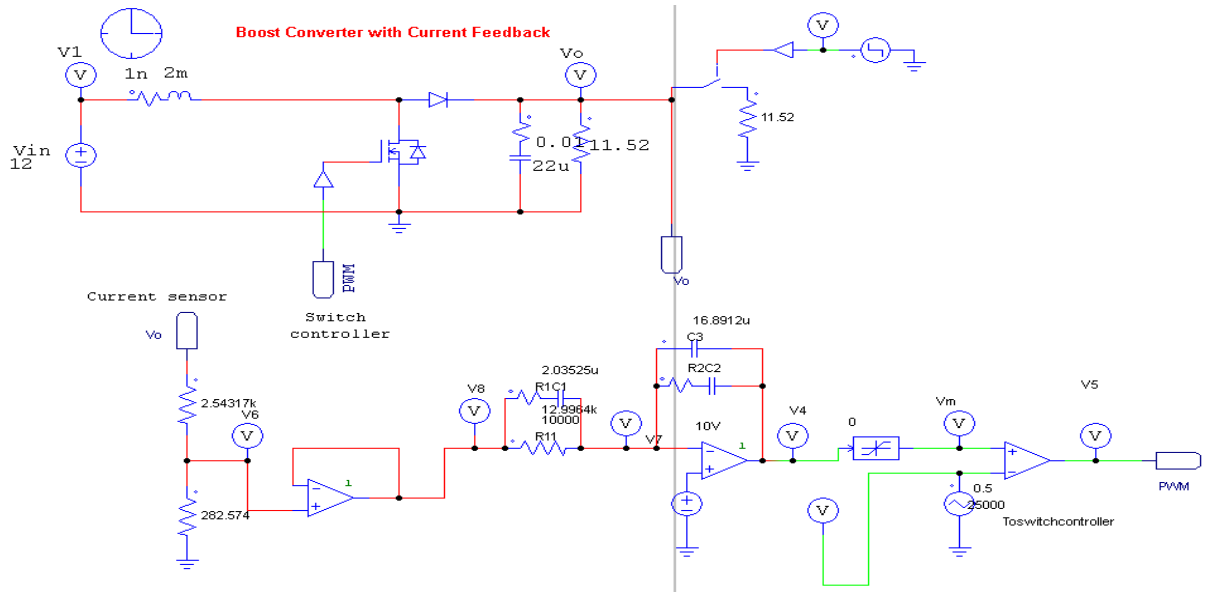


Figure III.13. convertisseur Boost par le régulateur type trois .

Nous avons simulé ce système en utilisant le logiciel PSIM

III.6.3. Résultats de simulation

Les figures (III.14) et (III.15) représentent respectivement la tension de sortie de la régulation de le hacheur boost sans et avec perturbations

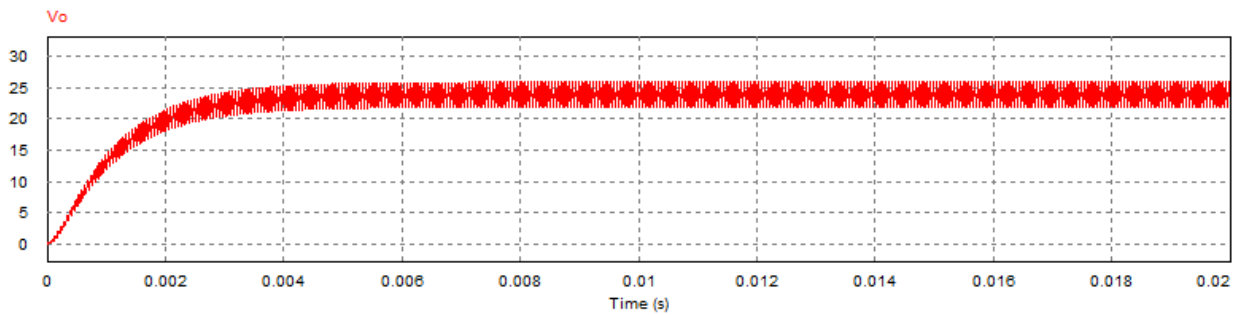


Figure III.14. Tension de sortie du système sans perturbations

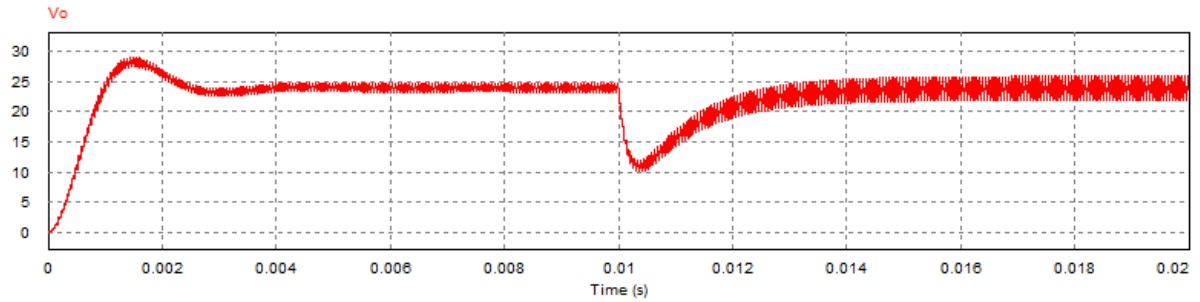


Figure III.15. Tension de sortie du système avec perturbation dans l'instant 10m

III.7. Contrôle numérique du système

La conception en mode continu a été transformée en mode discret, la fonction de transfert d'un intégrateur numérique set donne la relation suivante.

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}} \quad (\text{III.36})$$

En utilisant « s2z converter » de l'option « Utilites » du logiciel PSIM, on obtient les nouveaux paramètres de notre système en mode discret (voir tableau III.5 et Figure III.15)

Tableau III.5 paramètre de régulateur de type trois en mode discret

Paramètre	Valeur
$b0$	19.181136
$b1$	56.8436
$b2$	56.150176
$b3$	18.487712
$a0$	10.97338845
$a1$	-0.99982296
$a2$	-0.97356549
$a3$	0
fréquence d'échantillonnage	10KHZ

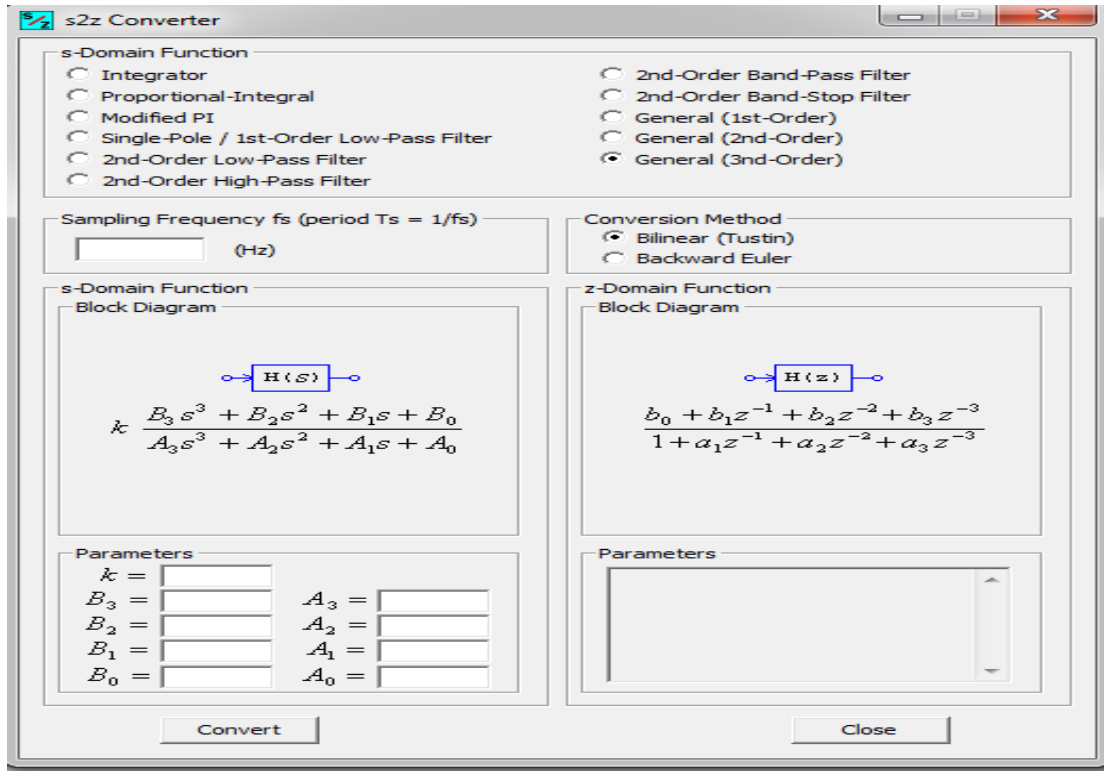


Figure III.16. l'option « s2z converter » du logiciel PSIM

III.7.1.Implémentation du régulateur type trois avec DSP 28335

Après simulation par le logiciel PSIM , nous obtiendrons le code de la DSP , qui sera généré automatiquement après avoir choisi « Generate code » de l'option « simulate ».

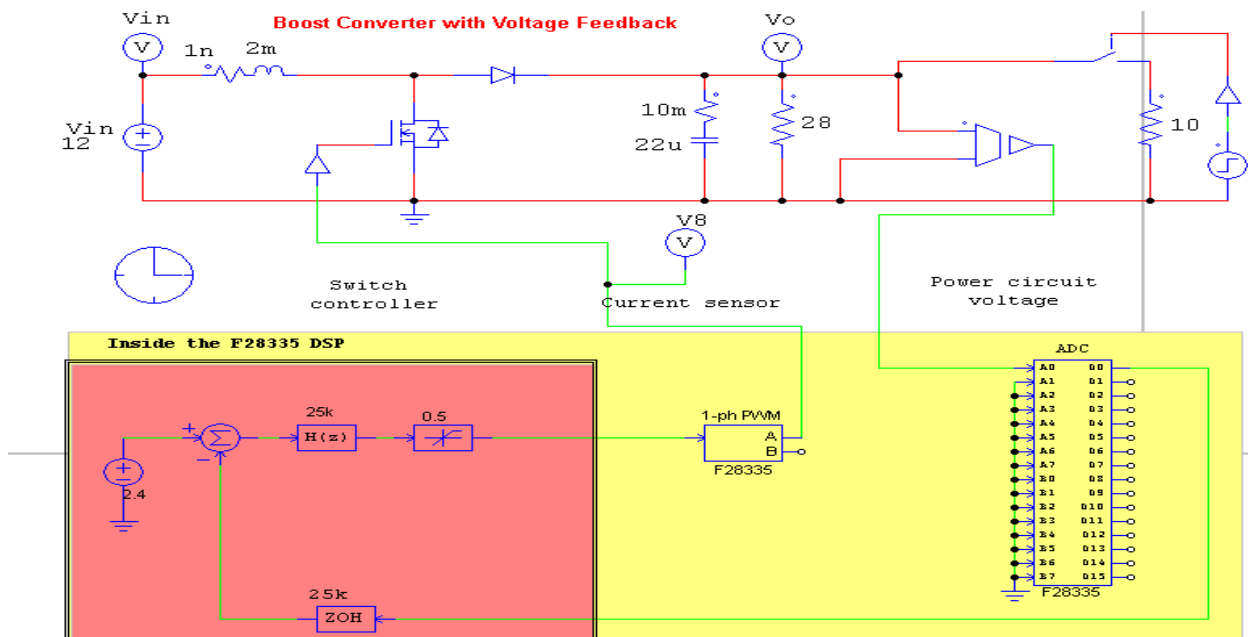


Figure III.17. le schéma d'implémentation du système.

Tel que :

ZOH : bloque d'échantillonnage.

ADC : convertisseur analogique numérique.

1-ph PWM : le générateur de PWM.

III.7.2. Résultats de simulation :

Les figures (III.18) et (III.19) et (III.20) représente la tension d'entrée et le PWM et la tension de sortie représente ci-dessous :

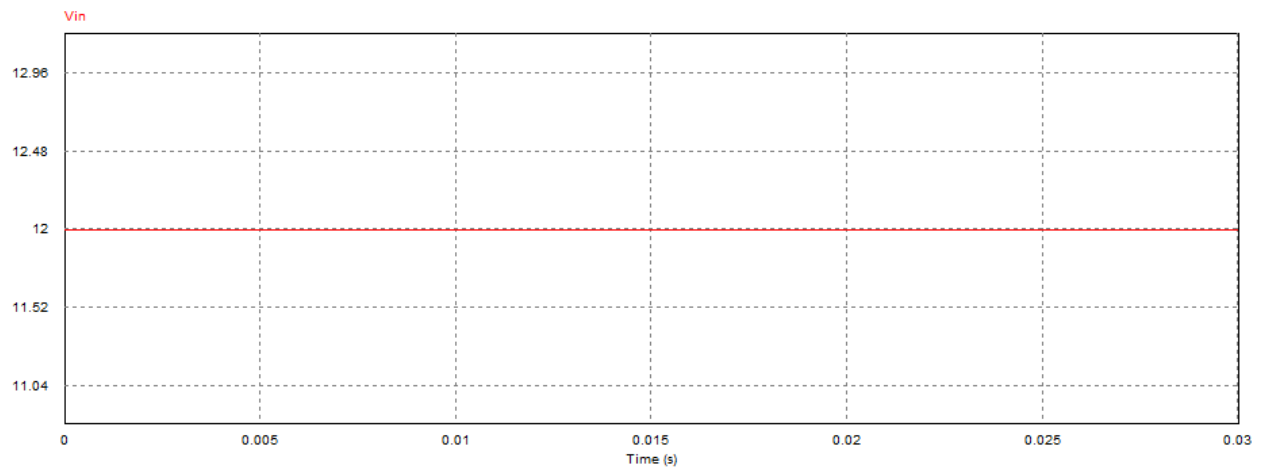


Figure III.18. Tension d'entrée du système

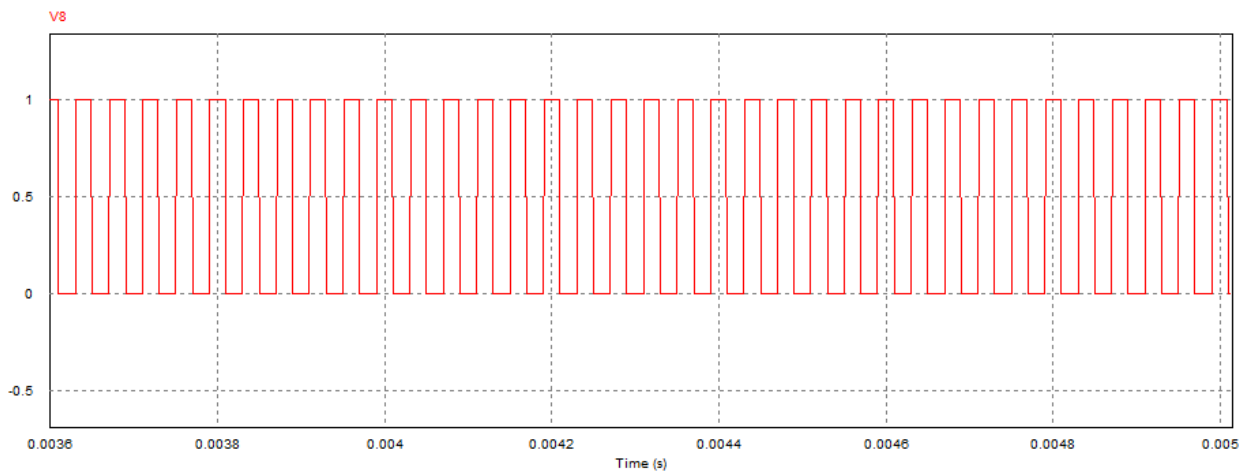


Figure III.19. le signal PWM généré par le DSP

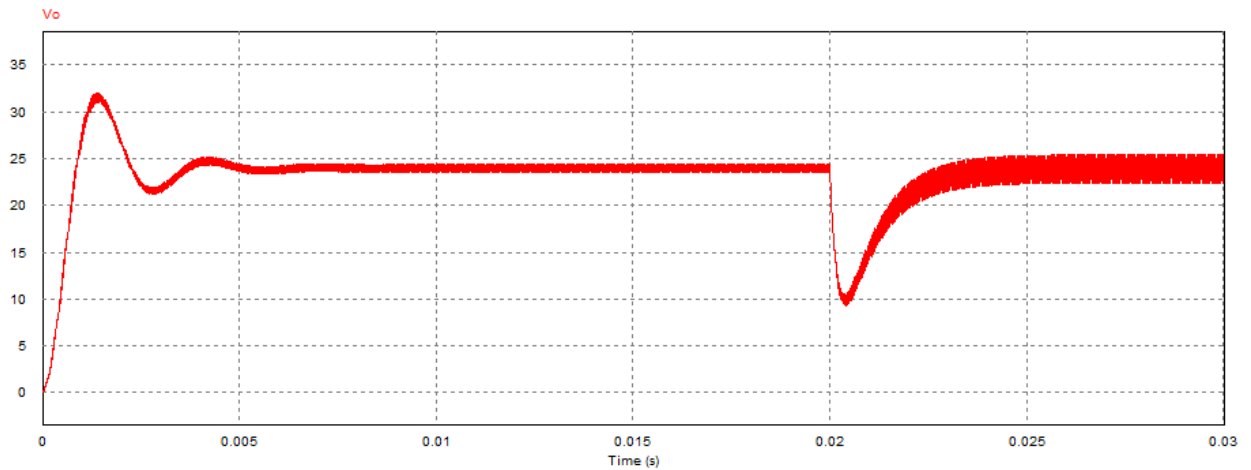


Figure III.20. Tension de sortie du système avec perturbation a l'instant $t=20$ ms

III.8 Conclusion :

Dans ce chapitre Nous avons également développé un modèle faible signaux du hacheur DC-DC qui permis la détermination de la fonction de transfert. Après avoir déterminé le régulateur, nous avons conçu ce dernier dans l'environnement SmartCtrl donnée par PSIM. Ensuite nous avons numérisé le régulateur obtenu par la méthode d'Euler. Le contrôleur numérique à était simuler dans PSIM pour confirmer sa validité avec le convertisseur DC-DC.

Chapitre IV

Réalisation pratique et résultats expérimentaux

IV.1 introduction

Dans le présent chapitre nous allons l'implémentation pratique du régulateur de type trois dans le DSP F28335 de Texas instrument.

Nous allons, aussi appliquer les signaux PWM générées sur cette DSP sur le hacheurs boost.

IV.2 L'organe de commande

Dans le présent travail, nous avons utilisé une carte de développement autour d'un processeur de traitement numérique de signal (DSP) de type F28335 pour commander nos hacheurs.

IV.2.1 Processeur De Traitement Numérique Du Signal (Digital Signal Processor DSP)

Un processeur de traitement numérique de signal DSP est un type particulier de microprocesseur. Il se caractérise par le fait qu'il intègre un ensemble de fonctions spéciales. Ces fonctions sont destinées à le rendre particulièrement performant dans le domaine du traitement numérique du signal.

Comme un microprocesseur classique, une DSP est mis en œuvre en lui associant de la mémoire (RAM, ROM) et des périphériques. Un DSP typique a plutôt vocation à servir dans des systèmes de traitements autonomes. Il se présente donc généralement sous la forme d'un microcontrôleur intégrant, selon les marques et les gammes des constructeurs, de la mémoire, des times, des ports série synchrones rapides, des contrôleurs, des ports d'E/S divers [11].

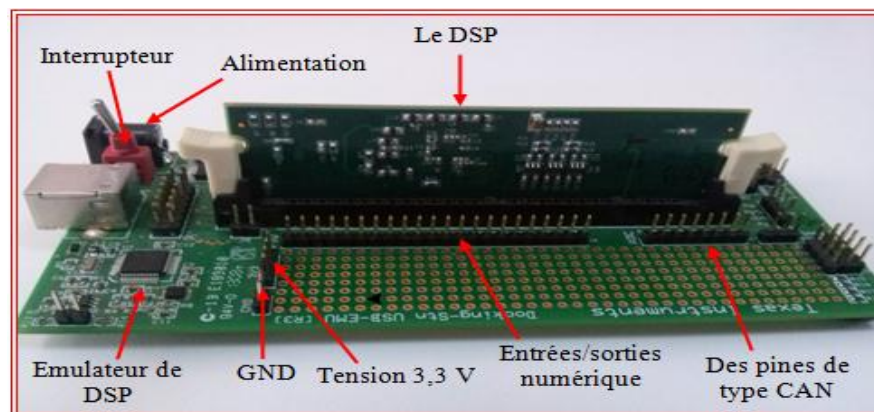


Figure IV.1 Photo réelle d'un DSP de type F28335

IV.2.2 Les applications des DSP :

Les applications des DSP sont nombreuses dans les domaines suivants :

- ✓ Télécommunications : modem, multiplexeurs, récepteurs de numérotation DTMF, télécopieurs, codeurs de parole GMS, ...),
- ✓ Interfaces vocales : codeur vocaux pour répondeurs, reconnaissance automatique de la parole, synthèse vocale ...
- ✓ Militaire : guidage missiles, navigation, communications cryptée, radar, ...
- ✓ Multimédias et grand public : compression des signaux audio (CD), compression des images, cartes multimédias pour PC, synthèse musicale, jeux, ...
- ✓ Médical : compression d'image médicale (IRM, échographie...), traitements des signaux biophysiques (ECG, EEG, ...), implants cochléaires, équipement de monitoring.
- ✓ Électronique automobile : équipement de contrôle moteur, aide à la navigation, commande vocale, détection de cliquetis pour avance à l'allumage, ...
- ✓ Automatisation et contrôle de processus : surveillance et commande de machines, contrôle de moteurs, robots, servomécanisme ;
- ✓ Instrumentation : analyseur de spectre, générateurs de fonction, interprétation de Signaux sismiques, ...etc. [12].

IV.3 Réalisation pratique

IV.3.1 Circuits imprimés :

Circuits imprimés à une seule face. Pour la carte de l'hacheur parallèle (BOOST) avec son alimentation 15V.

- ❖ La photo réelle de la carte de l'hacheur parallèle (BOOST) est représentée sur la figure IV.2.
- ❖ La photo réelle de la carte du capteur de tension est représentée sur la figure IV.3.
- ❖ La photo réelle de la maquette didactique réalisée est représentée sur la figure IV.4.

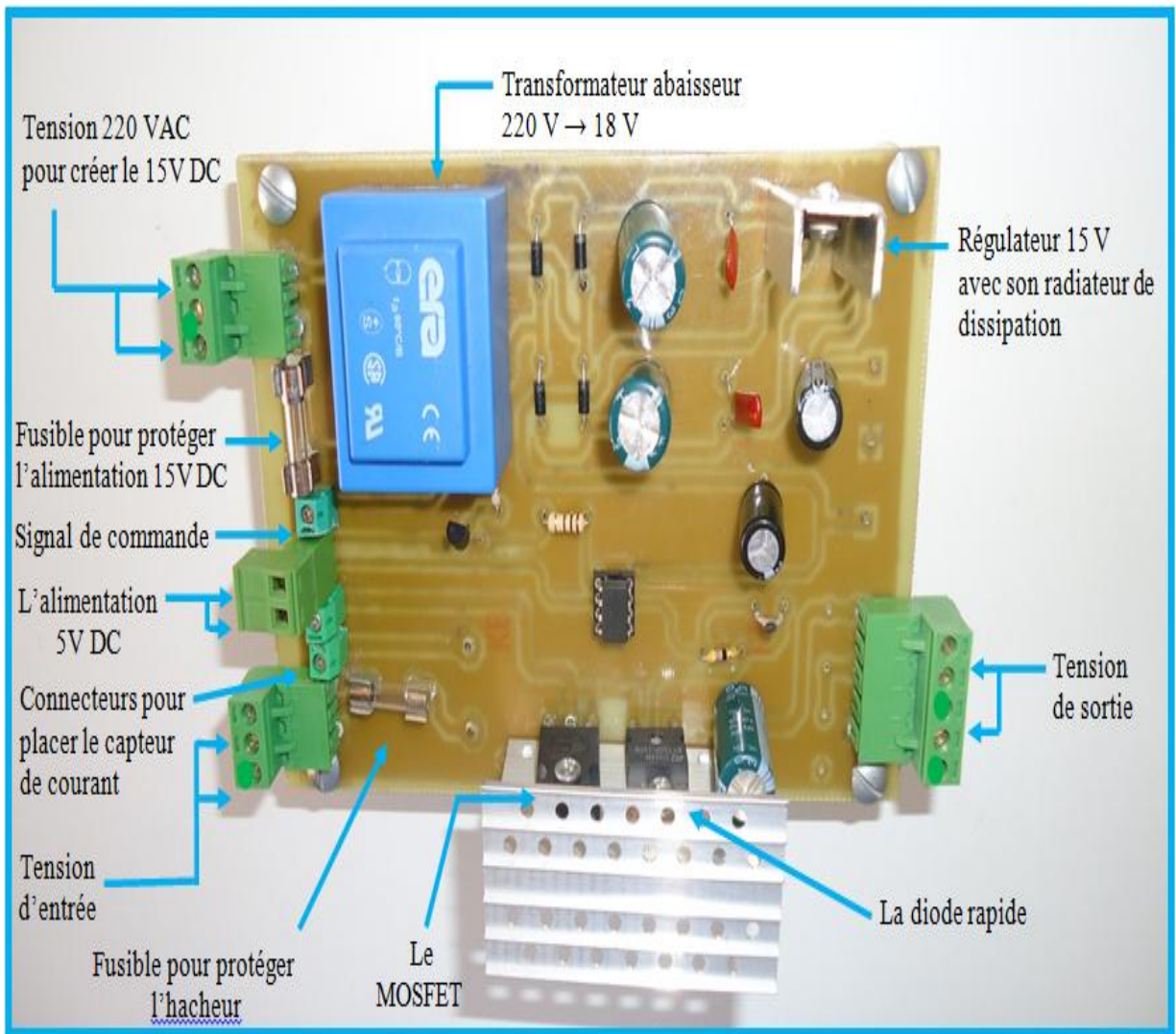


Figure IV.2. Photo réelle de la carte de l'hacheur parallèle (BOOST)

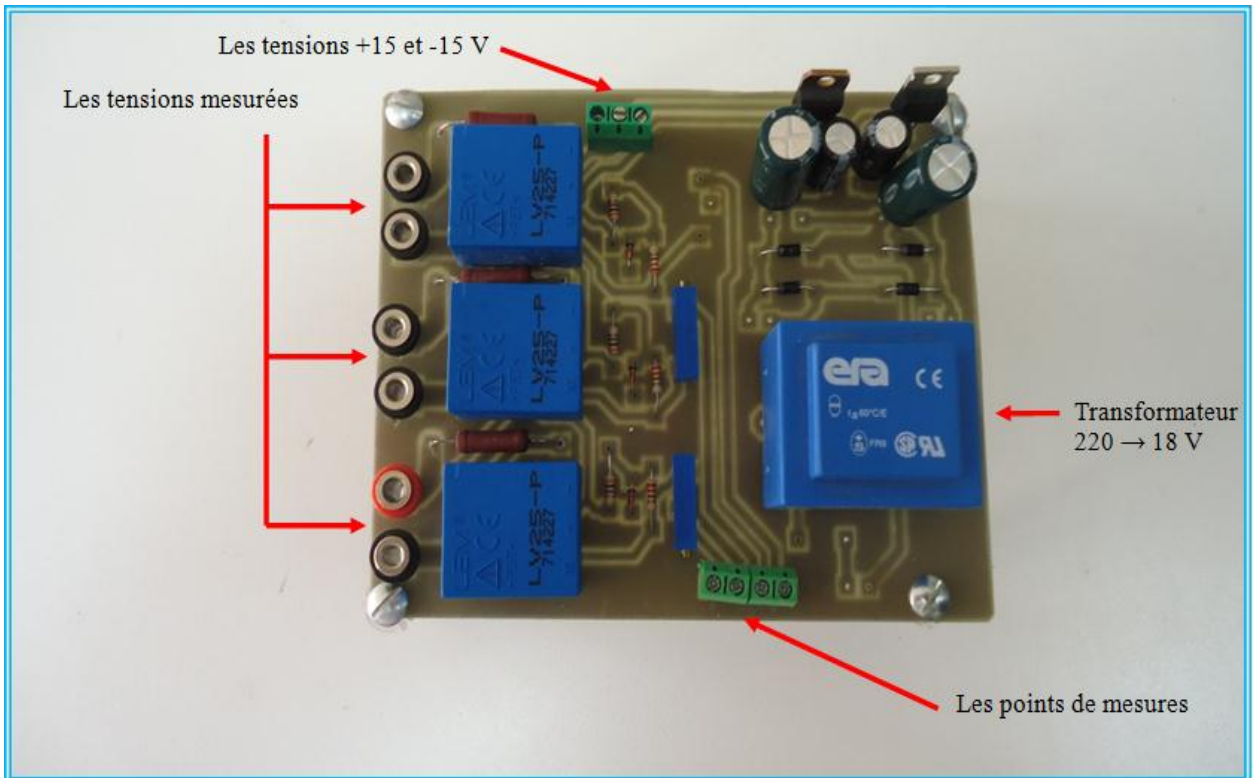


Figure IV.3 La photo réelle de la carte du capteur de tension

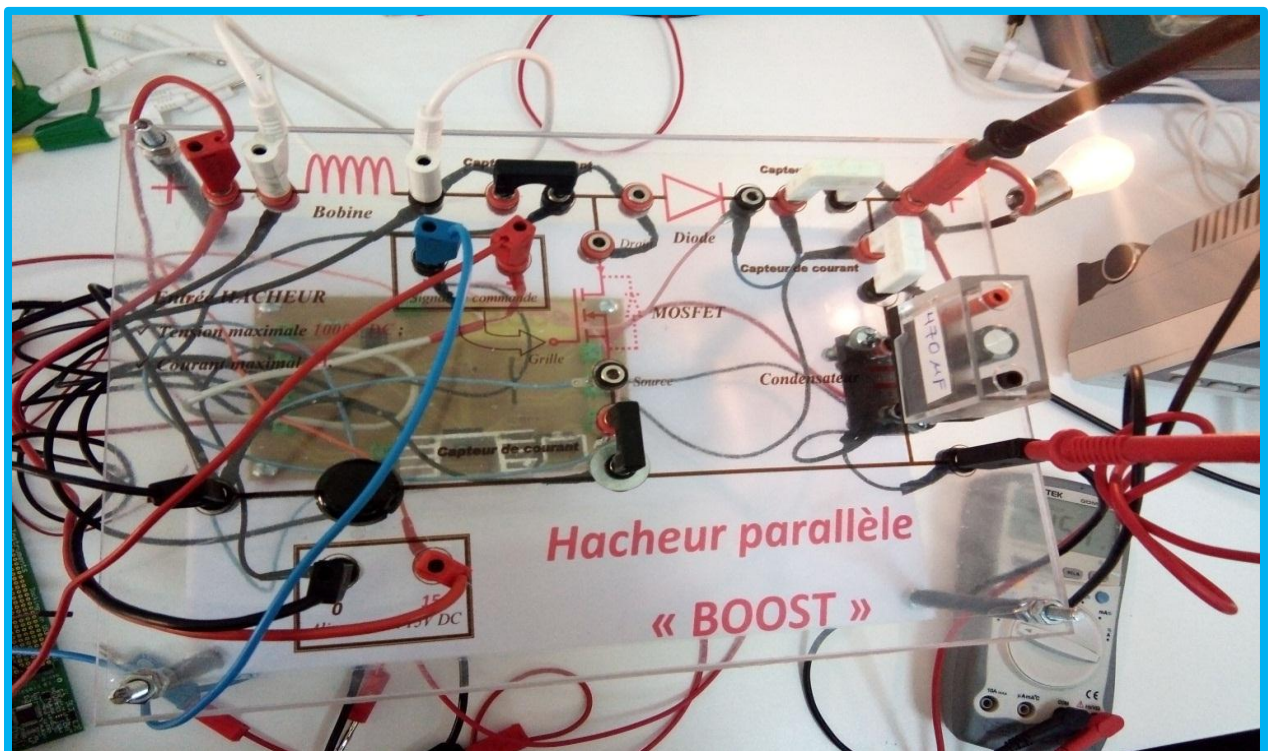


Figure IV.4 La photo réelle de la maquette didactique réalisée

IV.3.2 Description du banc d'essai

Le banc d'essai expérimental sur lequel a été testée notre maquette didactique se compose des éléments suivants :

- ❖ La maquette réalisée ;
- ❖ Une carte DSP de type F28335 ;
- ❖ Un ordinateur équipé de *PSIM* ;
- ❖ Une alimentation stabilisée
- ❖ La charge (lampe l'une de 12 V, 21 W,) ;
- ❖ Un voltmètre.

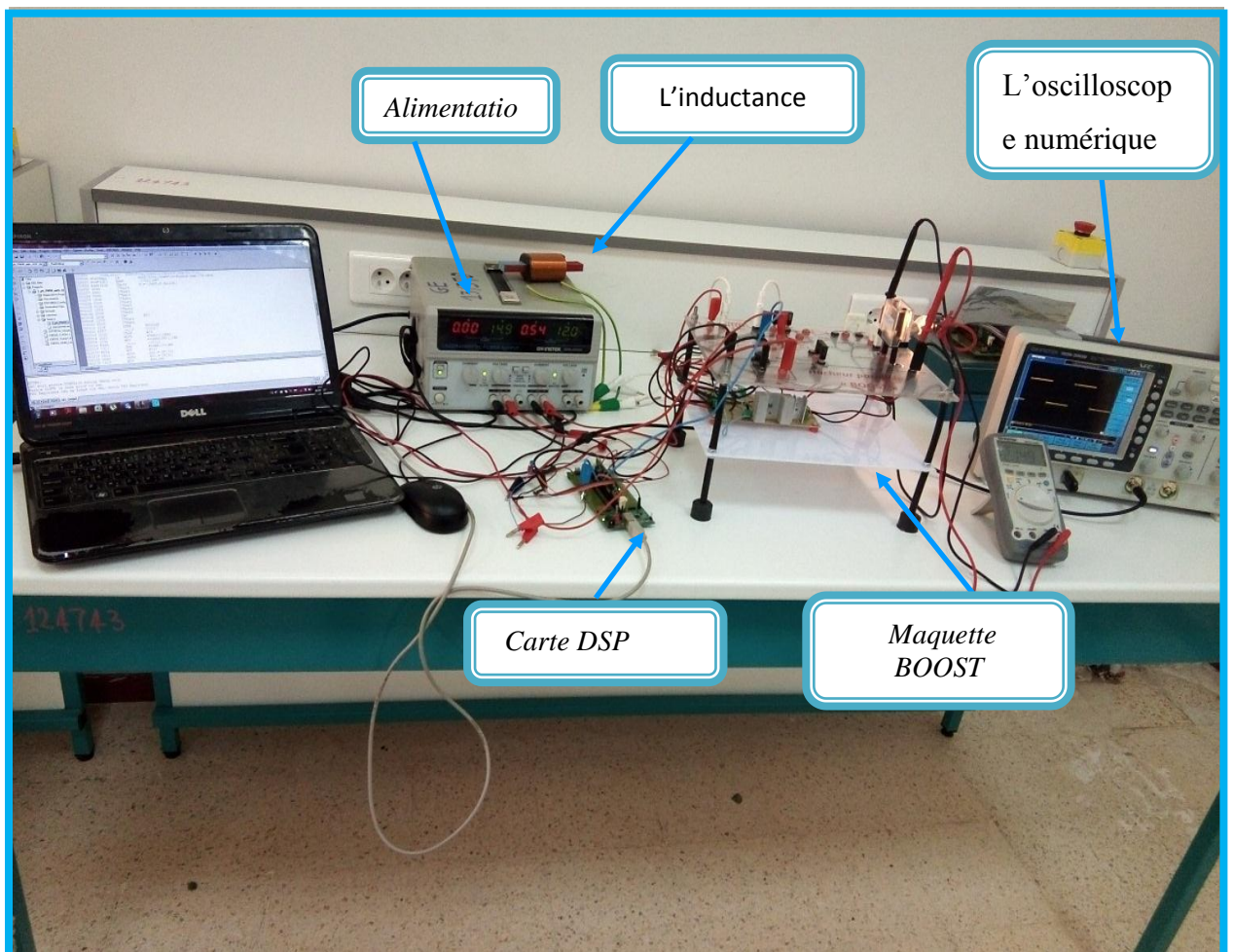


Figure IV.5 Photo réelle du banc d'essai

IV.4 Résultats expérimentaux

Cette partie est consacrée à la visualisation des différents signaux afin de vérifier le bon fonctionnement du système :

Nous avons utilisé :

- ❖ L'oscilloscope numérique pour la visualisation du signal de commande PWM (sortie du processeur de traitement numérique de signal (DSP)).

1-Le signal de commande PWM (sortie du DSP)

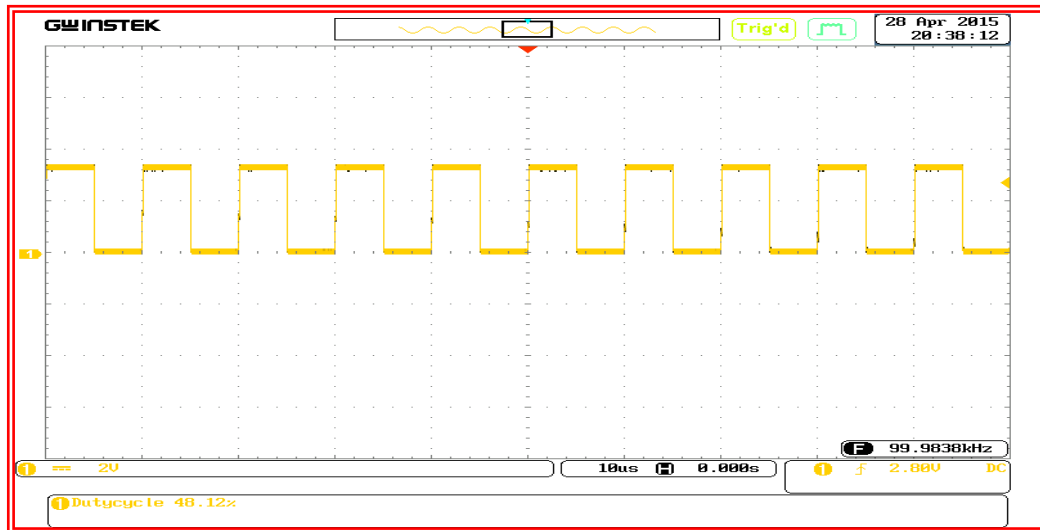


Figure IV.6 Signal de commande généré par le DSP

Nous avons bien le signal de commande désirée, il s'agit d'un signal carré, ici a fréquence constante et rapport cyclique fixe.

2-La tension d'entrée et de sortie hacheur Boost

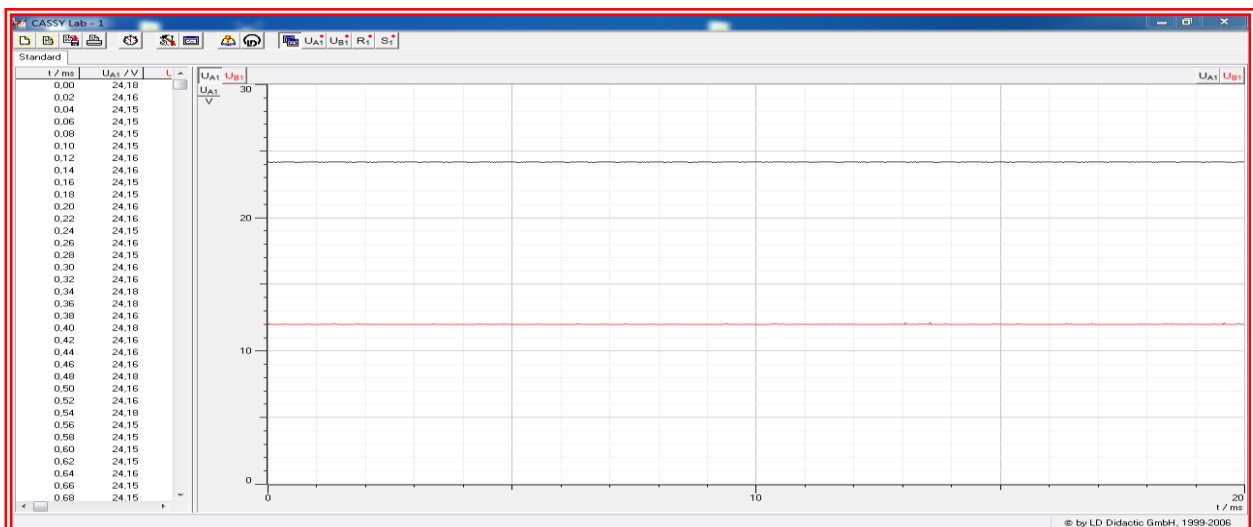


Figure IV.7 La tension d'entrée et de sortie de l'hacheur parallèle (BOOST)

Dans cette expérience on a régulé le rapport cyclique α à 0,5 pour hacheurs Boost, en suite on a branché l'entrée de l'hacheur parallèle (BOOST) par une tension de 12V.

Grace à ces courbes, on peut voir :

- ❖ la tension de sortie est toujours supérieure à celle d'entrée pour l'hacheur parallèle (BOOST).

3-La tension aux bornes de la diode et du MOSFET pour l'hacheur parallèle (BOOST)

Dans ces courbes on a présenté :

- ❖ La forme de tension aux bornes de la diode avec présentation du signal de commande (l'état de l'interrupteur T) ;
- ❖ La forme de tension aux bornes du MOSFET avec présentation du signal de commande (l'état de l'interrupteur T) ;

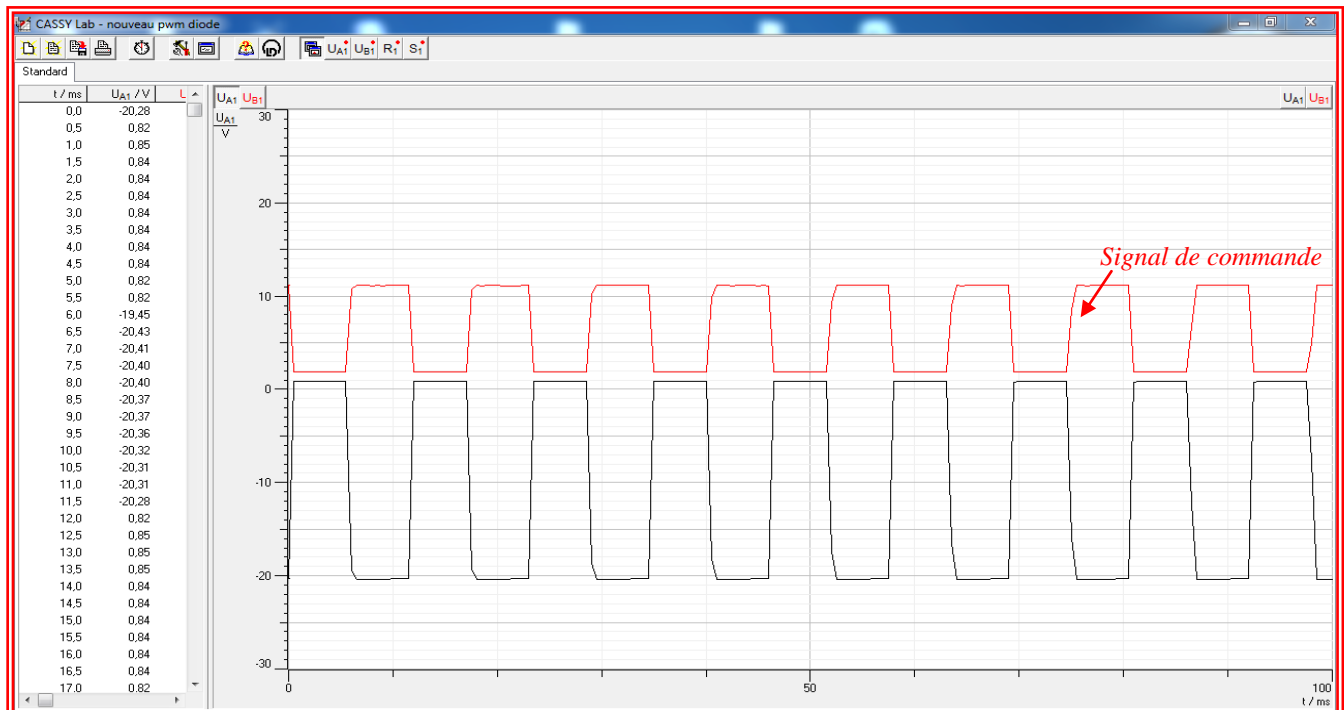


Figure IV.8 La tension aux bornes de la diode dans l'hacheur parallèle (BOOST).

Nous pouvons remarquer que : lorsque le transistor est commandé, la tension aux bornes de la diode est négative, donc la diode est bloquée ; lorsque le transistor n'est pas commandé, la tension aux bornes de la diode est nulle, donc elle est passante.

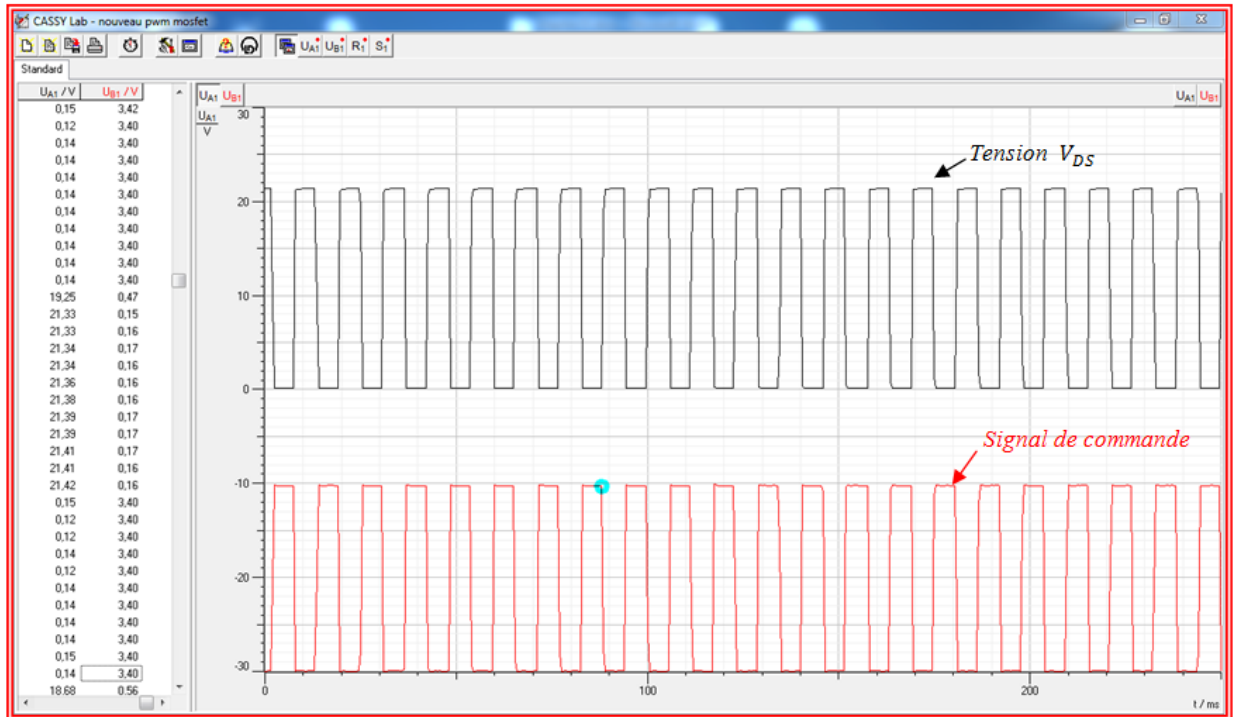


Figure IV.9 La tension aux bornes du MOSFET dans l'hacheur parallèle (BOOST).

Nous pouvons remarquer que la tension drain source aux bornes du MOSFET dans l'hacheur parallèle (BOOST) est complémentaire au signal de commande. Elle est nulle quand le transistor est commandé et positive quand le transistor est bloqué.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la partie expérimentale. Ainsi une description du banc d'essai a été présentée. Ce dernier comprend des cartes réalisées au niveau du laboratoire de génie électrique, leurs principes de fonctionnement sont expliqués. Pour la mise en œuvre de la commande PWM, nous avons utilisé une carte de développement à base d'un processeur de traitement numérique de signal DSP de type F28335.

CONCLUSION GENERALE

Le présent travail contenu dans ce memoire de fin d'étude consiste à l'implantation hardware d'un régulateur numérique de type PID sur une plateforme DSP de type 28F335 pour la régulation en tension d'un convertisseur DC-DC de type boost.

Nous avons commencé notre travaille par la présentation des différentes topologies des convertisseurs DC-DC à savoir : le Buck, le Boost, et le Buck-Boost. Où on a expliqué leurs principes de fonctionnement ainsi que le principe de fonctionnement de la commande PWM (pulse width. Modulation).

Ensuite, nous avons passé au dimensionnement de l'hacheur boost afin de calculer les valeurs de ses différents composants spécialement les valeurs de l'inductance L et la capacité C du condensateur.

Puis Nous avons fait la modélisation de l'hacheur boost aux faibles signaux pour la détermination de sa fonction de transfert. On a également déterminé celle du régulateur PID. Après nous avons effectué une simulation détaillée de l'ensemble convertisseur et régulateur PID à l'aide du logiciel PSIM. Ensuite nous avons numérisé ce régulateur. Ce dernier a été aussi simulé avec le hacheur boost pour confirmer sa validité.

En fin, nous avons achevé ce travaille par la présentation de la partie expérimentale réalisée au laboratoire de génie électriques, et on a donné une description de notre banc d'essai qui comprend le hacheur boost, la cartes DSP de type 28F335.ainssi que le matériels utilisé (alimentation, l'oscilloscope, le pc, etc.).

Les perspectives de ce travail sont nombreuses à savoir :

- Réalisation d'une maquette didactique pour permettre aux étudiants de faire des travaux pratiques sur ce genre de hacheurs.
 - faire des brochures TP permettant d'exploiter cette maquette dans les travaux pratiques.
- ce travail est susceptible d'être le début d'autres travaux complémentaires pour réaliser d'autres convertisseurs tels que les onduleurs, les gradateurs, les cyclo convertisseurs.

Bibliographie et Webographie

- [1] A. Fayssal, « *Etude et réalisation d'un onduleur à résonance pour l'utilisation pour le chauffage par induction* », Mémoire de Master, Université Ferhat Abbas de Sétif, Septembre 2012.
- [2] Daniel W Hart, « *Power Electronics* », illustrée, Mc Graw-Hill. 2011.
- [3] VALERIE LEGER, « *physique appliquée. Les bases et l'électronique de puissance* », Ellipses 2004.
- [4] Joël Redoutey, " *Alimentations à découpage,*" cours de Conception des Systèmes Automatisés, centre de Marseille, http://jredoutey.free.fr/Puissance/Alimentations_a_decoupage.pdf, Dernière accès: 26/04/2016.
- [5] FUNG LIN LUO, HONG YE, MUHAMED RASHID, « *Digital Power Electronics and Applications*».
- [6] R. CHAPARDE 'Commande électronique des machines à courant continu' Eyrolles 1975.
- [7] Y.CHEMLOUL, M. CHIKHI MEE et réalisation d'un convertisseur dc-dc opérant en hautes fréquences P.F.E , E.N.P 1990.
- [8] Kamel EL MELOUANI application note p09ab06 'dimensionnement d'un hacheur survolteur année 2009 – 2010' polytechnique clermont ferrand.
- [9] M. Godoy Simões and Felix A. «Farret. *Modeling Power Electronics and Interfacing Energy Conversion Systems*», First Edition © 2017 John Wiley & Sons, Inc. Published 2017 by John Wiley & Sons, Inc.
- [10] Application report, "Practical Feedback Loop Analysis for Current-Mode Boost Converter," Texas Instruments, no. SLVA636, March 2014.
- [11] Franck PLESTAN, « *cours de commande*», Année 2009/2010.
- [12] Correvois.M, «Introduction aux DSP orientés applications industrielles», Cet article est téléchargé au format pdf sur le site web : <http://perso.wanadoo.fr/lapiste/dsp.htm>