

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMERRI DE TIZI-OUZOU



FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DÉPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Études de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies
Filière : Électrotechnique
Spécialité : Électrotechnique Industrielle

Présenté par

Faouzi CHALALI
Walid CHALALI

Thème

Réalisation et Commande d'un Convertisseur DC-DC Boost

Mémoire soutenu publiquement le : 26/ 09 / 2024 devant le jury composé de :

M Aghiles ARDJAL
MCA, UMMTO, Président

M Mohamed Lamine HAMIDA
MCA, UMMTO, Encadrant

M Rabah ROUAS
MCB, UMMTO, Examinateur

Remerciement

Ce travail a été mené au sein du laboratoire de recherche LATAGE, à la faculté de Génie Électrique et d'Informatique de l'Université Mouloud MAMMERIE de Tizi-Ouzou. Nous exprimons notre gratitude à Allah, le tout-puissant, pour nous avoir accordé le courage et la détermination nécessaires à l'achèvement de ce projet. Nous remercions chaleureusement notre promoteur, Mr Mohamed Lamine HAMIDA, pour sa confiance, sa disponibilité, sa patience et son aide précieuse tout au long de ce parcours.

Nous exprimons également notre profonde gratitude à tous les membres du jury pour avoir accepté d'examiner notre travail, Mr Aghiles ARDJAL et

Mr Rabah ROUAS

Dédicaces

Pour que ma réussite résonne avec un sens véritable, je désire ardemment la partager avec ceux qui me sont les plus chers. Ce modeste travail est dédié à la mémoire de mon père, que Dieu t'accueille dans son vaste paradis. Ton amour inconditionnel et ton courage inébranlable m'accompagnent toujours, illuminant mon chemin.

À ma mère, je témoigne ma reconnaissance pour ton soutien indéfectible et ta force impressionnante, qui m'ont porté dans les moments difficiles.

À mon frère et mes sœurs, vos encouragements constants et votre présence réconfortante ont été des trésors inestimables. Enfin, à ma famille, je vous exprime toute ma gratitude pour l'amour profond et le soutien précieux que vous m'avez offerts, m'aidant à atteindre ce moment de célébration. Votre impact sur ma vie est éternel et je vous en remercie du fond du cœur.

CH. FAOUZI

Dédicaces

Je rends grâce à dieu pour m'avoir insufflé la persévérance et la curiosité nécessaires à l'accomplissement de mes études.

Je dédie ce modeste travail à :

Mon père :

Pilier de sagesse, tu m'as appris à affronter les défis avec détermination. J'espère que ce travail reflète les valeurs que tu m'as inculquées, que dieu t'accueille dans son vaste paradis.

Ma mère :

Phare de mes jours sombres, source intarissable d'amour et de courage. Ta force tranquille m'inspire chaque jour. Que la vie t'offre autant de bonheur que tu m'en as donné.

Mes deux frères :

Complices de toujours, votre soutien indéfectible a illuminé mon chemin.

Toute ma famille :

Votre générosité et votre bienveillance ont été un réconfort précieux.

Ma fiancée :

Lumière de ma vie, source inépuisable d'inspiration et de tendresse.

Que ce travail soit le reflet de ma gratitude envers vous tous.

CH. WALID

Notations utilisées

C – Condensateur

D – Diode

f_s – Fréquence de la commutation

I_C – Courant de capacité

I_D – Courant de la diode

I_K – Courant du mosfet

I_L – Courant d'inductance

I_{Lmin} – Courant minimal d'inductance

I_{Lmax} – Courant maximal d'inductance

I_S – Courant de sortie

K – Interrupteur

K_{cr} – Gain critique

K_d – Gain dérivé

K_i – Gain intégral

K_p – Gain proportionnel

L – Inductance

P – Puissance absorbée

P_u – Période de pulsation

R – Résistance

T – Période d'oscillation

$u(t)$ – Signal de commande

V_D – Tension aux bornes de la diode

V_e – Tension entrée

V_K – Tension aux bornes du mosfet

V_{ref} – Tension de référence de sortie

V_S – Tension de sortie

α – Rapport cyclique

αT_d – Temps d'amorçage

$\varepsilon(t)$ – Signal d'erreur

Liste des figures

Figure 1.1 – Circuit électronique du convertisseur boost.....	2
Figure 1.2 – Schéma de base d'un convertisseur boost.....	3
Figure 1.3 – Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur boost.....	3
Figure 1.4 – Schéma électrique d'un convertisseur boost en mode passant.....	3
Figure 1.5 – Schéma électrique d'un convertisseur boost en mode passant.....	4
Figure 1.6 – Topologies du convertisseur boost en fonction de l'état de l'interrupteur K.....	5
Figure 2.1 – Bibliothèque SIMULINK.....	11
Figure 2.2 – Schéma bloc de la commande du convertisseur boost en boucle ouverte.....	12
Figure 2.3 – Courbes de la tension d'entrée V_e et de la tension de sortie V_S en boucle ouverte pour $V_{ref}=17\text{ V}$	13
Figure 2.4 – Courbes du courant de sortie I_S et du courant d'inductance I_L en boucle ouverte pour $V_{ref}=17\text{ V}$	13
Figure 2.5 – Courbes de la tension d'entrée V_e et de la tension de sortie V_S en boucle ouverte pour $V_{ref}=20\text{ V}$	14
Figure 2.6 – Courbes du courant de sortie I_S et du courant d'inductance I_L en boucle ouverte pour $V_{ref}=20\text{ V}$	14
Figure 2.7 – Courbes de la tension d'entrée V_e et de la tension de sortie V_S en boucle ouverte pour $V_{ref}=24\text{ V}$	15
Figure 2.8 – Courbes du courant de sortie I_S et du courant d'inductance I_L en boucle ouverte pour $V_{ref}=24\text{ V}$	15
Figure 2.9 – Structure du convertisseur boost en boucle fermée.....	16
Figure 2.10 – Schéma bloc du convertisseur boost en boucle fermée sous MATLAB / SIMULINK	16
Figure 2.11 – Structure parallèle du régulateur PI	17
Figure 2.12- Réponse de la tension de sortie en régime permanent.....	18
Figure 2.13– Courbes de la tension d'entrée V_e et de la tension de sortie V_S en boucle fermée.....	19
Figure 2.14 – Courbes du courant de sortie I_S et du courant d'inductance I_L en boucle fermée.....	19

Figure 2.15 – Réponse de la tension de sortie V_S aux variations de V_{ref}	20
Figure 2.16 – Réponse du courant de sortie I_S et du courant d'inductance I_L aux variations de V_{ref}	21
Figure 2.17 – Réponse de la tension de sortie V_S aux variations de V_e	22
Figure 2.18 – Réponse du courant de sortie I_S et du courant d'inductance I_L aux variations de V_e	22
Figure 2.19 – Réponse de la tension de sortie V_S aux variations de la charge R	23
Figure 2.20 – Réponse du courant de sortie I_S et du courant d'inductance I_L aux variations de la charge R	23
Figure 3.1 – Photographie du banc d'essai réalisé.....	26
Figure 3.2 – Photographie du convertisseur boost réalisé.....	26
Figure 3.3 – Schéma synoptique du système global.....	27
Figure 3.4 – Brochage de la carte Arduino UNO.....	29
Figure 3.5 – MOSFET de type IRF 540.....	30
Figure 3.6 – Optocoupleur 4N35.....	31
Figure 3.7 – Driver IR2109.....	32
Figure 3.8 – Diode BYT30P-1000.....	32
Figure 3.9 – Capteur de tension B25 0-25V.....	33
Figure 3.10 – Interface du logiciel ISIS Proteus.....	33
Figure 3.11 – Interface de Arduino IDE.....	34
Figure 3.12 – Schéma du convertisseur boost en boucle ouverte sous Proteus.....	35
Figure 3.13 – Schéma du convertisseur boost en boucle fermée sous Proteus.....	35
Figure 3.14 – – Les tensions V_e et V_s en boucle ouverte pour $V_{ref}=17V$	37
Figure 3.15 – Les tensions V_e et V_s en boucle ouverte pour $V_{ref}=20V$	37
Figure 3.16 – – Les tensions V_e et V_s en boucle ouverte pour $V_{ref}=24V$	38
Figure 3.17 – Test de variation de la tension de référence en boucle fermée.....	39
Figure 3.18 – Test de variation de la tension d'entrée en boucle fermée.....	39
Figure 3.19 – Test de variation de la charge R en boucle fermée.....	40

Liste des tableaux

Tableau 2.1 – Paramètres du convertisseur boost.....	12
Tableau 2.2 – Tensions de référence et de leurs rapports cycliques.....	12
Tableau 3.1– Caractéristiques de la carte Arduino Uno.....	30

Sommaire

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

1 Modélisation et dimensionnement d'un hacheur DC-DC boost

1.1 Introduction	2
1.2 Structure et mode de fonctionnement du convertisseur boost	2
1.2.1 Principe de fonctionnement	2
1.3 Modélisation du convertisseur boost	5
1.4 Applications des convertisseurs boost	6
1.5 Les avantages et les inconvénients d'un convertisseur boost	7
1.6 Dimensionnement d'un convertisseur boost	8
1.6.1 Détermination du rapport cyclique α	8
1.6.2 Détermination de la valeur d'inductance L	8
1.6.3 Détermination de la valeur de la capacité C	9
1.7 Conclusion.....	10

2 Commande et simulation d'un convertisseur DC-DC boost

2.1 Introduction	12
2.2 L'outil de simulation MATLAB/SIMULINK	12
2.3 Simulation du convertisseur DC-DC boost en boucle ouverte.....	13
2.3.1 Résultats de simulation.....	13
2.4 Commande et simulation du convertisseur DC-DC boost en boucle fermée.....	17
2.4.1 Architecture d'un régulateur PI.....	18
2.5 Calcul des paramètres du régulateur PI	18
2.6 Tests de performances.....	21
2.6.1 Variation de la tension de référence de sortie V_{ref}	21
2.6.2 Variation de la tension d'entrée V_e	22
2.6.3 Variation de la charge R.....	24
2.7 Conclusion.....	25

3 Réalisation et validation expérimentale

3.1	Introduction	27
3.2	Description générale	27
3.3	Fonctionnement du banc d'essai	29
3.4	Supports matériels et logiciels	29
3.4.1	Supports matériels.....	29
3.4.1.1	Carte Arduino	29
3.4.1.2	Transistor MOSFET.....	32
3.4.1.3	Optocoupleur.....	33
3.4.1.4	Driver.....	34
3.4.1.5	Diode.....	34
3.4.1.6	Capteur de tension	35
3.4.2	Support logiciels	35
3.4.2.1	ISIS Proteus.....	36
3.4.2.2	Arduino IDE.....	37
3.5	Simulation du convertisseur boost sous Proteus	37
3.6	Le programme Arduino mis en œuvre	38
3.7	Résultats expérimentaux.....	39
3.7.1	Résultats en boucle ouverte.....	39
3.7.2	Résultats en boucle fermée.....	41
3.7.2.1	Variation de tension de référence V_{ref}	41
3.7.2.2	Variation de tension d'entrée V_e	42
3.7.2.3	Variation de la charge R	42
3.8	Conclusion.....	43
	<i>Conclusion générale</i>	46
	<i>Références bibliographiques</i>	48
	<i>Annexes</i>	50

Introduction Générale

Introduction générale

L'électronique de puissance occupe une place essentielle dans le domaine du génie électrique. Cette branche spécialisée s'attache à concevoir des systèmes électroniques capables de manipuler et de convertir efficacement l'électricité, permettant ainsi d'optimiser la gestion de l'énergie dans diverses applications [1].

Au cœur de l'électronique de puissance se trouvent les convertisseurs DC-DC, des dispositifs statiques alimentés par une source de tension et produisant aux bornes d'une charge une tension continue à valeur réglable. Parmi ces convertisseurs, le hacheur élévateur (boost) qui joue un rôle dans de nombreuses applications nécessitant une augmentation de la tension d'entrée [2].

Ce travail de mémoire est dédié à l'étude, la modélisation, la commande et la réalisation d'un convertisseur DC-DC boost. Le projet vise à développer une compréhension approfondie d'un convertisseur, de sa conception à sa mise en œuvre pratique, incluant son dimensionnement précis et la sélection des composants appropriés. Il implique aussi l'utilisation d'une carte Arduino pour générer un signal de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) essentiel au contrôle efficace du convertisseur. Enfin, le projet intègre un régulateur Proportionnel-Intégral PI pour maintenir la stabilité du système et optimiser ses performances.

La démarche adoptée pour la conduite de ce travail ainsi que les travaux de simulations et expérimentaux seront présentés dans les trois chapitres qui constituent ce mémoire :

- Le premier chapitre traite de la modélisation et du dimensionnement du convertisseur DC-DC boost. Nous y aborderons les aspects théoriques du fonctionnement du convertisseur et procéderons au choix judicieux des composants tels que la capacité, l'inductance et la charge.
- Le deuxième chapitre est consacré à la commande et à la simulation du convertisseur DC-DC boost. Nous y développerons des stratégies de contrôle, notamment en boucle ouverte et en boucle fermée avec un régulateur PI. Les résultats de simulation obtenus à l'aide de MATLAB Simulink seront présentés et analysés.
- Dans le troisième chapitre, nous aborderons la réalisation pratique et la validation expérimentale du convertisseur. Cette partie inclura la fabrication du convertisseur, la conception d'une carte de commande et d'isolation, ainsi que la génération d'un signal MLI (PWM) à l'aide d'un microcontrôleur Arduino UNO AtMega328P. Les résultats expérimentaux seront présentés et comparés aux simulations.

Ce mémoire vise à fournir une compréhension complète du convertisseur DC-DC boost, allant des fondements théoriques à la mise en œuvre pratique. Il met en lumière l'importance de l'électronique de puissance dans l'optimisation des systèmes électriques et offre une perspective sur les défis et les opportunités dans ce domaine en constante évolution.

Chapitre 1

Modélisation et dimensionnement d'un hacheur DC-DC boost

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous étudierons les généralités sur les convertisseurs DC-DC de type boost (parallèle), la structure et leur mode de fonctionnement. Ensuite, nous allons dimensionner notre convertisseur conformément à un cahier des charges précis. Cette étape est essentielle dans la conception de tout dispositif électrique, car elle permet de déterminer les valeurs spécifiques des paramètres des composants physiques d'un système.

1.2 Structure et mode de fonctionnement du convertisseur boost

Le hacheur parallèle, appelé aussi hacheur élévateur, hacheur survolteur ou hacheur de type boost, sert à convertir une tension continue à une autre tension continue de plus forte valeur. La source d'entrée est de type courant continu, composée d'une inductance en série avec une source de tension, tandis que la charge de sortie est de type tension continue, constituée d'un condensateur en parallèle avec une charge résistive. Étant donné que le courant est toujours positif et que les commutations doivent être contrôlées lors du blocage et de l'amorçage, on peut utiliser un transistor MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) ou un IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) comme interrupteur, avec un deuxième interrupteur qui est la diode fonctionnant de manière complémentaire durant une période avec le transistor [1],[3].

La figure 1.1 illustre le circuit électronique d'un hacheur boost. Ce circuit permet de convertir une tension continue d'entrée V_e en une tension continue de sortie V_s plus élevée.

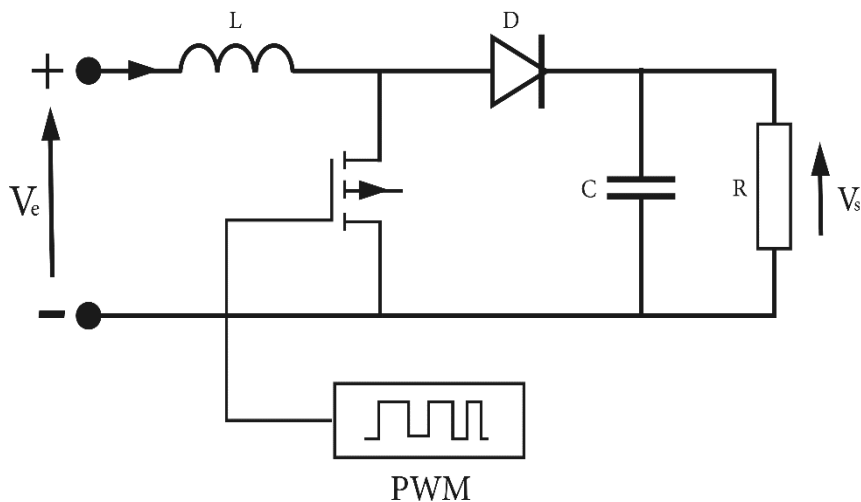


Figure 1.1 – Circuit électronique du convertisseur boost

1.2.1 Principe de fonctionnement

La figure 1.2 montre le schéma de base d'un convertisseur boost, avec les courants traversant les composants et les tensions associées. Les formes d'ondes des courants et des tensions de ce convertisseur sont illustrées dans la figure 1.3.

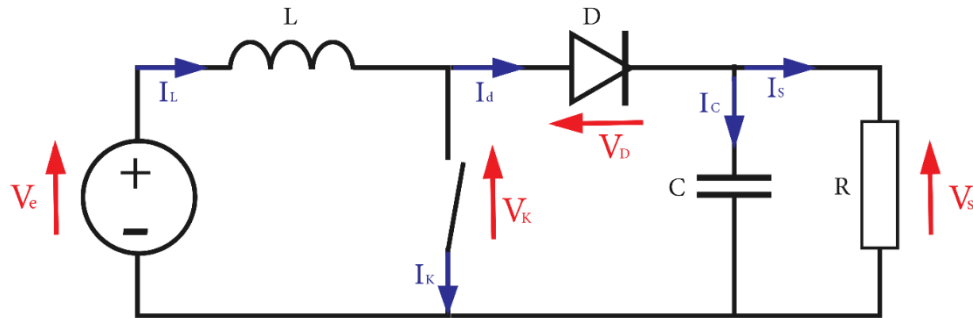


Figure 1.2 – Schéma de base d'un convertisseur boost

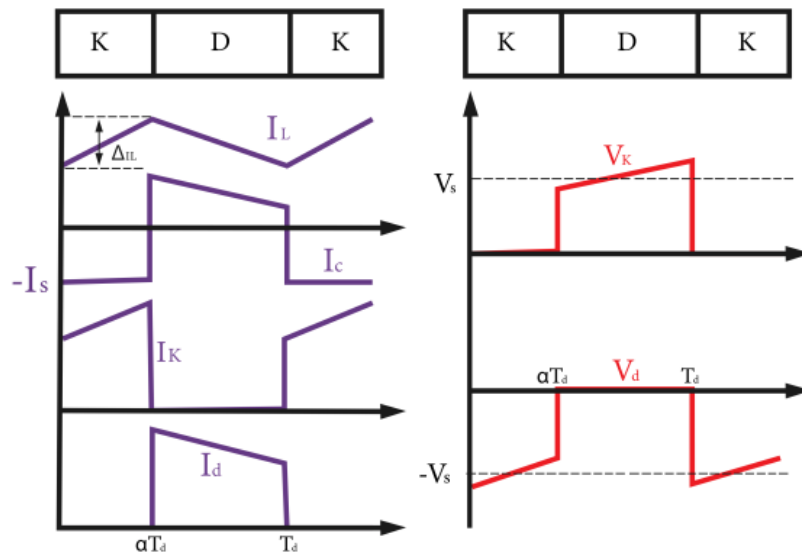


Figure 1.3 – Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur boost

Le principe de fonctionnement d'un convertisseur boost avec un MOSFET peut être expliqué en deux phases selon l'état du MOSFET.

1. Phase d'accumulation d'énergie

Lorsque le MOSFET est activé (passant) durant l'intervalle $[0 ; \alpha T_d]$, il crée un chemin de faible résistance pour le courant électrique provenant de la source d'alimentation à travers l'inductance. Cette dernière stocke de l'énergie sous forme de champ magnétique, tandis que la charge est déconnectée de l'alimentation.

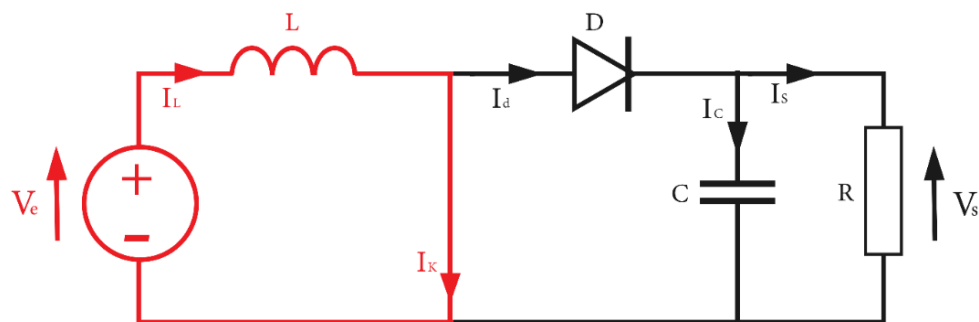


Figure 1.4 – Schéma électrique d'un convertisseur boost en mode passant

L'expression de la tension d'entrée dans cette phase est donnée par l'équation (1.1).

$$V_e = L \frac{dI_L}{dt} + V_k \quad (1.1)$$

Supposons que l'interrupteur k est parfait, donc $V_k=0$

$$I_L = I_{L_{min}} + \frac{V_e}{L} t \quad (1.2)$$

$I_{L_{min}}$: Représente la valeur minimale de courant dans l'inductance.

A l'instant $t = \alpha T_d$:

Le courant atteint sa valeur maximale dans l'inductance ($I_{L_{max}}$) suivant la formule :

$$I_{L_{max}} = I_{L_{min}} + \frac{V_e}{L} \alpha T_d \quad (1.3)$$

2. Phase de blocage

Lorsque le MOSFET est désactivé (bloqué) durant l'intervalle $[\alpha T_d ; T_d]$, la tension aux bornes de l'inductance s'inverse, provoquant la diode à conduire, Cette diode fournit un chemin pour le courant circulant dans l'inductance, maintenant le flux d'énergie vers la charge.

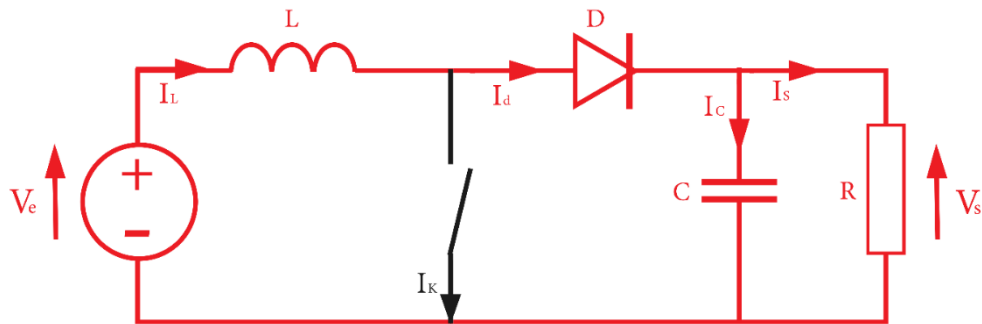


Figure 1.5 – Schéma électrique d'un convertisseur boost en mode passant

$$L \frac{dI_L}{dt} = V_e - V_s \quad (1.4)$$

$$I_L = I_{L_{max}} + L \frac{(V_e - V_s)}{L} (t - \alpha T_d) \quad (1.5)$$

A l'instant $t = T_d$:

Le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale $I_{L_{min}}$

$$I_{L_{min}} = I_{L_{max}} + \frac{(V_e + V_s)}{L} (1 - \alpha) T_d \quad (1.6)$$

L'expression de ΔI_L ci- dessous représente l'ondulation du courant dans l'inductance.

$$\Delta I_L = I_{L_{max}} - I_{L_{min}} \quad (1.7)$$

En dérivant l'expression du courant $I_{L_{min}}$ à partir de l'équation (1.3) et en égalisant cette expression à l'équation (1.6), nous obtenons la valeur moyenne de la tension de sortie du convertisseur V_s .

$$V_s = \frac{1}{1 - \alpha} V_e \tag{1.8}$$

D'après l'équation précédente, la tension de sortie d'un convertisseur boost peut être contrôlée en modifiant le rapport cyclique ou la tension d'entrée.

1.3 Modélisation du convertisseur boost

Les équations du convertisseur sont trouvées en utilisant les règles de Kirchoff pour chaque configuration possible en fonction de la position de l'interrupteur.

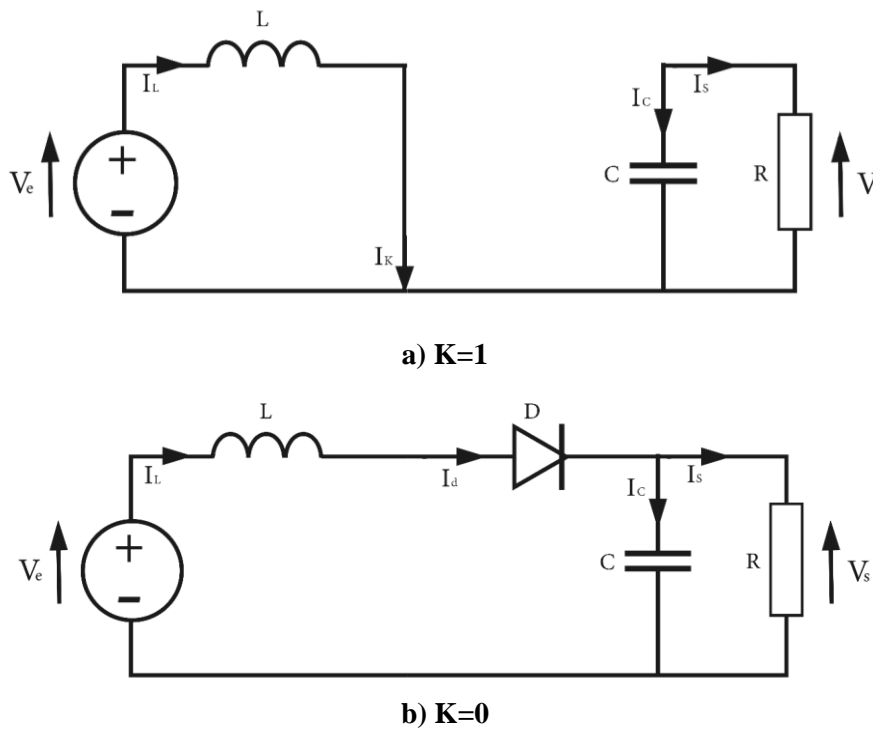


Figure 1.6 – Topologies du convertisseur boost en fonction de l'état de l'interrupteur K

Quand l'interrupteur est activé ($K = 1$), en utilisant les règles de Kirchoff sur le circuit illustré dans la **figure 1.6.a**, on obtient le comportement dynamique suivant :

$$\begin{cases} L \frac{dI_L}{dt} = V_e \\ C \frac{dV_C}{dt} = -\frac{V_s}{R} \end{cases} \tag{1.9}$$

Lorsque la diode est passante alors l'interrupteur est en position $K = 0$ « **figure 1.6. b** », cela nous donne :

$$\begin{cases} L \frac{dI_L}{dt} = V_e - V_s \\ C \frac{dV_c}{dt} = I_s - \frac{V_s}{R} \end{cases} \quad (1.10)$$

Alors la dynamique du convertisseur peut être décrite par le système bilinéaire suivant :

$$\begin{cases} L \frac{dI_L}{dt} = V_e - V_s (1-K) \\ C \frac{dV_c}{dt} = -\frac{V_s}{R} + I_s (1-K) \end{cases} \quad (1.11)$$

1.4 Applications des convertisseurs boost

Les convertisseurs boost ont de nombreuses applications dans divers domaines en raison de leur capacité à augmenter la tension d'un signal électrique continu, on peut les trouver dans les systèmes d'énergie renouvelable, tels que les panneaux solaires, pour augmenter la tension produite par les cellules solaires à un niveau approprié pour la charge ou le stockage d'énergie.

- **Applications automobiles**

Ces véhicules utilisent des batteries qui fournissent généralement une tension de 300 à 400 volts. Cependant, de nombreux composants du véhicule, tels que les moteurs électriques et les systèmes de charge, nécessitent une tension encore plus élevée, parfois jusqu'à 600 volts. C'est pour cela qu'on intègre ce type de convertisseur pour assurer la tension nécessaire à leur alimentation [9].

- **Applications solaires et éoliennes**

Les énergies renouvelables, telles que l'énergie solaire ou éolienne, nécessitent des convertisseurs pour convertir et utiliser efficacement l'énergie produite. Le convertisseur boost est conçu pour augmenter la tension produite par des sources telles que les panneaux solaires ou les éoliennes. Ces sources génèrent une tension de sortie relativement basse, pourtant, pour alimenter des charges nécessitant une tension plus élevée, comme les batteries de stockage ou pour injecter de l'électricité dans le réseau électrique, une tension plus élevée est souvent requise [10, 11].

- **Applications médicales**

Les dispositifs médicaux portables ou implantables, tels que les moniteurs de santé ou les pompes à insuline, peuvent bénéficier de convertisseurs boost pour obtenir la tension nécessaire à partir de petites piles ou de batteries [12].

1.5 Les avantages et les inconvénients d'un convertisseur boost

Un convertisseur boost efficace offre plusieurs avantages clés [12] tels que :

- **Amplification de tension** : le convertisseur boost est capable d'augmenter significativement la tension d'entrée, ce qui le rend particulièrement adapté aux systèmes fonctionnant à basse tension, comme les systèmes photovoltaïques. Cela permet d'optimiser l'utilisation de l'énergie produite par des sources telles que les panneaux solaires ou les éoliennes.
- **Rendement efficace** : les convertisseurs boost sont connus pour leur efficacité élevée. Ils minimisent les pertes d'énergie pendant la conversion.
- **Réduction de l'encombrement** : grâce à leur conception centrée sur l'inducteur plutôt que sur un transformateur, les convertisseurs boost peuvent être plus compacts. Cela permet de réduire l'espace occupé sur les cartes de circuits imprimés et dans les boîtiers des appareils électroniques.
- **Adaptabilité** : les convertisseurs boost sont flexibles et peuvent être configurés pour différentes applications en ajustant les paramètres de fonctionnement tels que la fréquence de commutation et le rapport cyclique. Cela les rend adaptés à une large gamme d'application.

Le convertisseur boost, bien qu'utile, il présente quelques inconvénients [12] parmi lesquels :

- **Courant élevé dans l'inductance** : pendant le fonctionnement, l'inductance du convertisseur boost doit gérer des courants relativement élevés, ce qui peut entraîner des pertes par effet joule
- **La difficulté du contrôle** : il peut être plus difficile de concevoir et de contrôler un convertisseur boost par rapport à d'autres types plus simples comme le convertisseur buck, principalement à cause de la nécessité de régler avec précision la durée pendant laquelle l'interrupteur est actif (ce qu'on appelle le "rapport cyclique").
- **Efficacité à charge légère** : à faible charge, l'efficacité du convertisseur boost peut diminuer, ce qui peut être un problème dans les applications où l'économie d'énergie est cruciale.

1.6 Dimensionnement d'un convertisseur boost

La procédure de dimensionnement d'un convertisseur boost consiste à déterminer les expressions fournissant les valeurs des paramètres liés aux composants physiques de ce convertisseur, conformément à un cahier des charges spécifié. Pour un régime de fonctionnement et un point de fonctionnement donnés, les valeurs numériques de ces paramètres sont déduites en fonction d'applications déterminées [4].

1.6.1 Détermination du rapport cyclique α

Le rapport cyclique, souvent noté α , est une mesure qui représente la proportion du temps pendant lequel l'interrupteur (transistor) est activé par rapport au temps total de fonctionnement du circuit.

Le rapport cyclique est donné par :

$$\alpha = 1 - \frac{V_e}{V_s} \tag{1.12}$$

Avant de calculer les valeurs de l'inductance et de la capacité de sortie, il est nécessaire de déterminer les valeurs des courants I_L et I_s .

En supposant que les composants du convertisseur sont idéaux et que les pertes sont négligeables, nous obtenons :

$$P = V_s \times I_s = V_e \times I_e \tag{1.13}$$

Ainsi, nous obtenons :

$$\begin{cases} I_L = \frac{P}{V_e} \\ I_s = \frac{P}{V_s} \end{cases} \tag{1.14}$$

1.6.2 Détermination de la valeur d'inductance L

Dans un convertisseur boost, le rôle de l'inductance est de stocker de l'énergie magnétique quand le transistor du convertisseur est activé, permettant ainsi de transférer l'énergie de l'entrée vers la sortie. Lorsque le transistor est désactivé, l'énergie stockée dans l'inductance est transférée au condensateur de sortie et à la charge. L'inductance doit être dimensionnée pour assurer un fonctionnement continu. Elle est donnée par :

$$L = \frac{V_e \times \alpha}{f_s \times \Delta I_L} \tag{1.15}$$

1.6.3 *Détermination de la valeur de la capacité C*

La capacité dans un convertisseur boost fait référence au condensateur généralement présent en sortie du convertisseur, appelé condensateur de sortie. Ce condensateur doit être choisi pour limiter l'ondulation de la tension de sortie. La capacité est déterminée par l'équation suivante :

$$C = \frac{I_s \times \alpha}{f_s \times \Delta V_s} \quad (1.16)$$

Selon les normes standards, l'ondulation de la tension de sortie ΔV_s peut varier entre 1 % et 5 %, tandis que l'ondulation du courant d'entrée ΔI_L peut se situer entre 20 % et 40 % [13].

➤ *Dimensionnement d'un convertisseur boost pour une sortie de 20 V à partir d'une tension d'entrée de 10 V*

Pour notre cahier des charges, et en tenant compte des limitations des composants disponibles, nous visons à obtenir une tension de sortie proche de $V_s = 20V$ à partir d'une tension d'entrée de $V_e = 10V$, avec une ondulation de la tension de sortie $\Delta V_s = 1,4\% V_s$ et une ondulation du courant d'entrée $\Delta I_L = 20\% I_L$, une fréquence de commutation f_s de 4 kHz, une puissance $P = 15 W$ et une charge résistive $R = 37 \Omega$.

✓ *Calcul du rapport cyclique*

$$\alpha = 1 - \frac{V_e}{V_s} = 1 - \frac{10}{20} = 0,5$$

$$\alpha = 50 \%$$

✓ *Calcul des valeurs des courants I_L et I_s*

$$I_L = \frac{P}{V_e} = \frac{15}{10}$$

$$I_L = 1,5A$$

$$I_s = \frac{P}{V_s} = \frac{15}{20}$$

$$I_s = 0,75A$$

✓ *Calcul des valeurs de ΔV_s et ΔI_L*

$$\Delta V_s = 0,014 \times V_s = 0,014 \times 20$$

$$\Delta V_s = 0,28V$$

$$\Delta I_L = 0,2 \times I_L = 0,2 \times 1,5$$

$$\Delta I_L = 0,3 \text{ A}$$

✓ *Calcul de la valeur de l'inductance L*

$$L = \frac{V_e \times \alpha}{f_s \times \Delta I_L} = \frac{10 \times 0,5}{4000 \times 0,2 \times 1,5} = 4,15 \text{ mH}$$

✓ *Calcul de la valeur de la capacité C*

$$C = \frac{I_s \times \alpha}{f_s \times \Delta V_s} = \frac{0,75 \times 0,5}{4000 \times 0,014 \times 20}$$

$$C = 335 \mu\text{F}$$

1.7 Conclusion

En conclusion, le convertisseur boost se distingue par ses caractéristiques uniques, ce qui en fait un élément indispensable dans de nombreuses applications d'alimentation électrique. Ce chapitre a présenté le principe de fonctionnement de ce convertisseur et a examiné en détail les étapes essentielles pour déterminer les composants clés nécessaires à la conception efficace de ce dispositif.

Les calculs précis effectués permettent de sélectionner avec exactitude les composants nécessaires à la réalisation d'un convertisseur boost performant et fonctionnel, parfaitement adapté à nos besoins spécifiques.

Chapitre 2

Commande et simulation d'un convertisseur DC-DC boost

2.1 Introduction

Dans ce deuxième chapitre, nous présenterons la commande du convertisseur DC-DC boost dimensionné dans le chapitre précédent, d'abord en boucle ouverte, puis en boucle fermée à l'aide d'un régulateur PI. Plusieurs simulations réalisées sous *MATLAB/ SIMULINK* seront présentées et analysées afin de démontrer les performances du régulateur PI calculé.

2.2 L'outil de simulation MATLAB/SIMULINK

MATLAB fait également partie d'un ensemble d'outils intégrés dédiés au traitement du signal. En complément du noyau de calcul Matlab, l'environnement comprend des modules optionnels qui sont parfaitement intégrés à l'ensemble :

MATLAB fait partie d'un ensemble d'outils intégrés dédiés au traitement du signal. En complément du noyau de calcul *MATLAB*, l'environnement comprend des modules optionnels parfaitement intégrés, notamment :

- Une vaste gamme de bibliothèques de fonctions spécialisées (Toolboxes).
- Simulink, un puissant environnement de modélisation et de simulation de systèmes dynamiques, qu'ils soient linéaires ou non linéaires, basé sur des schémas blocs.
- Des bibliothèques de blocs spécialisés (Blocksets).

SIMULINK constitue une plateforme polyvalente pour la simulation et la modélisation de systèmes dynamiques dans divers domaines. Cette plateforme offre un environnement graphique ainsi qu'un ensemble de bibliothèques comprenant des blocs de modélisation, facilitant ainsi la conception, la simulation, l'implémentation, et le contrôle précis de différents systèmes [5]. La **figure 2.1** illustre la bibliothèque *SIMULINK* sous l'environnement *MATLAB*.

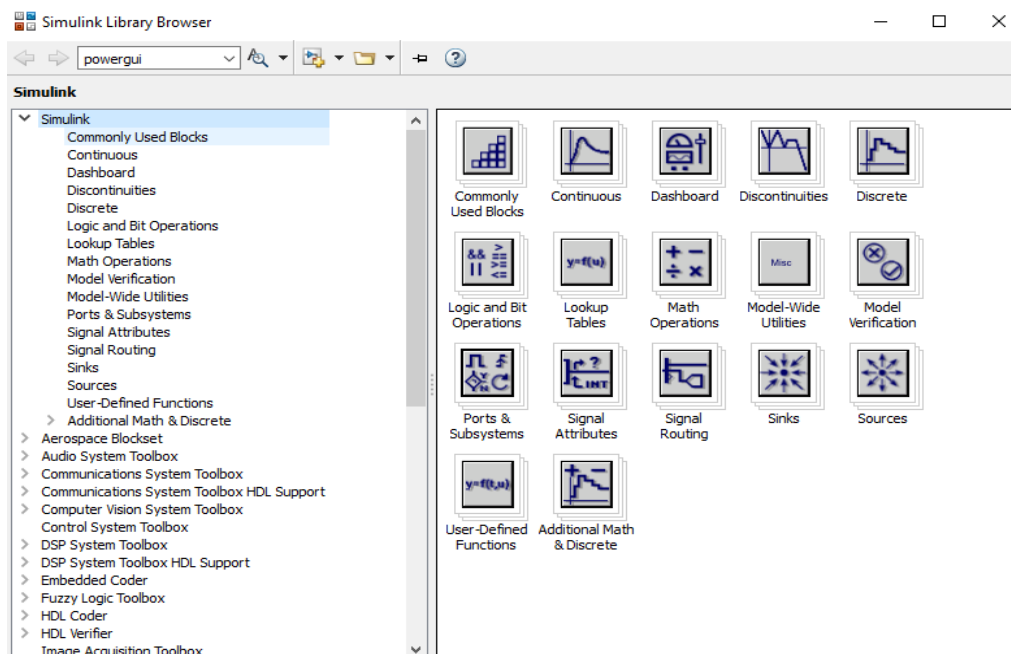


Figure 2.1 – Bibliothèque *SIMULINK*

2.3 Simulation du convertisseur DC-DC boost en boucle ouverte

Une simulation en boucle ouverte d'un convertisseur DC-DC boost sous *MATLAB SIMULINK* permet de modéliser et d'analyser son fonctionnement sans recours à une régulation pour stabiliser la tension de sortie. Une tension continue est appliquée à l'entrée, et la tension ainsi que le courant de sortie sont ensuite observés en fonction du rapport cyclique imposé.

Les paramètres du convertisseur boost sont présentés dans le tableau ci-dessous.

Tableau 2.1 – Paramètres du convertisseur boost

Grandeur	V_e [V]	R [Ω]	L [mH]	C [μ F]	f_s [kHz]
Valeur	10	37	4.25	330	4

La **figure 2.2** ci-dessous présente le modèle de notre convertisseur boost en boucle ouverte, réalisé à l'aide du logiciel de simulation *MATLAB SIMULINK*.

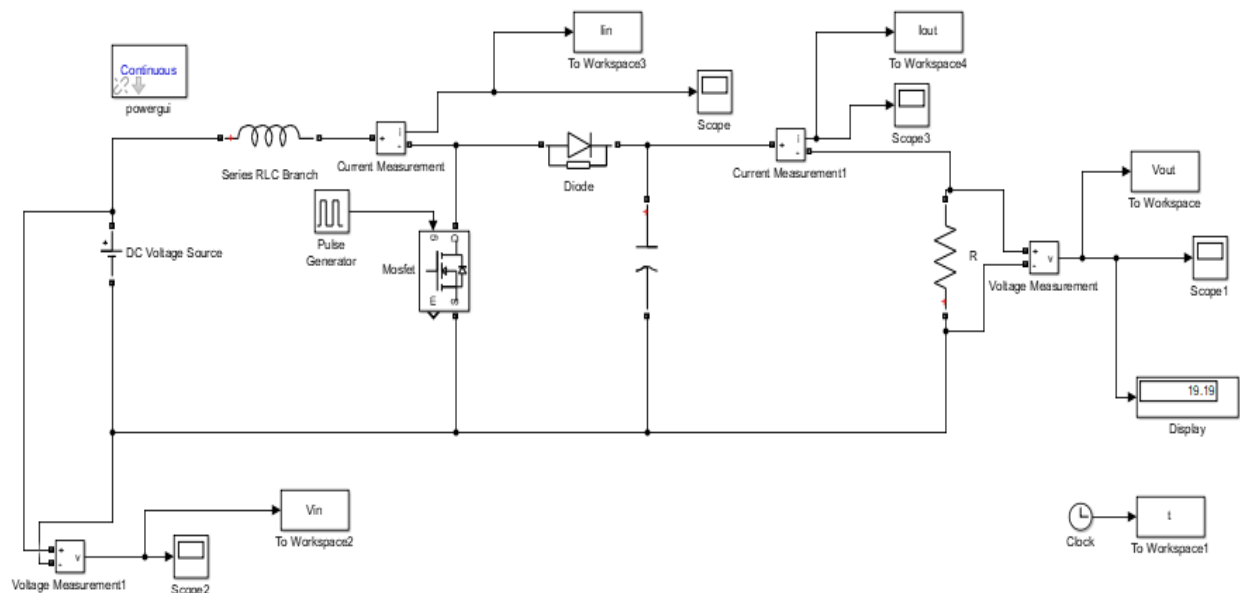


Figure 2.2 – Schéma bloc de la commande du convertisseur boost en boucle ouverte

2.3.1 Résultats de simulation

Nous visons à obtenir des tensions de sortie équivalentes aux tensions de référence, avec une tension d'entrée de 10 V. Trois tests ont été réalisés pour ce faire, pour des tensions de référence de 17 V, 20 V et 24 V.

Conformément à l'équation (1.8) obtenue dans le chapitre 1, les rapports cycliques nécessaires pour atteindre ces tensions de référence sont présentés dans le tableau suivant :

Tableau 2.2 – Tensions de référence et de leurs rapports cycliques

Tension de référence [V]	17	20	24
Rapport cyclique [%]	41,17	50	58,33

Les résultats de simulation sous *MATLAB/SIMULINK* concernant la tension et le courant de sortie (V_s et I_s) du convertisseur boost, ainsi que le courant circulant dans l'inductance I_L en

boucle ouverte, pour différentes valeurs du rapport cyclique sont présentés dans les **figures 2.3** à **2.8**.

Les résultats obtenus pour $\alpha = 41,17\%$:

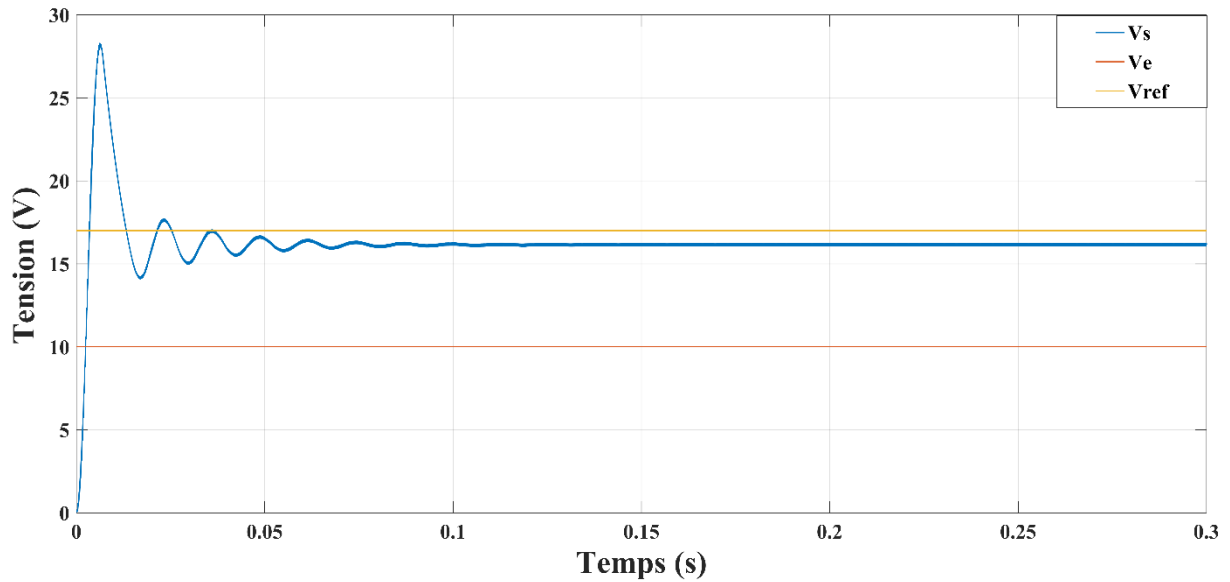


Figure 2.3 – Courbes de la tension d'entrée V_e et de la tension de sortie V_S en boucle ouverte pour $V_{ref}=17$ V

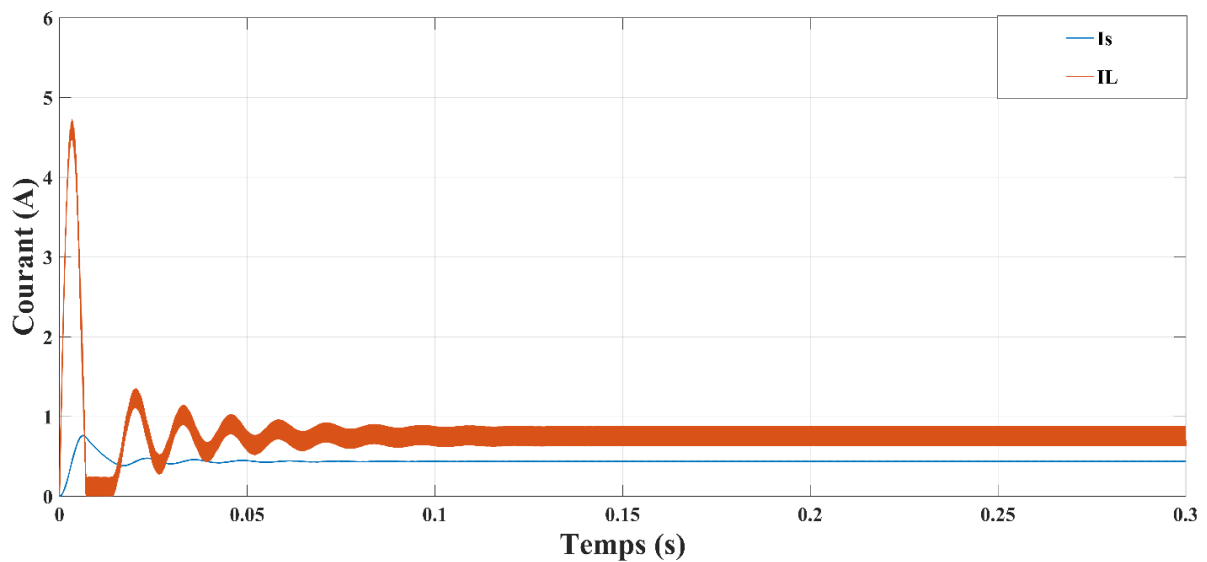


Figure 2.4 – Courbes du courant de sortie I_S et du courant d'inductance I_L en boucle ouverte pour $V_{ref}=17$ V

Les résultats obtenus pour $\alpha = 50\%$:

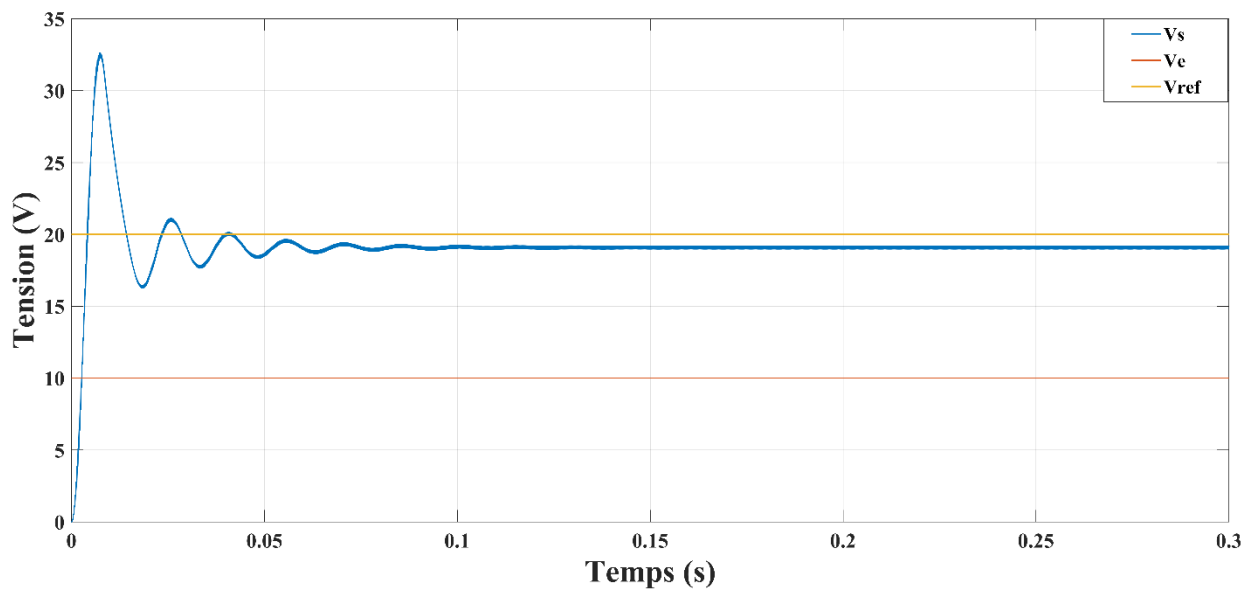


Figure 2.5 – Courbes de la tension d'entrée V_e et de la tension de sortie V_s en boucle ouverte pour $V_{ref}=20\text{ V}$

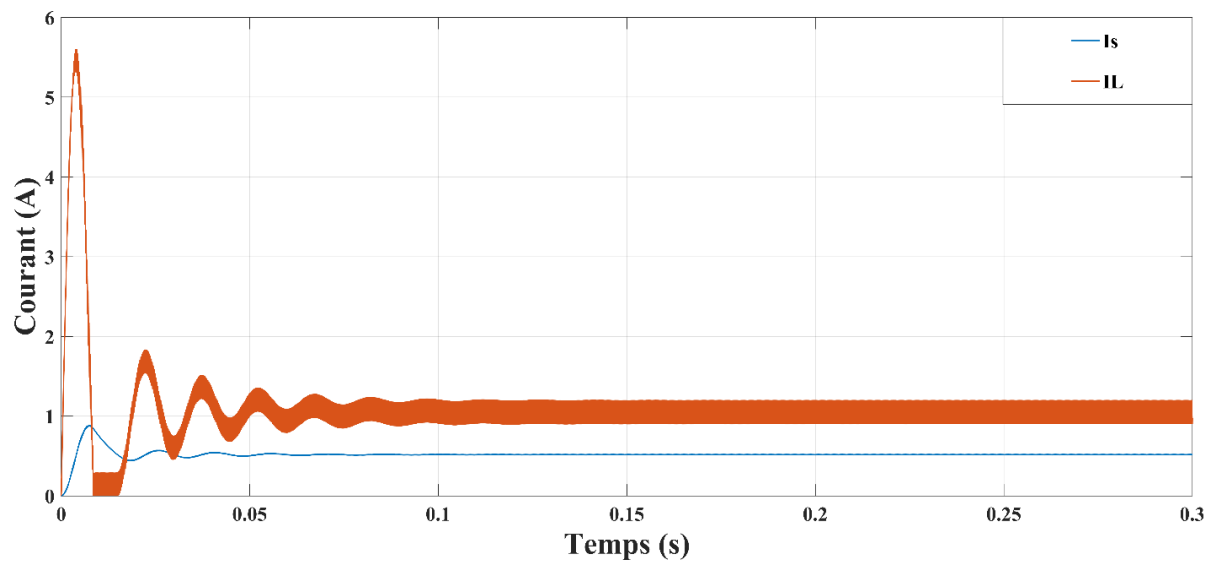


Figure 2.6 – Courbes du courant de sortie I_s et du courant d'inductance I_L en boucle ouverte pour $V_{ref}=20\text{ V}$

Les résultats obtenus pour $\alpha = 58,33\%$:

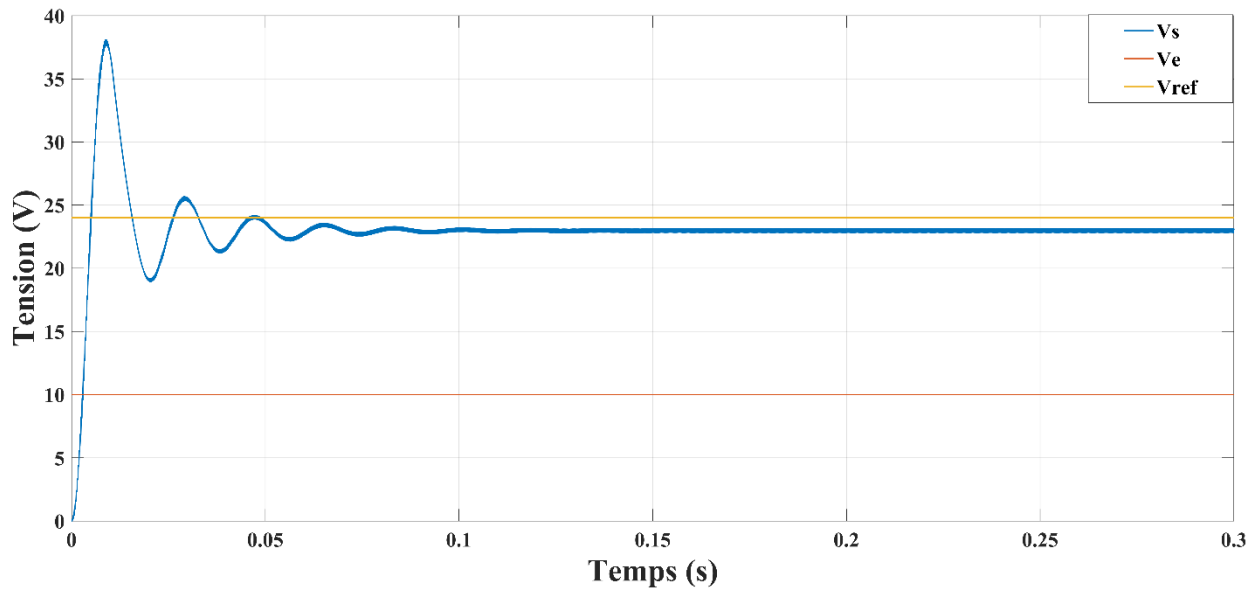


Figure 2.7 – Courbes de la tension d'entrée V_e et de la tension de sortie V_s en boucle ouverte pour $V_{ref}=24\text{ V}$

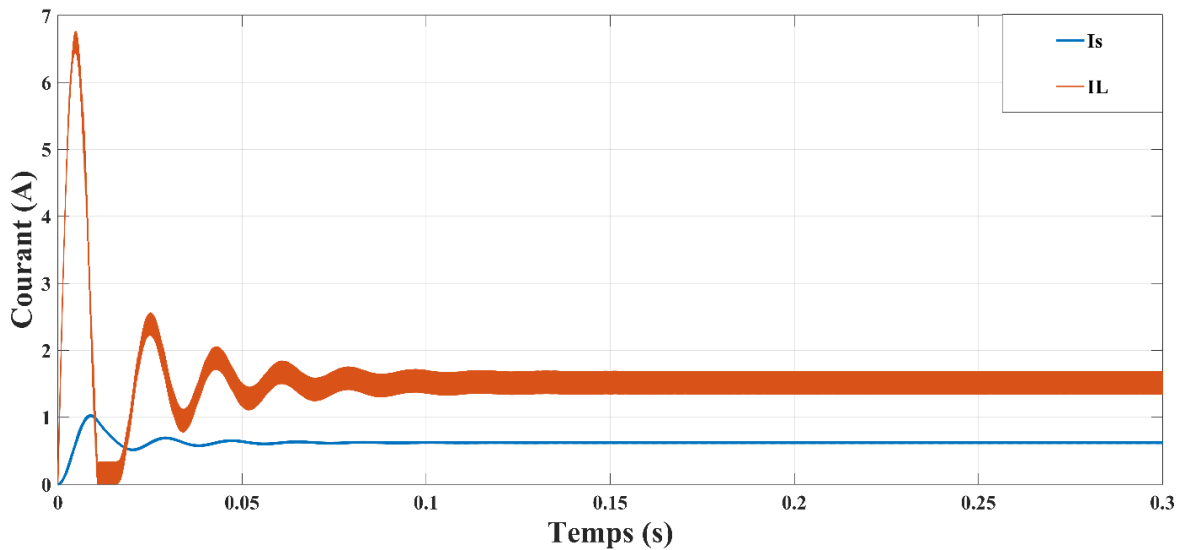


Figure 2.8 – Courbes du courant de sortie I_s et du courant d'inductance I_L en boucle ouverte pour $V_{ref}=24\text{ V}$

Les résultats de simulation montrent que la tension de sortie n'atteint pas les tensions de référence souhaitées. Lors du fonctionnement en boucle ouverte, le convertisseur boost est plus sensible aux perturbations, en raison de l'absence de mécanismes de rétroaction pour rectifier ses performances. Pour obtenir un rendement optimal et une sortie stable, il est crucial de concevoir soigneusement le circuit, de choisir des composants de qualité, et de prendre en compte l'influence de l'environnement. Cependant, pour améliorer la stabilité et la précision face à ces perturbations, il est souvent nécessaire d'utiliser une boucle de contrôle fermée.

2.4 Commande et simulation du convertisseur DC-DC boost en boucle fermée

La commande en boucle fermée d'un convertisseur DC-DC boost, visant à contrôler sa tension de sortie, nécessite la mise en œuvre d'une stratégie de régulation afin d'améliorer la performance et la stabilité du convertisseur par rapport à la commande en boucle ouverte. Dans cette étude nous avons opter pour un régulateur PI (proportionnel -Intégral). Le régulateur PI est utilisé pour maintenir la tension de sortie à sa valeur de référence en ajustant le rapport cyclique du convertisseur. Il corrige les écarts entre la tension de sortie mesurée et la tension de référence, afin de minimiser l'erreur. La **figure 2.9** illustre la structure de régulation de la tension de sortie du convertisseur en boucle fermée.

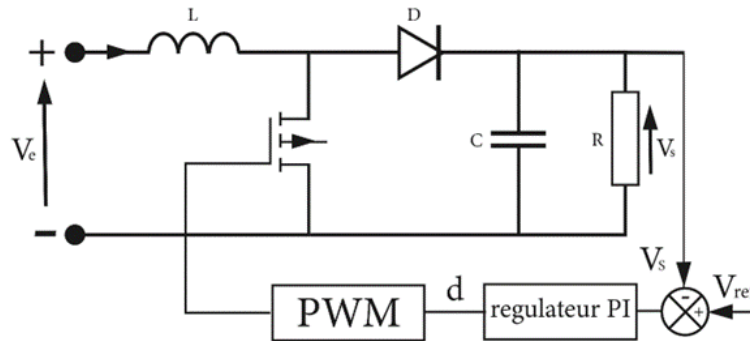


Figure 2.9 – Structure du convertisseur boost en boucle fermée

La **figure 2.10** présente le schéma bloc *SIMULINK* de la commande en boucle fermée du convertisseur boost.

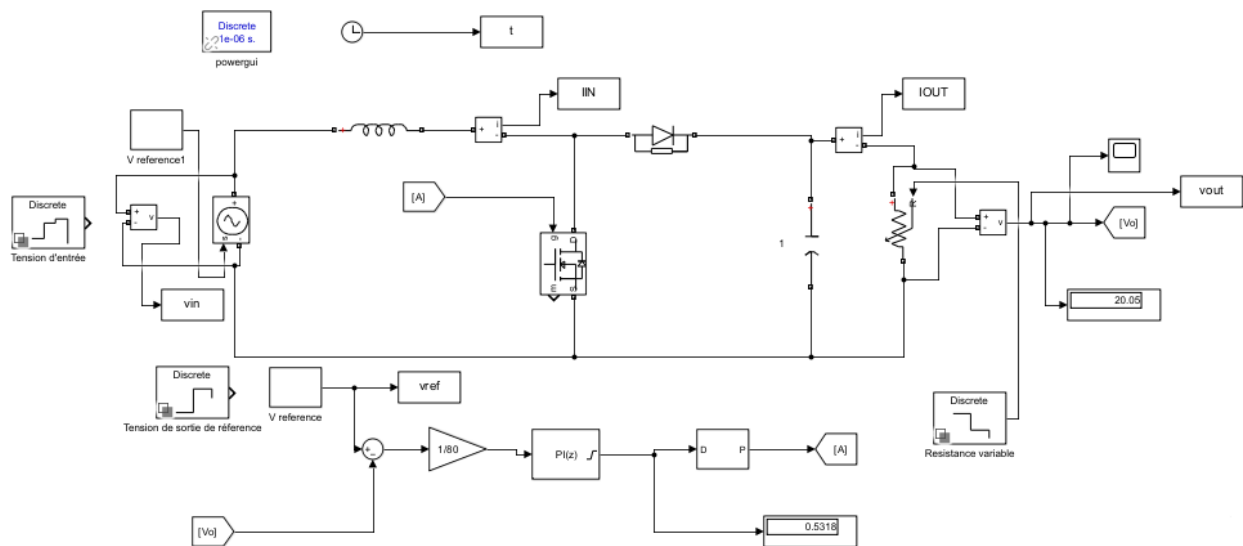


Figure 2.10 – Schéma bloc du convertisseur boost en boucle fermée sous *MATLAB / SIMULINK*

Les régulateurs Proportionnel-Intégral occupent une place essentielle dans l'industrie, répondant à plus de 90% des besoins industriels. Le régulateur PI est utilisé dans de nombreux domaines, notamment le contrôle de la température, le contrôle de la vitesse, le contrôle des convertisseurs de puissances, le contrôle de la position, la régulation de la pression, etc. [6].

2.4.1 Architecture d'un régulateur PI

Le régulateur PI est le régulateur le plus utilisé en pratique où ses contributions à la précision mais aussi à la robustesse du système sont particulièrement appréciées.

Le régulateur PI assure une transmission instantanée du signal d'erreur $\varepsilon(t)$, suivi d'une intégration de ce signal afin de générer une commande $u(t)$. Ce correcteur est utilisé chaque fois qu'une erreur permanente doit être annulée ou minimisée, c'est à dire une amélioration de la précision du système.

Dans notre cas, nous avons utilisé un régulateur PI avec une structure parallèle comme illustré à la **figure 2.11**. Cette architecture permet un réglage indépendant des gains proportionnel et intégral, offrant ainsi une grande flexibilité pour diverses applications [8].

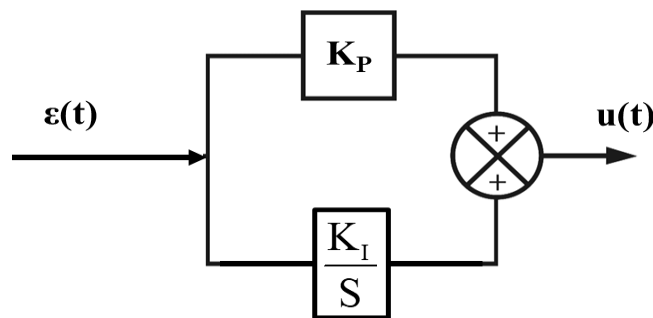


Figure 2.11 – Structure parallèle du régulateur PI

K_P : le gain proportionnel

K_I : le gain intégral

La loi de commande du régulateur PI parallèle est définie comme la somme des deux actions est donnée par :

$$u(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + K_I \int \varepsilon(t) dt \quad (1.1)$$

2.5 Calcul des paramètres du régulateur PI

Pour déterminer les paramètres du régulateur PI, nous utilisons la méthode de Ziegler-Nichols, une technique empirique largement utilisée pour déterminer les paramètres proportionnel (P), intégral (I) et dérivé (D) d'un régulateur PID (Proportionnel, Intégral, Dérivé). Cette méthode proposée par John G. Ziegler et Nathaniel B. Nichols dans les années 1942 [7], est reconnue pour sa simplicité et son efficacité dans le réglage des régulateurs.

✓ Détermination de la valeur du gain critique K_{Cr}

Dans ce test, nous allons simuler le système en boucle fermée en utilisant uniquement un contrôle proportionnel ($K_I = 0$). Nous augmenterons progressivement le gain proportionnel (K_P) jusqu'à ce que le système atteigne un état d'oscillation stable. À ce point, nous avons déterminé le gain critique $K_{Cr} = 0,066$.

✓ *Détermination de la période d'oscillation P_U*

La **figure 2.12** présente la tension de sortie en régime permanent pour la valeur de $K_p=K_{cr}=0,066$.

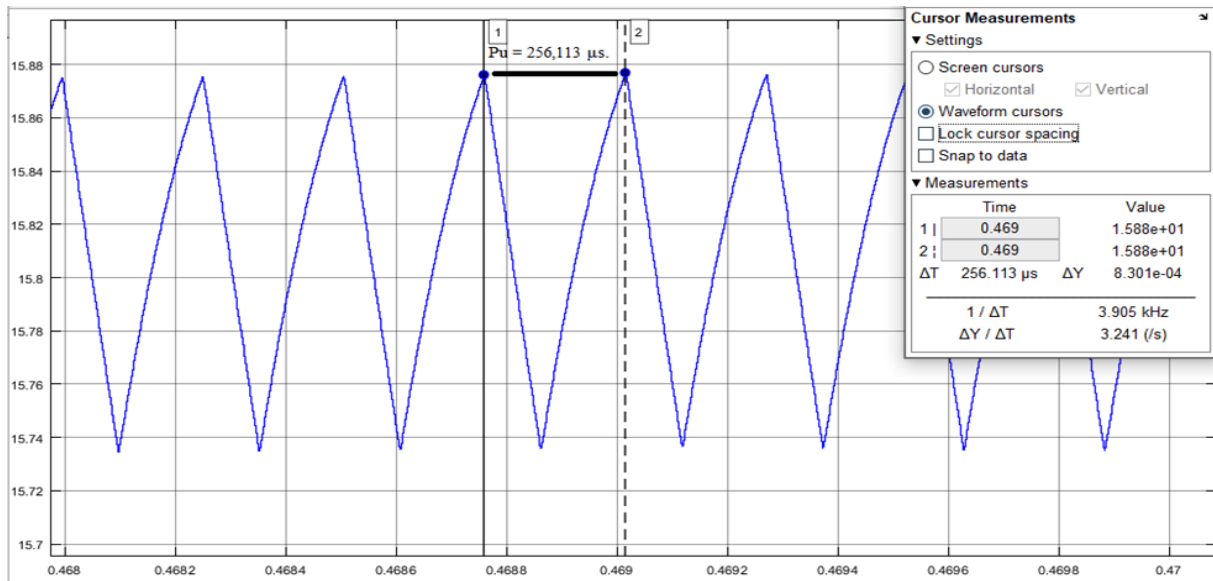


Figure 2.12- Réponse de la tension de sortie en régime permanent

Nous avons noté que pour un gain critique $K_{cr}=0,066$ le système oscille d'une manière stable. La période d'oscillation mesurée est de $P_U = 254 \mu s$.

Les formules suivantes, dérivées de la méthode de Ziegler-Nichols, permettent de calculer les paramètres du régulateur PI.

✓ *Calcul du gain K_P*

$$K_p = 0.45 \times K_{Cr} \quad (2.2)$$

✓ *Calcul du gain K_I*

$$K_I = \frac{K_p}{P_U} \quad (2.3)$$

Calculs numériques :

$$K_p = 0.45 \times 0,066$$

$$K_p = 0,0297$$

$$K_I = \frac{0,0297}{0,000255}$$

$$K_I = 116,47$$

Nous avons appliqué ces paramètres afin d'améliorer la performance de la tension de sortie en boucle fermée, avec une tension de sortie de référence fixée à $V_{\text{ref}} = 20$ V. Les **figures 2.13** et **2.14** montrent les résultats obtenus.

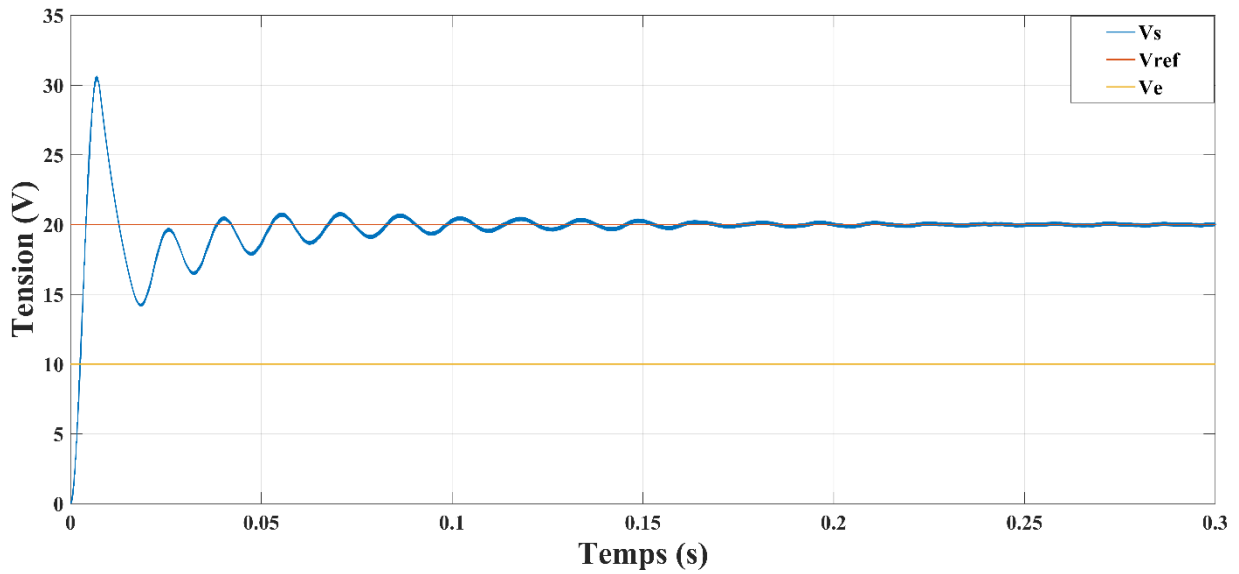


Figure 2.13– Courbes de la tension d'entrée V_e et de la tension de sortie V_s en boucle fermée

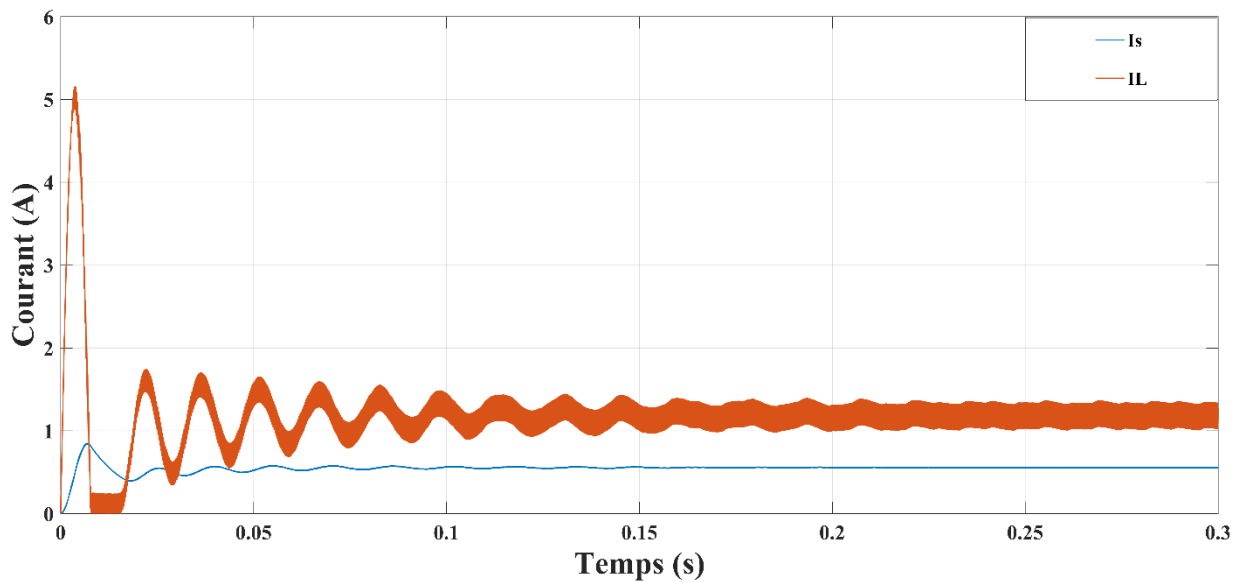


Figure 2.14 – Courbes du courant de sortie I_s et du courant d'inductance I_L en boucle fermée

Selon ces résultats, nous avons constaté que la tension de sortie V_S oscille initialement avant de se stabiliser autour de sa valeur référence $V_{ref} = 20$ V. Nous notons également une diminution des pics de la tension de sortie et du courant d'inductance au démarrage par rapport à la commande en boucle ouverte.

2.6 Tests de performances

Pour démontrer la fiabilité et les performances du régulateur PI conçu pour la commande du convertisseur boost, nous avons effectué trois tests :

- Variation de la tension de référence de sortie V_{ref}
- Variation de la tension d'entrée V_e
- Variation de la charge R

2.6.1 Variation de la tension de référence de sortie V_{ref}

Pour démontrer l'efficacité du régulateur PI calculé, nous avons effectué un test en appliquant une variation brusque de la tension de référence, passant de 17 V à 20 V, puis à 24 V, avec une tension d'entrée fixée à 10 V. Les résultats obtenus pour la tension de sortie V_S et le courant de sortie I_S sont présentés respectivement dans les **figures 2.15** et **2.16**.

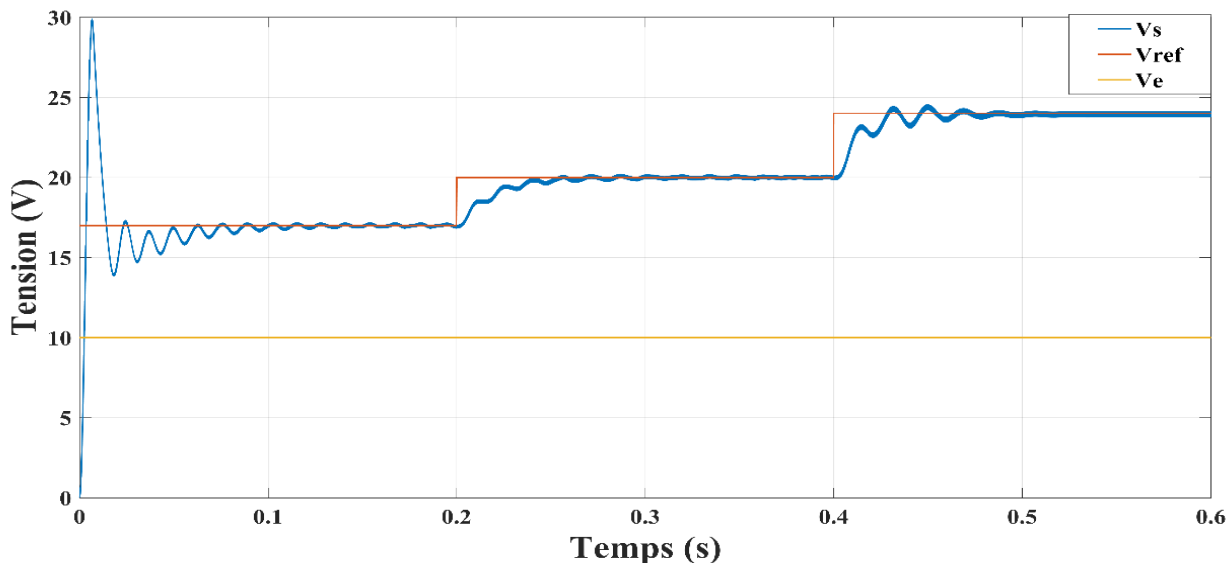


Figure 2.15 – Réponse de la tension de sortie V_S aux variations de V_{ref}

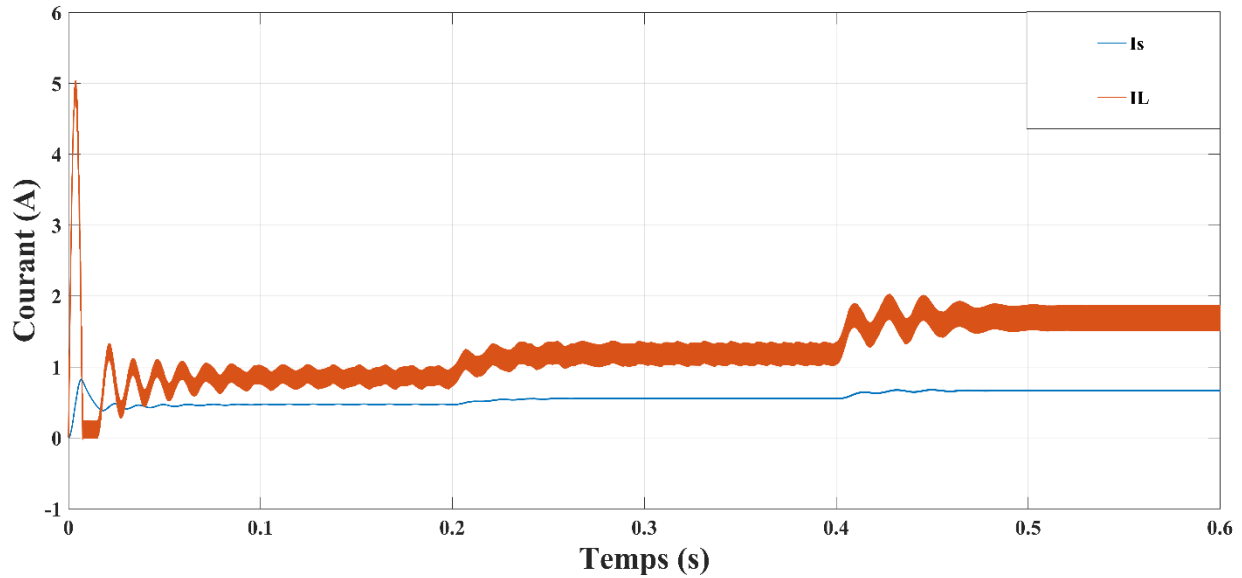


Figure 2.16 – Réponse du courant de sortie I_s et du courant d'inductance I_L aux variations de V_{ref}

D'après ce test, nous avons observé que la tension de sortie V_s oscille initialement avant de se stabiliser autour de chaque valeur de tension de référence V_{ref} fixée à 17, 20, et 24 V. Deux changements brusques de consigne se produisent vers 0,2s et 0,4s, auxquels le système de régulation réagit en ajustant V_s pour atteindre les nouvelles valeurs de référence.

Nous avons également constaté un comportement similaire pour le courant de sortie I_s , qui présente des oscillations initiales avant de se stabiliser. Les changements de consigne à 0,2s et 0,4s entraînent également des variations du courant de sortie, qui s'ajuste pour s'adapter aux nouvelles conditions.

2.6.2 Variation de la tension d'entrée V_e

Nous avons réalisé trois variations de la tension d'entrée $V_e = [9,10,12]$ V, Avec une tension de référence V_{ref} fixée à 20V. Les résultats obtenus pour la tension de sortie V_s et le courant de sortie I_s sont présentés respectivement dans la **figure 2.17** et la **figure 2.18**.

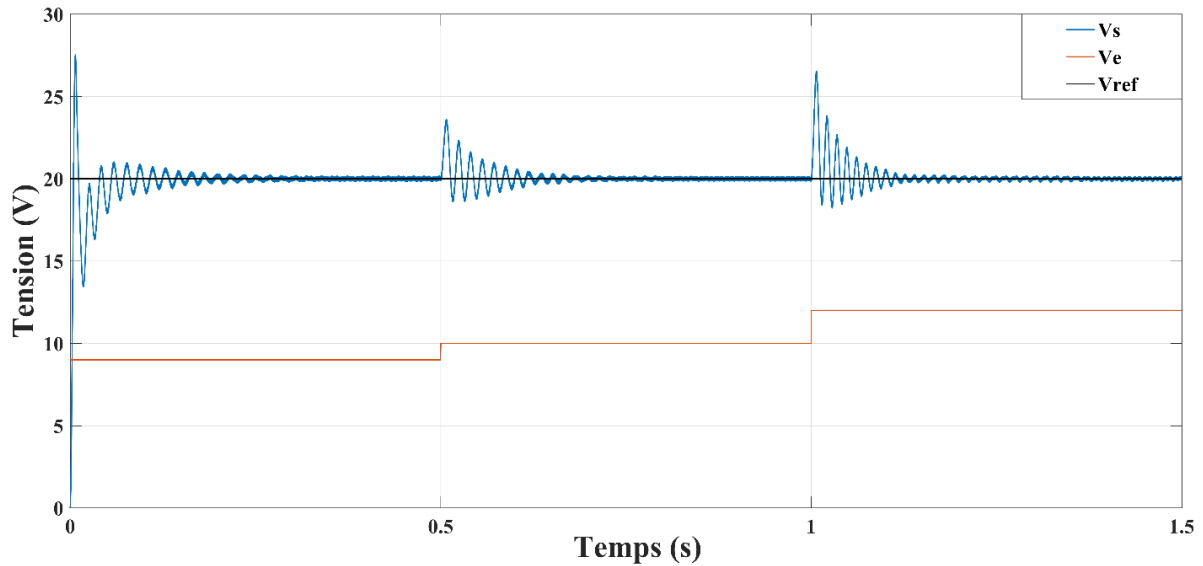


Figure 2.17 – Réponse de la tension de sortie V_s aux variations de V_e

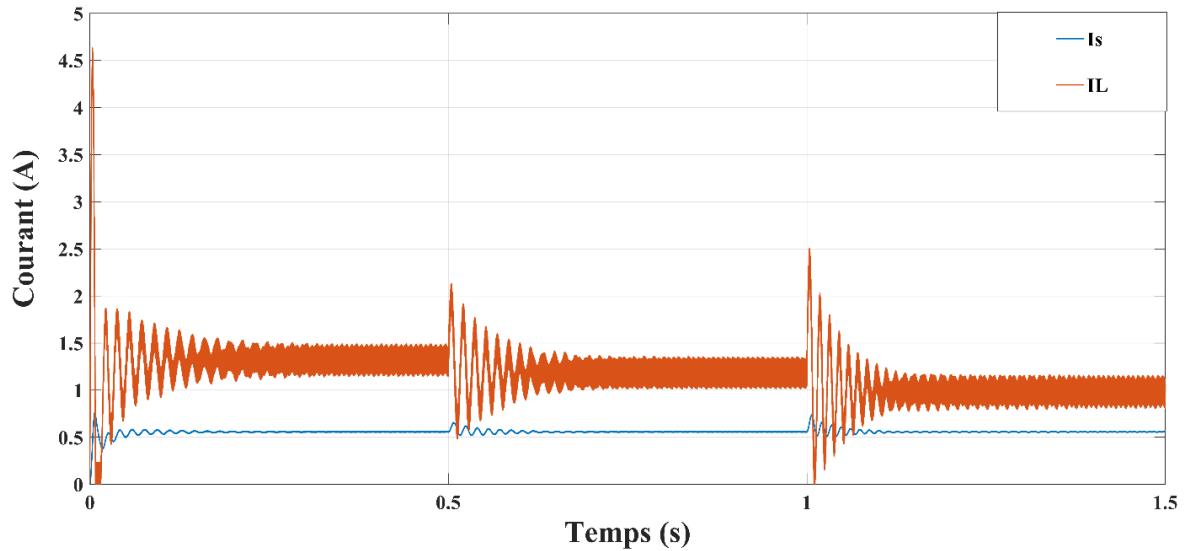


Figure 2.18 – Réponse du courant de sortie I_s et du courant d'inductance I_L aux variations de V_e

Nous avons observé que la tension de sortie V_s oscille autour de sa valeur de référence $V_{ref}=20V$, avec des pics d'oscillation à chaque changement de tension d'entrée V_e . Malgré ces perturbations, le système parvient à stabiliser la tension de sortie V_s autour de la valeur de référence.

Nous avons constaté aussi des oscillations similaires du courant de sortie I_s , particulièrement marquées lors des changements de la tension d'entrée. Le courant de sortie I_s tend à se stabiliser après chaque perturbation.

2.6.3 Variation de la charge R

Pour démontrer la robustesse de notre régulateur, nous avons effectué, dans ce dernier test, des variations brusques de la charge R, passant de 36 à 18 puis à 9 Ω . La tension d'entrée V_e est fixée à 10 V, tandis que la tension de référence V_{ref} est maintenue à 20 V. Les résultats obtenus pour la tension de sortie V_s et le courant de sortie I_s sont présentés respectivement dans les **figures 2.19** et **2.20**.

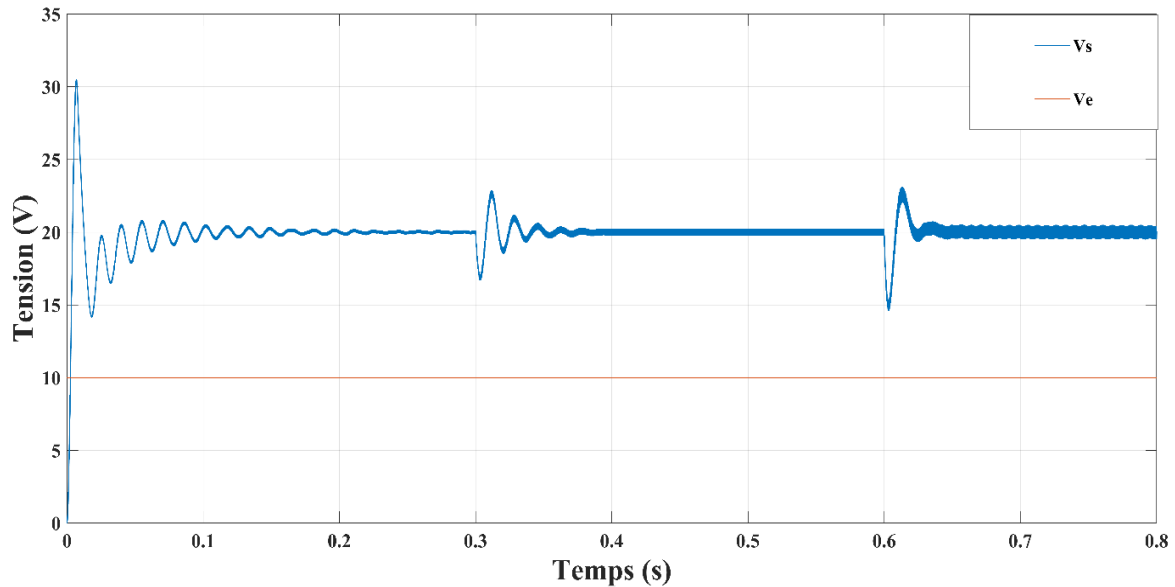


Figure 2.19 – Réponse de la tension de sortie V_s aux variations de la charge R

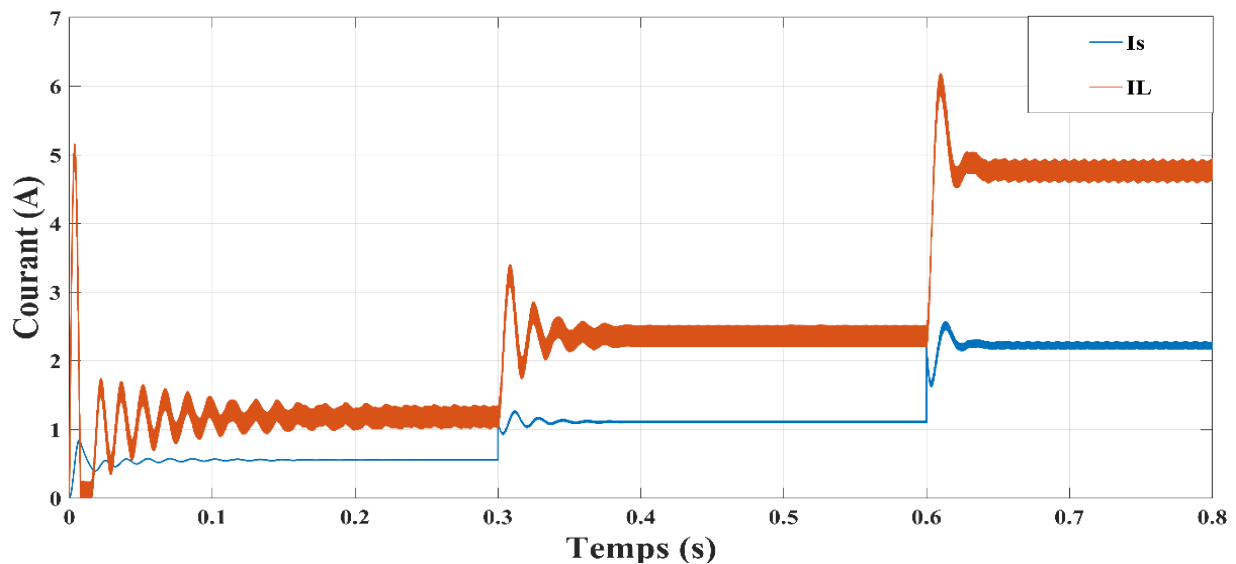


Figure 2.20 – Réponse du courant de sortie I_s et du courant d'inductance I_L aux variations de la charge R

Nous avons observé que la tension de sortie V_s présente de légères oscillations lors des variations de la charge R avant de se stabiliser autour de la valeur de référence de 20V. Nous avons également noté des variations significatives du courant, avec trois niveaux distincts correspondant aux trois valeurs de charge modifiées. À chaque changement de charge (aux instants 0,3s et 0,6s), une décroissance du courant de sortie I_s et du courant d'entrée I_L a été observée en réponse à chaque augmentation de la charge, passant successivement de 36Ω à 18Ω , puis à 9Ω .

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons démontré l'importance d'une régulation en boucle fermée pour les convertisseurs DC-DC boost. Alors que la simulation en boucle ouverte a révélé des limitations significatives, l'implémentation d'un régulateur PI en boucle fermée a considérablement amélioré les performances du système. L'utilisation de la méthode de Ziegler-Nichols pour le calcul des paramètres du contrôleur PI (K_p et K_I), Cette étape a démontré l'importance d'un réglage précis pour obtenir une réponse optimale du système, combinée à des tests rigoureux de robustesse face aux variations de tension de référence, d'entrée et de charge, a mis en évidence la capacité du système à maintenir une tension de sortie stable malgré diverses perturbations.

Cette étude, réalisée grâce à l'outil MATLAB/Simulink, souligne non seulement l'efficacité de la régulation en boucle fermée pour les convertisseurs boost, mais ouvre également la voie à de futures optimisations et à l'exploration de stratégies de contrôle plus avancées pour répondre aux exigences croissantes en matière de stabilité et de précision dans les applications de conversion d'énergie.

Chapitre 3

Réalisation et validation expérimentale

3.1 Introduction

Après l'étude théorique, nous passons à la réalisation pratique du convertisseur boost. Dans ce chapitre, nous examinerons la simulation à l'aide du logiciel ISIS PROTEUS afin de vérifier le bon fonctionnement des circuits de puissance et de commande. Cette simulation comprendra un schéma détaillé du circuit de commande, intégrant le microcontrôleur ATmega328 de la carte Arduino Uno, ainsi que le circuit de puissance comprenant le convertisseur boost et une charge résistive. Une fois la simulation validée, nous procéderons à la construction de notre banc d'essai et à l'élaboration du programme Arduino à l'aide de l'environnement de développement Arduino IDE. Une description détaillée des composants constituant notre banc d'essai sera présentée. Enfin, les résultats expérimentaux obtenus seront présentés et analysés.

3.2 Description générale

Pour vérifier expérimentalement la technique de commande développée précédemment, nous avons réalisé un banc d'essai constitué des éléments suivants :

- **Convertisseur boost** : Le circuit principal du banc d'essai a été conçu et optimisé afin de réduire les pertes de puissance et de minimiser les interférences électromagnétiques. Il est principalement composé d'un MOSFET, d'une inductance, d'une capacité et d'une diode rapide.
- **Alimentation stabilisée DC** : Fournit la tension d'entrée au convertisseur.
- **Carte Arduino UNO** : Utilisée pour le contrôle et la génération de signaux PWM.
- **Ordinateur** : Équipé du logiciel IDE pour la programmation de la carte Arduino.
- **Capteur de tension** : Permet de mesurer la tension de sortie du convertisseur boost.
- **Charge résistive** : Simule la charge du convertisseur.
- **Carte de commande et d'isolation** : Composée d'un driver qui ajuste la tension de sortie de l'Arduino pour commander le MOSFET du convertisseur et d'un optocoupleur pour protéger la partie commande de toute anomalie provenant de la partie puissance.
- **Oscilloscope numérique** : Utilisé pour visualiser les tensions d'entrée et de sortie du convertisseur boost.
- **Fils de connexion** : Des fils de différentes couleurs et tailles relient les divers composants, assurant les connexions nécessaires entre l'alimentation, le circuit de contrôle (Arduino), le convertisseur et les instruments de mesure.

La **figure 3.1** montre le dispositif expérimental que nous avons construit au laboratoire LATAGE. Ce dispositif nous permet de tester concrètement la commande que nous avons conçue et simulée auparavant. Notre but est de vérifier si les résultats obtenus en pratique correspondent bien à ceux que nous avons obtenus lors des simulations.

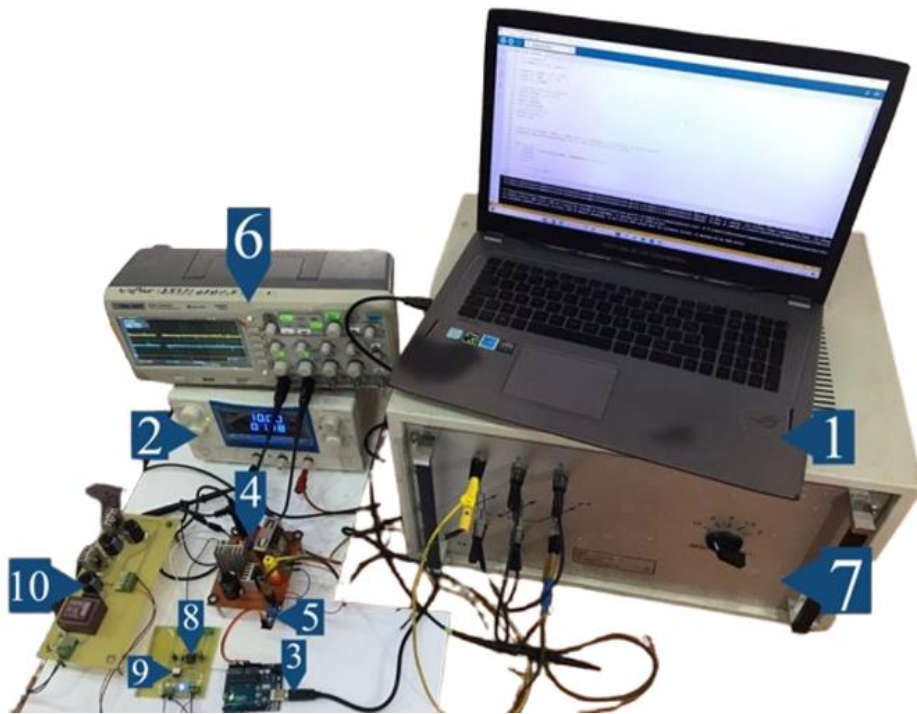


Figure 3.1 – Photographie du banc d'essai réalisé

- | | |
|-----------------------------------|--|
| 1 – PC | 6 – Oscilloscope numérique |
| 2 – Alimentation du convertisseur | 7 – Charge résistive |
| 3 – Arduino UNO | 8 – Driver |
| 4 – Convertisseur boost | 9 – Optocoupleur |
| 5 – Capteur de tension | 10 – Alimentation de circuit de commande |

La figure 3.2 présente une photographie du convertisseur boost réalisé au laboratoire LATAGE.

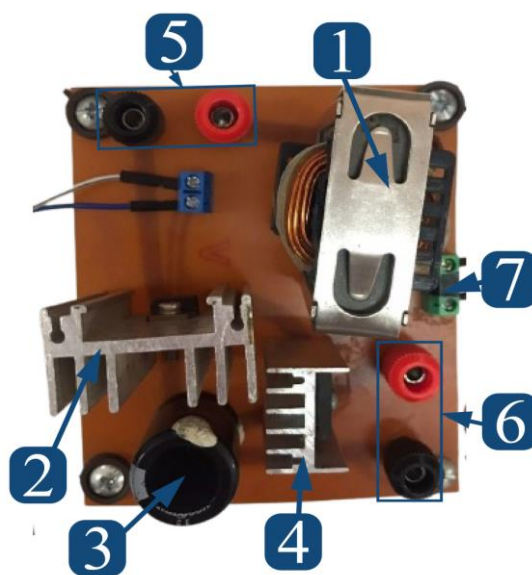


Figure 3.2 – Photographie du convertisseur boost réalisé

- | | |
|----------------------|---------------------------------|
| 1 – Inductance (L) | 5 – Bornes de tension d'entrée |
| 2 – Mosfet | 6 – Bornes de tension de sortie |
| 3 – Condensateur (C) | 7 – Bornes de mesure |
| 4 – Diode | |

3.3 Fonctionnement du banc d'essai

Le banc d'essai fonctionne comme un système intégré où chaque composant joue un rôle crucial. L'alimentation fournit la tension d'entrée au circuit de puissance, qui est un convertisseur DC-DC boost composé d'une inductance, d'un MOSFET, d'une diode rapide et d'un condensateur de sortie. Le cœur du contrôle repose sur une carte Arduino UNO, qui génère le signal PWM. Ce signal, amplifié par le driver et isolé par l'optocoupleur, commande le MOSFET pour réguler le flux d'énergie. En boucle fermée, le capteur de tension mesure la tension de sortie et renvoie l'information à l'Arduino, permettant un ajustement continu du rapport cyclique. La charge variable simule différentes conditions d'utilisation, tandis que l'oscilloscope visualise les tensions d'entrée et de sortie en temps réel. Ce système permet ainsi d'étudier et de valider le comportement du convertisseur boost dans diverses conditions, offrant une plateforme pratique pour la recherche et l'optimisation des performances.

La **figure 3.3** présente le schéma synoptique du système global.

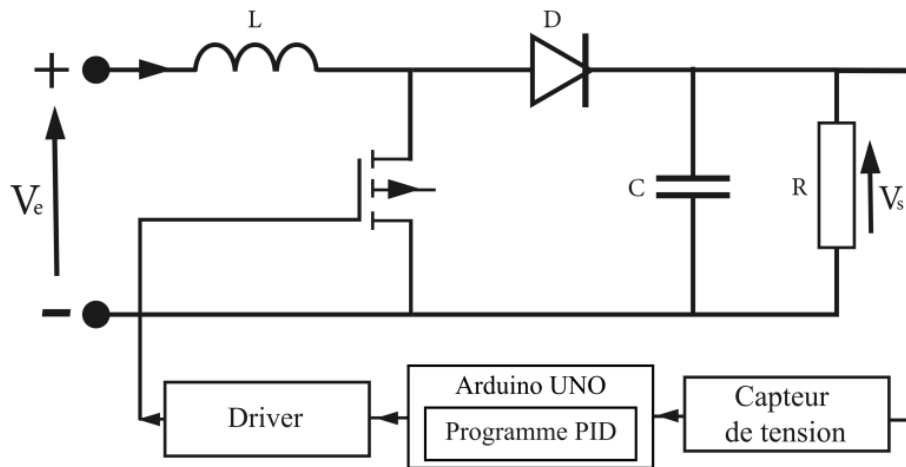


Figure 3.3 – Schéma synoptique du système global

3.4 Supports matériels et logiciels

Les différents supports entrant dans la réalisation de notre système sont répartis en deux catégories, matériels et logiciels.

3.4.1 Supports matériels

3.4.1.1 Carte Arduino

La carte Arduino est une petite carte programmable qui peut apprendre à effectuer des tâches en fonction d'un programme écrit d'avance. Elle est basée sur un microcontrôleur et fournit un

ensemble de broches d'entrée/sortie que les utilisateurs peuvent programmer pour interagir avec différents composants électroniques tels que des capteurs, des actionneurs et d'autres périphériques [6].

L'histoire de l'Arduino remonte à 2005, lorsque le concept a été développé par Massimo Banzi, David Cuartielles, Tom Igoe, Gianluca Martino, et David Mellis à l'Interaction Design Institute Ivrea en Italie. L'objectif principal était de créer une plateforme de prototypage abordable et facile à utiliser pour les artistes, les concepteurs, les amateurs et les étudiants.

Les utilisateurs programment les cartes Arduino à l'aide de l'IDE Arduino, un environnement de développement intégré basé sur Processing et Wiring. L'IDE Arduino utilise un langage de programmation basé sur C/C++ simplifié, ce qui le rend accessible même aux débutants.

Choix de la carte Arduino

Le choix d'une carte Arduino dépend généralement des besoins spécifiques du projet. Arduino propose une variété de modèles adaptés à différentes applications. Parmi les modèles les plus couramment utilisés, on trouve [4]:

- **Arduino Mini** : une version miniature utilisant un microcontrôleur ATmega168.
- **Arduino Nano** : une petite carte programmable via un port USB, utilisant un microcontrôleur ATmega168 (ou ATmega328 dans les versions plus récentes).
- **Arduino Bluetooth** : une carte avec une interface Bluetooth pour la programmation, utilisant un microcontrôleur ATmega168.
- **Arduino Uno** : une carte utilisant un microcontrôleur ATmega328.
- **Arduino Diecimila** : une carte avec une interface USB, utilisant un microcontrôleur ATmega168.
- **Arduino NG Plus** : une carte avec une interface USB pour la programmation, utilisant un microcontrôleur ATmega168.
- **Arduino NG** : une carte avec une interface USB pour la programmation, utilisant un microcontrôleur ATmega8.

Pour notre projet, nous avons sélectionné la carte Arduino Uno dotée du microcontrôleur ATmega328P, en raison de ses caractéristiques techniques adaptées à nos besoins, ainsi que de sa grande accessibilité et de la vaste communauté de développeurs qui l'utilisent.

Constitution de la carte Arduino Uno

La carte Arduino Uno est l'un des modèles les plus utilisés dans la famille Arduino. Elle possède les éléments suivants :

- **Microcontrôleur ATmega328P** : La carte Arduino Uno est équipée d'un microcontrôleur ATmega328P, qui est un microcontrôleur AVR 8 bits basé sur

l'architecture RISC. Il fonctionne à une fréquence de 16 MHz et dispose de 32 kilooctets de mémoire flash pour le stockage du programme, ainsi que de 2 kilooctets de RAM pour le stockage temporaire des données.

- **Broches d'Entrée/Sortie (E/S)** : La carte offre 14 broches d'E/S numériques, dont 6 peuvent être utilisées en tant que sorties PWM (Modulation de Largeur d'Impulsion), et 6 en tant qu'entrées analogiques. En outre, elle dispose de broches d'alimentation, de masse, et d'autres pour des fonctions spécifiques.
- **Alimentation** : La carte peut être alimentée via une connexion USB ou par une source externe.
- **Connectivité USB** : Elle est équipée d'un connecteur USB qui permet de la connecter facilement à un ordinateur pour la programmation du microcontrôleur.
- **Bouton de Réinitialisation** : Un bouton de réinitialisation est présent sur la carte pour redémarrer le microcontrôleur.
- **Horloge Cristalline** : La carte Arduino Uno utilise un cristal de 16 MHz pour générer une horloge stable.

Le brochage et les caractéristiques principales de la carte Arduino Uno sont présentés respectivement dans la **figure 3.4** et le **tableau 3.1**.

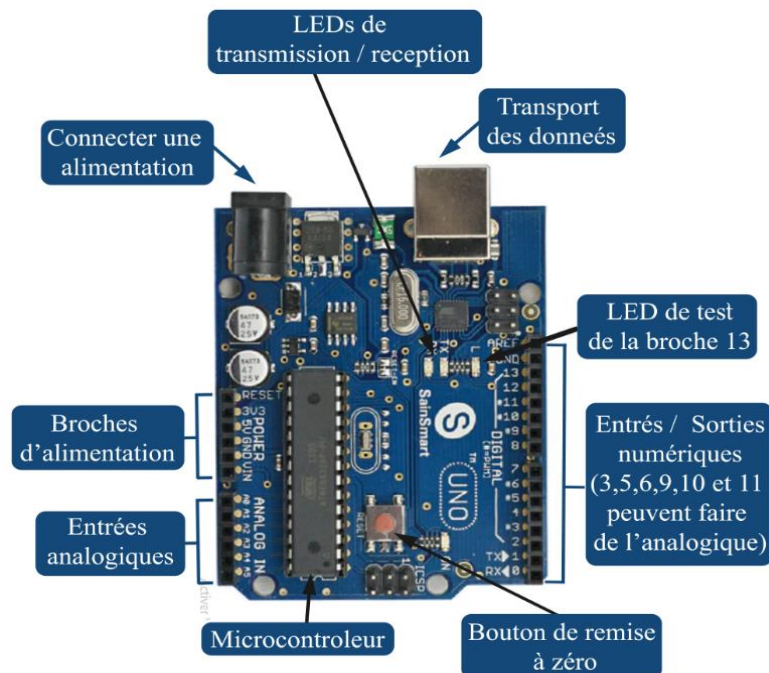


Figure 3.4– Brochage de la carte Arduino UNO

Tableau 3.1– Caractéristiques de la carte Arduino Uno

Microcontrôleur	ATmega328P
Tension de fonctionnement	5V
Tension d'alimentation recommandée	7 - 20 V
Flash	32 ko
EEPROM	1 ko
SRAM	2 ko
Broches d'E/S numériques	14 dont 6 PWM
Broches d'E/S analogiques	6
Courant par sortie	40 mA
Type d'interface USB	ATmega16U2
Dimensions	68,6 mm * 53,3 mm

3.4.1.2 Transistor MOSFET

Le convertisseur DC/DC boost réalisé est basé sur un transistor de type MOSFET IRF 540 (voir **Annexe 1**). Le MOSFET, ou transistor à effet de champ à grille isolée (acronyme anglais de Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor), module le courant qui le traverse à l'aide d'un signal appliqué sur son électrode nommée grille. Il trouve ses applications dans les circuits intégrés numériques. Le MOSFET est commandé par un signal MLI (modulation de largeur d'impulsion) via le driver IR2109. Nous avons porté notre choix sur ce type de transistor pour plusieurs raisons :

- Il supporte une tension entre son Drain et sa Source de 100V.
- Il supporte un courant de Drain de 28 A .
- Faible résistance à l'état passant, assurant une bonne rentabilité énergétique.
- Meilleure combinaison de commutation rapide et de conception d'appareil robuste.

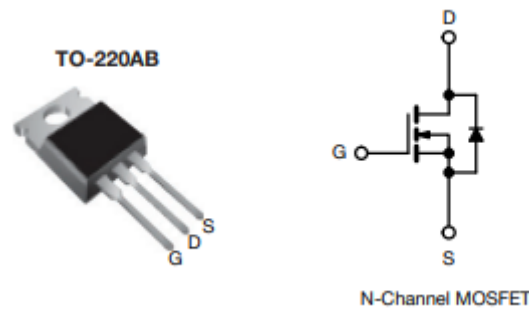


Figure 3.5 – MOSFET de type IRF 540

3.4.1.3 Optocoupleur

L'optocoupleur est un composant électronique qui permet d'isoler électriquement deux circuits électriques tout en permettant le transfert d'un signal entre eux. Ses principaux composants sont:

1. **Émetteur optique** : Diode électroluminescente (LED) : elle convertit un signal électrique en signal lumineux.
2. **Milieu de transmission optique** : Fibre optique ou espace libre : le signal lumineux est transmis à travers ce milieu.
3. **Récepteur optique** : Photodiode ou phototransistor : il convertit le signal lumineux en signal électrique.
4. **Circuit interface** : Circuits électroniques pour conditionner les signaux d'entrée et de sortie de l'optocoupleur.

Nous avons opté pour l'optocoupleur 4N35 (voir **Annexe 2**). Le 4N35 est apprécié pour sa fiabilité et sa simplicité d'utilisation, ce qui en fait un choix populaire pour de nombreuses applications d'isolation et de transfert de signaux.

Caractéristiques principales :

1. **Composition** : Le 4N35 est constitué d'une diode émettrice de lumière infrarouge (LED) et d'un phototransistor, tous deux encapsulés dans un boîtier plastique.
2. **Isolation** : Il offre une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie, généralement autour de 5000 Vrms.
3. **Tension de commande** : La LED infrarouge nécessite une tension de commande d'environ 1,2 à 1,4 volts.
4. **Courant de commande** : Le courant de commande typique pour la LED est de 10 à 20 mA.
5. **Temps de réponse** : Le temps de montée et de descente du signal est de l'ordre de quelques microsecondes, ce qui le rend adapté pour des applications de commutation rapide.



Figure 3.6 – Optocoupleur 4N35

3.4.1.4 Driver

Les drivers de transistors, également appelés drivers de porte (gate drivers), sont des circuits intégrés essentiels pour la gestion des transistors de puissance dans divers systèmes électroniques. Dans notre système, nous avons utilisé le driver **IR2109** (voir **Annexe 3**), un circuit intégré développé par INFINEON Technologies, conçu pour piloter les MOSFETs et les IGBTs dans des applications de commutation à haute fréquence.

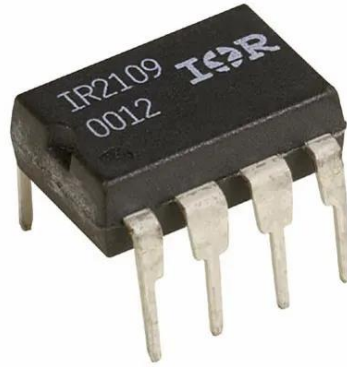


Figure 3.7 – Driver IR2109

Les caractéristiques électriques de ce driver sont expliquées comme suit :

Plage de tension d'alimentation : Le IR2109 fonctionne généralement avec une plage de tension d'alimentation de 10 à 20 volts pour le circuit de commande.

Courant de sortie : Il est capable de fournir des courants de sortie élevés, typiquement autour de 2 A à 4 A, pour piloter les transistors de puissance de manière efficace.

Temps de commutation : Le IR2109 offre des temps de montée et de descente rapides, assurant une commutation rapide des transistors pour minimiser les pertes et améliorer l'efficacité du système.

3.4.1.5 Diode

Dans notre convertisseur boost, la diode joue un rôle essentiel en permettant au courant de circuler dans une seule direction, de la source d'entrée vers la sortie du convertisseur, tout en empêchant le retour de courant lorsque le commutateur est éteint. Cela permet de stocker l'énergie dans l'inducteur et de la transférer efficacement à la sortie, tout en gérant les conditions de tension et de courant élevées [2].

La diode utilisée est de type BYT30P-1000 (voir **Annexe 4**), est une diode haute performance, généralement utilisée dans des applications nécessitant une commutation rapide et une gestion de haute tension. Elle se distingue par sa capacité à supporter une tension de blocage inverse de 1000 V et un courant direct de 30 A.

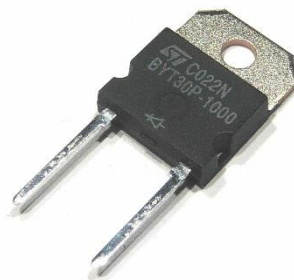


Figure 3.8 – Diode BYT30P-1000

3.4.1.6 Capteur de tension

Pour mesurer la tension de sortie du convertisseur boost, nous avons installé le capteur B25.0-25V, comme illustré à la **figure 3.9**. Ce module repose sur le principe de conception du diviseur de tension résistif, capable de réduire la tension d'entrée au terminal rouge jusqu'à cinq fois. Il accepte des tensions analogiques d'entrée allant jusqu'à 5 V, permettant ainsi la détection de tensions d'entrée jusqu'à 25 V. Équipé de puces AVR avec une résolution AD de 10 bits, ce module offre une simulation de résolution de 0,00489 V (5 V/1023). Par conséquent, la tension minimale détectable par le module est de 0,02445 V, calculée en multipliant la résolution simulée par la tension maximale d'entrée [14].



Figure 3.9 – Capteur de tension B25 0-25V

3.4.2 Support logiciels

3.4.2.1 ISIS Proteus

ISIS Proteus (Intelligent Schematic Input System) est principalement utilisé pour la conception et l'édition de schémas électriques. Il permet d'assembler des composants électroniques en fixant leurs valeurs et références, puis de les relier par des connexions électriques. De plus, le logiciel offre la possibilité de simuler ces schémas, ce qui permet de détecter certaines erreurs dès la phase de conception. Les circuits électriques créés avec ce logiciel peuvent être intégrés dans des documents, car le logiciel permet de contrôler la plupart des aspects graphiques des circuits [4].

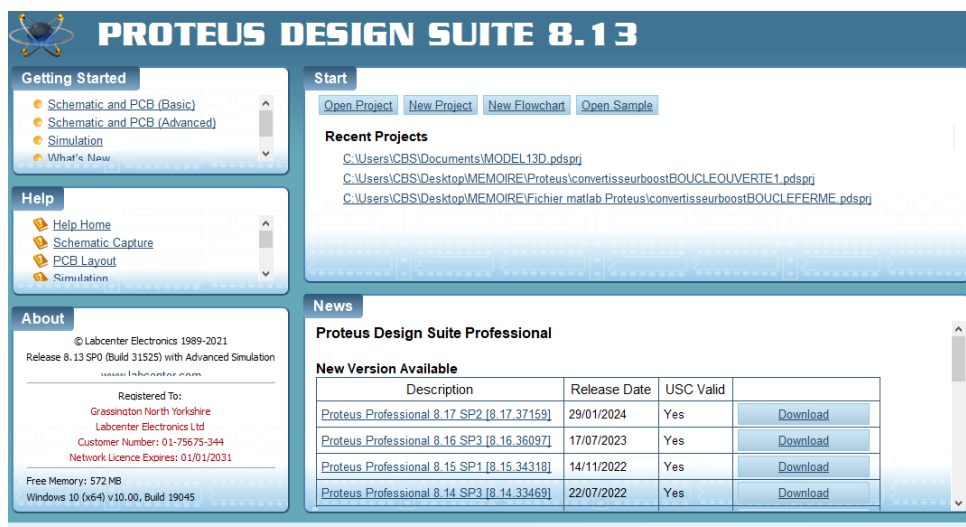


Figure 3.10 – Interface du logiciel ISIS Proteus

3.4.2.2 Arduino IDE

L'IDE Arduino (Integrated Development Environment) est l'outil central pour développer des projets électroniques avec les cartes de développement Arduino. Conçu pour être intuitif et accessible, il offre une interface conviviale qui simplifie le processus de programmation, même pour les débutants. Doté d'un éditeur de code intégré, l'IDE Arduino prend en charge un langage de programmation simplifié basé sur C/C++, permettant aux utilisateurs de créer des programmes pour contrôler des capteurs, des actionneurs et d'autres composants électroniques.

L'IDE Arduino permet :

- De compiler ce programme dans le langage « machine » de l'Arduino: La compilation est une traduction du langage C vers le langage du microcontrôleur
- De téléverser le programme dans la mémoire de l'Arduino: Le téléversement (upload) se passe via le port USB de l'ordinateur. Une fois dans la mémoire de l'Arduino, le logiciel s'appelle un microgiciel.
- De communiquer avec la carte Arduino grâce au terminal (ou moniteur série): pendant le fonctionnement du programme en mémoire sur l'Arduino, il peut communiquer avec l'ordinateur tant que la connexion est active (câble USB, ...)

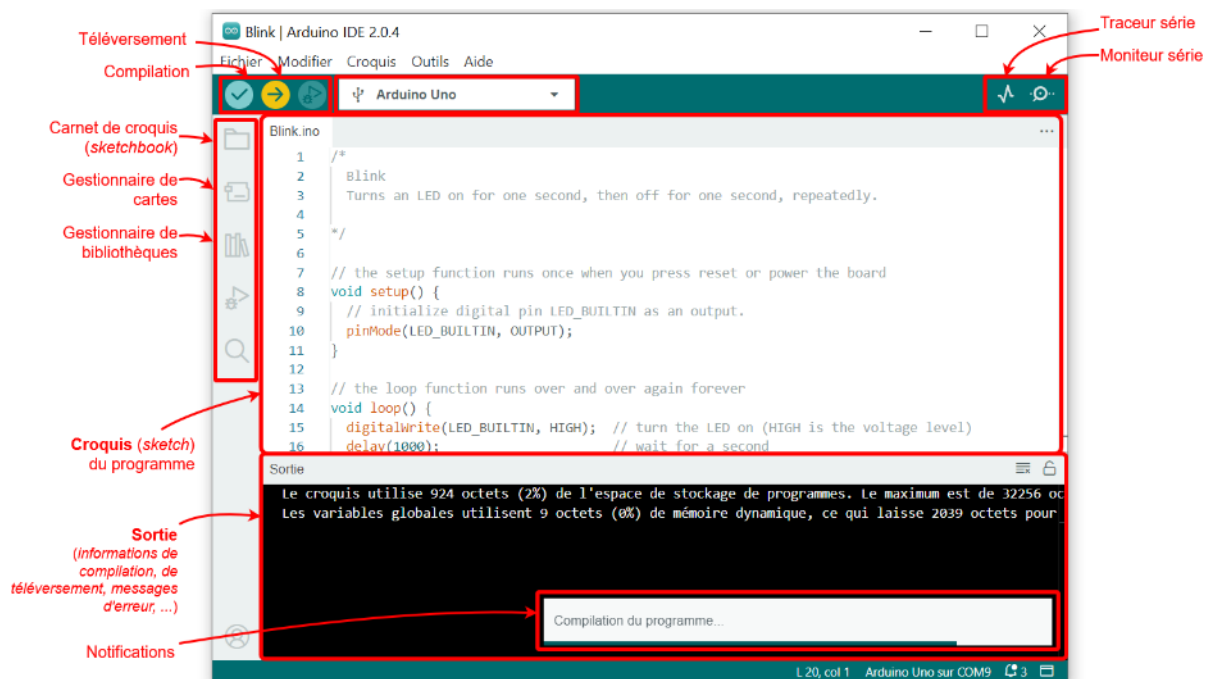


Figure 3.11 – Interface de Arduino IDE

3.5 Simulation du convertisseur boost sous Proteus

Avant de procéder à la réalisation pratique, nous avons utilisé le logiciel Proteus pour analyser le comportement physique des composants ainsi que leurs interactions. **Les figures 3.12 et 3.13** illustrent respectivement le schéma de simulation du convertisseur boost en boucle ouverte et

en boucle fermée sous le logiciel ISIS Proteus. Nous avons conservé les mêmes paramètres que ceux utilisés dans le chapitre précédent.

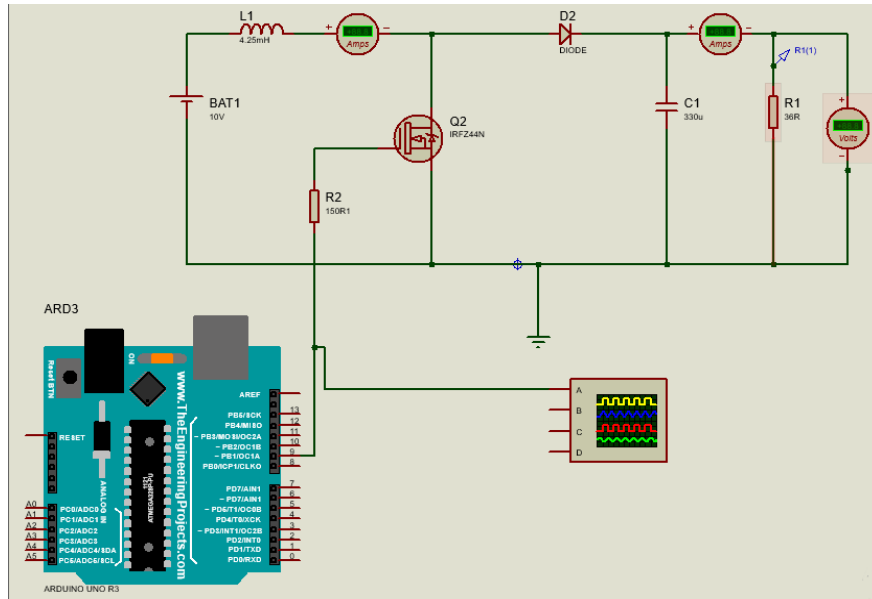


Figure 3.12– Schéma du convertisseur boost en boucle ouverte sous Proteus

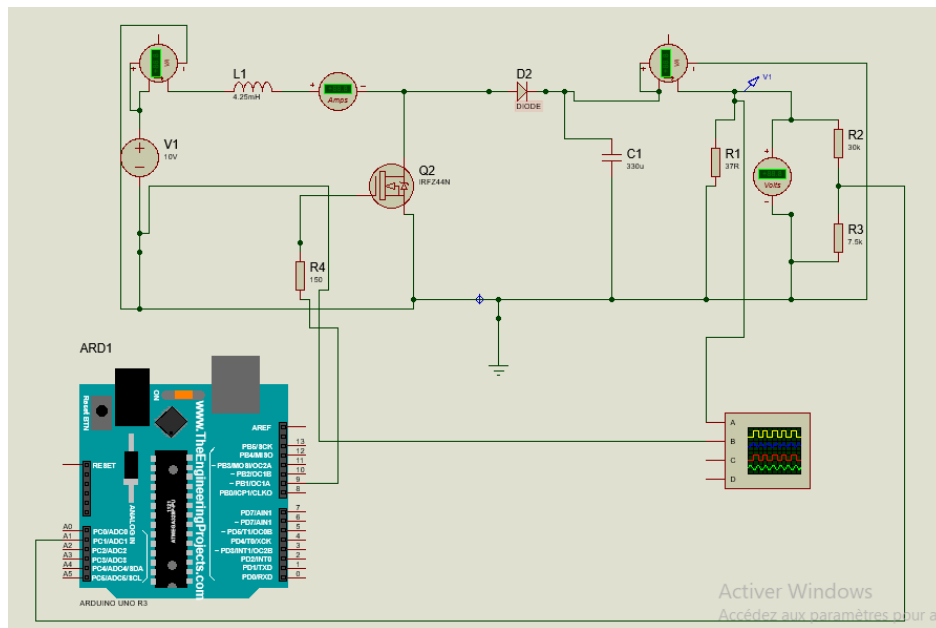


Figure 3.13– Schéma du convertisseur boost en boucle fermée sous Proteus

3.6 Le programme Arduino mis en œuvre

La programmation de l'Arduino se fait via l'environnement Arduino IDE. Nous avons utilisé l'entrée analogique A1 pour récupérer la tension de sortie mesurée par le capteur de tension et la broche A9 comme sortie PWM pour contrôler le MOSFET du convertisseur.

L'algorithme développé et chargé sur la carte Arduino Uno pour le fonctionnement en boucle ouverte est présenté comme suit :

```
// #include <TimerOne.h>
// #define F_CPU 16000000UL // Fréquence d'horloge de l'Arduino Uno
void setup() {
  // Configuration de la broche 9 en sortie PWM
  pinMode(9, OUTPUT);
  // Initialisation de la bibliothèque TimerOne
  TCCR1B = TCCR1B & B11111000 | B00000010; // 3921.16 Hz
}
void loop() {
  // Début du PWM sur la broche 9 avec un rapport cyclique de 50%
  analogWrite(9, 127.5); }
```

L'algorithme développé et chargé sur la carte Arduino Uno pour le fonctionnement en boucle fermée, introduisant la bibliothèque du régulateur PID, est présenté comme suit :

```
#include <PID_v1.h>
int feedback = A1;
int PWM = 9;
double Setpoint;
double Input;
double Output;
double Kp = 0.029, Ki = 106, Kd = 0;
PID myPID(&Input, &Output, &Setpoint, Kp, Ki, Kd, DIRECT);
void setup() {
  pinMode(feedback, INPUT);
  pinMode(PWM, OUTPUT);
  TCCR1B = TCCR1B & B11111000 | B00000010; // 3921.16 Hz
  //TCCR2B = TCCR2B & B11111000 | B00000001;
  myPID.SetMode(AUTOMATIC);
  myPID.SetTunings(Kp, Ki, Kd); }
void loop() {
  double output_m = analogRead(feedback);
  Input = (output_m * 0.0244);
  myPID.Compute();
  Output = constrain(Output, 85.0, 154.0); // limitation of cyclic repport //85-154
  analogWrite(PWM, Output);
}
```

3.7 Résultats expérimentaux

Dans ces essais expérimentaux, les mêmes tests validés en simulation seront effectués sur le convertisseur réel afin de démontrer le bon fonctionnement du banc d'essai réalisé.

3.7.1 Résultats en boucle ouverte

Dans cet essai, nous avons implémenté un algorithme Arduino qui permettant de générer un signal PWM d'une fréquence d'environ 4kHz. Trois tests ont été effectués pour trois rapports cycliques différents, correspondant aux tensions de référence (V_{ref}) de 17V, 20V et 24V, tandis que La tension d'entrée a été maintenue fixe à 10V. Les résultats expérimentaux obtenus sont présentés dans les **figures 3.14, 3.15, 3.16**.

Dans toutes ces expériences, les deux tensions à visualiser sont connectées à l'oscilloscope numérique de la manière suivante :

- La courbe bleue (CH2) représente la tension d'entrée (V_e).
- La courbe jaune (CH1) représente la tension de sortie (V_s).
- Le signal vert représente le signal PWM généré par la carte Arduino et amplifié par le driver IR2109 à 15V.

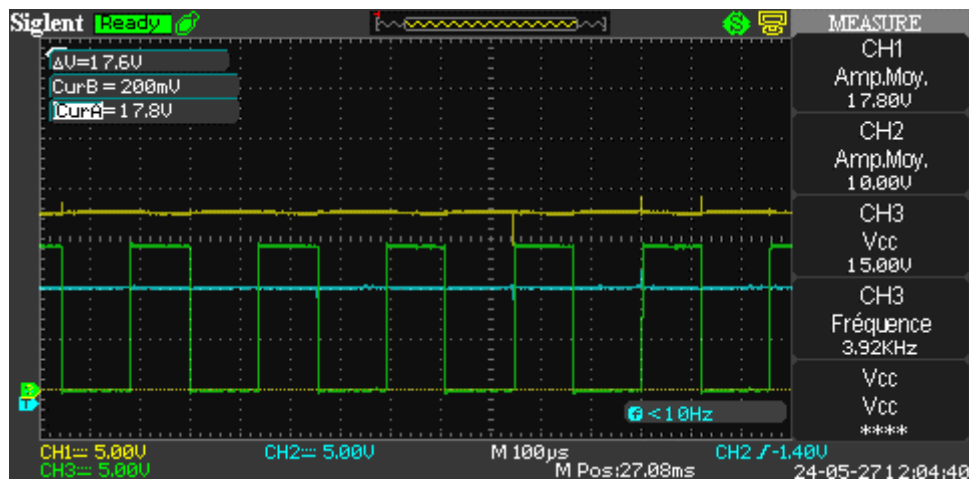


Figure 3.14 – Les tensions V_e et V_s en boucle ouverte pour $V_{ref}=17V$

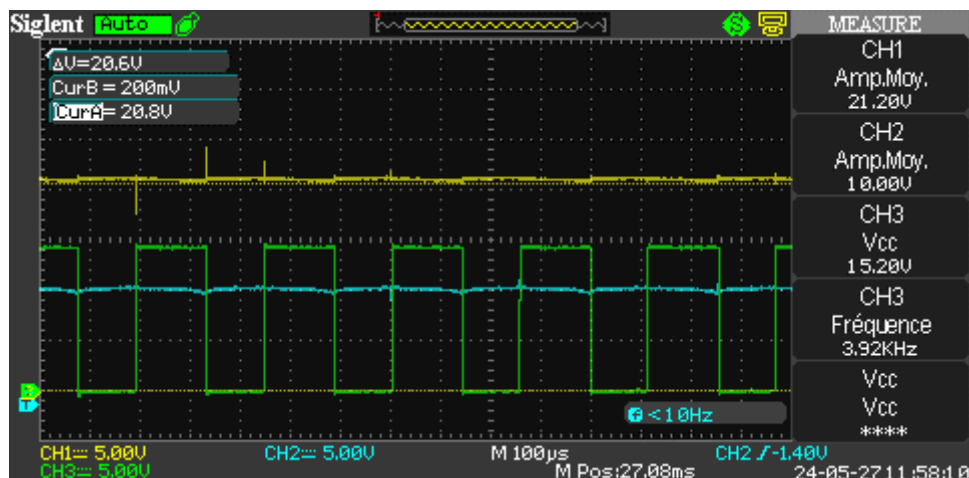


Figure 3.15 – Les tensions V_e et V_s en boucle ouverte pour $V_{ref}=20V$

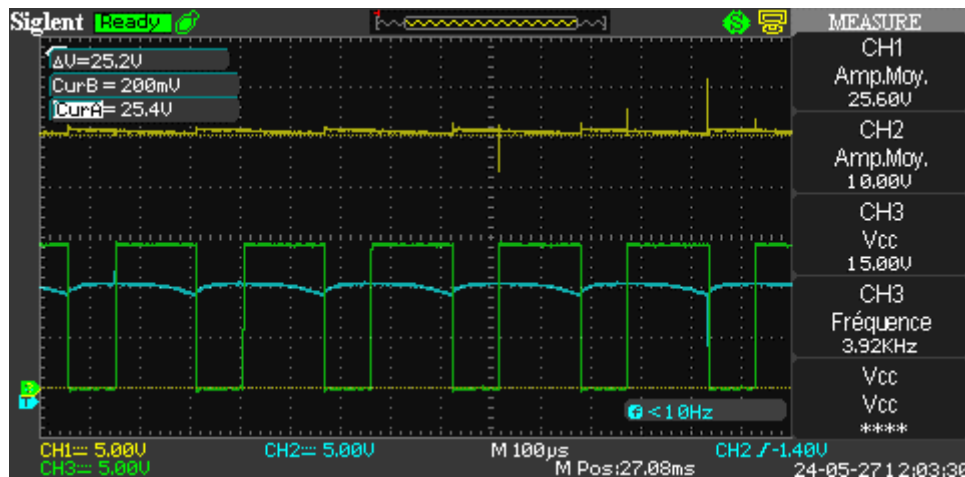


Figure 3.16 – Les tensions V_e et V_s en boucle ouverte pour $V_{ref} = 24V$

Les résultats expérimentaux obtenus en boucle ouverte démontrent la capacité du convertisseur boost à élever la tension d'entrée V_e à plusieurs niveaux de tension de sortie V_s (17V, 20V et 24V) en fonction de la tension de référence définie, confirmant ainsi le bon fonctionnement du banc de test. Cependant, en boucle ouverte, la précision et la stabilité de la tension de sortie peuvent ne pas être optimales.

Les résultats indiquent que la tension de sortie ne se stabilise pas parfaitement autour de la valeur souhaitée, avec des erreurs variant de 0,6 V à 1,2 V. Pour réduire ces erreurs et améliorer les performances du convertisseur, les prochains essais seront effectués en boucle fermée avec l'intégration d'un régulateur PI programmé sur une carte Arduino Uno.

3.7.2 Résultats en boucle fermée

Le banc d'essai du convertisseur boost est testé en boucle fermée en utilisant un contrôleur PI numérique, dans les mêmes conditions que celles décrites dans la section de simulation en boucle fermée. Cette approche permet d'évaluer le fonctionnement du circuit et de valider les résultats de la simulation.

Trois expériences ont été réalisées :

- Variation de tension de référence V_{ref}
- Variation de tension d'entrée V_e
- Variation de la charge R

3.7.2.1 Variation de tension de référence V_{ref}

Ce test consiste à réaliser plusieurs variations de la tension de référence selon un programme Arduino, qui impose les valeurs de référence suivantes : $V_{ref} = [17,20,24]$ V. Pendant ce test, la tension d'entrée est maintenue constante à 10 V. le résultat obtenu est présenté sur la **figure 3.17**.

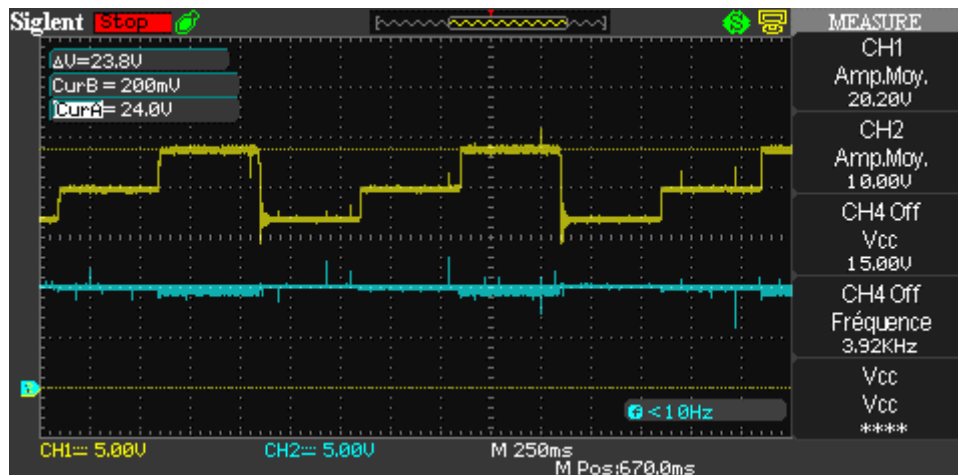


Figure 3.17 – Test de variation de la tension de référence en boucle fermée

Les résultats ont montré que la tension de sortie V_s a suivi avec une grande précision et stabilité les trois niveaux de tension de référence : 17V, 20V et 24V. Les transitions entre ces différents niveaux se sont avérées rapides et précises, avec un faible dépassement.

3.7.2.2 Variation de tension d'entrée V_e

Dans cet essai, nous avons fixé la tension de référence à 20 V. En faisant varier manuellement la tension d'alimentation, nous avons observé le comportement du régulateur et les résultats obtenus sont présentés dans la figure 3.18.

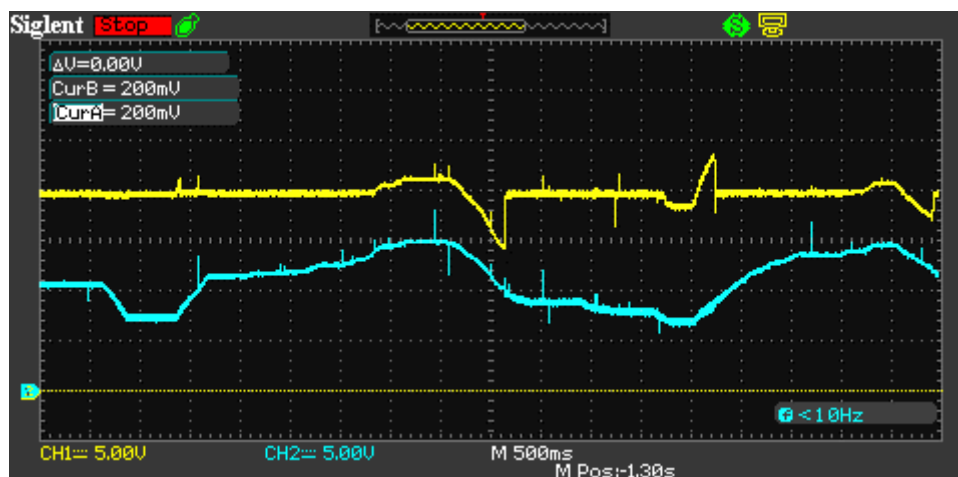


Figure 3.18 – Test de variation de la tension d'entrée en boucle fermée

Nous avons observé que la tension de sortie V_s maintient pratiquement sa valeur de référence qui est de 20V, malgré les fluctuations de la tension d'entrée V_e . Nous pouvons observer quelques pics transitoires sur la tension de sortie, probablement dus à la réaction rapide du système de contrôle face aux changements brusques de la tension d'entrée.

3.7.2.3 Variation de la charge R

Pour ce dernier test, à l'aide du commutateur de charge résistive disponible au laboratoire, nous avons effectué des variations de la charge R en passant de 36Ω à 18Ω , puis à 9Ω , tout en maintenant la tension d'entrée constante à $V_e = 10 \text{ V}$ et en imposant une tension de référence de $V_{\text{ref}} = 20 \text{ V}$. Le résultat obtenu pour la tension de sortie est illustré à la **figure 4.19**.

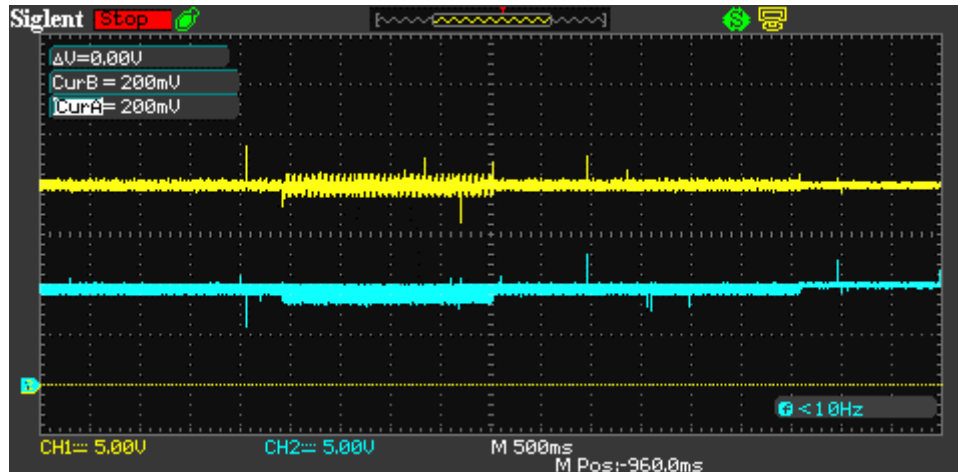


Figure 3.19 – Test de variation de la charge R en boucle fermée

Lors des changements de charge, nous avons remarqué des brèves perturbations dans la tension de sortie sous forme de petits pics. Ces perturbations sont rapidement corrigées par le système de contrôle en boucle fermée. Malgré ces petites perturbations la tension de sortie V_s reste stable autour de 20 V .

3.8 Conclusion

Ce chapitre a présenté la réalisation pratique et la validation expérimentale du convertisseur boost étudié. Nous avons détaillé les différents composants utilisés, notamment la carte Arduino UNO, le transistor MOSFET, la diode, l'optocoupleur, le driver, et le capteur de tension. La simulation du système a été effectuée à l'aide du logiciel Proteus, tandis que la programmation de l'Arduino a été réalisée via l'IDE Arduino.

Les résultats expérimentaux ont permis de comparer le comportement du convertisseur en boucle ouverte et en boucle fermée. Nous avons observé que le système en boucle fermée, utilisant un régulateur PI, offre des performances nettement supérieures en termes de stabilité, précision, réactivité et robustesse.

En boucle ouverte, le convertisseur a démontré sa capacité à élever la tension d'entrée à différents niveaux, mais avec des fluctuations notables. En revanche, la boucle fermée a permis d'atteindre et de maintenir les tensions de référence avec une grande précision, tout en compensant efficacement les variations de la tension d'entrée et de la charge.

Les tests de variation de la tension de référence, de la tension d'entrée et de la charge ont mis en évidence la capacité du système en boucle fermée à s'adapter rapidement aux changements et à maintenir une tension de sortie stable.

Cette étude pratique a ainsi confirmé l'importance et l'efficacité de la régulation en boucle fermée pour les convertisseurs DC-DC de type boost, validant les concepts théoriques et les simulations présentés dans les chapitres précédents. Ces résultats ouvrent la voie à des applications concrètes dans divers domaines de l'électronique de puissance, où la stabilité et la précision de la tension de sortie sont cruciales

Conclusion Générale

Conclusion générale

Au terme de cette étude approfondie sur le convertisseur DC-DC boost, il convient de dresser un bilan des principaux résultats obtenus et de leurs implications. Notre travail de recherche a permis d'apporter un éclairage nouveau sur la modélisation, la simulation et la réalisation pratique de ce type de convertisseur, contribuant ainsi à enrichir la littérature existante dans le domaine de l'électronique de puissance.

Dans le premier chapitre, nous avons traité la modélisation et le dimensionnement du convertisseur boost. Cette analyse nous a permis d'étudier les principes de fonctionnement, les avantages et les inconvénients de cette topologie, ainsi que les méthodes de calcul essentielles pour son dimensionnement. Ces bases théoriques sont essentielles pour la compréhension et l'optimisation de notre convertisseur.

Ensuite dans le deuxième chapitre, notre observation s'est portée sur la commande et la simulation du convertisseur DC-DC boost. L'utilisation de l'outil MATLAB/SIMULINK nous a permis de simuler le comportement du convertisseur en boucle ouverte et en boucle fermée. Les résultats obtenus ont démontré l'importance de la régulation PI pour améliorer les performances du système, notamment face aux variations de tension référence, d'entrée et de charge.

Dans le dernier chapitre, la réalisation et la validation expérimentale ont permis de comparer nos modèles théoriques et nos simulations à la réalité pratique. L'utilisation d'une carte arduino, associée à divers composants électroniques, nous a permis de construire un modèle fonctionnel. Les tests effectués en boucle ouverte et en boucle fermée ont confirmé les résultats de nos simulations, validant ainsi notre approche globale.

Les perspectives issues de cette étude sur le convertisseur DC-DC boost sont variées et prometteuses. Elles incluent l'exploration de techniques de commande avancées comme le mode glissant et la logique floue, l'intégration dans des systèmes photovoltaïques, l'optimisation du rendement énergétique, la miniaturisation pour l'électronique embarquée, et une étude comparative avec d'autres topologies de convertisseurs. Ces axes de recherche visent à améliorer la robustesse, l'efficacité et l'applicabilité du convertisseur boost dans divers domaines, contribuant ainsi à l'avancement de l'électronique de puissance et des technologies énergétiques durables.

Pour conclure, on peut dire que ce travail a apporté une aide significative à la compréhension et à la réalisation des convertisseurs DC-DC boost en proposant une méthodologie complète allant de la conception théorique à la vérification expérimentale. Nous espérons que ces résultats deviendront une base pour de futures recherches et aideront le domaine à avancer en conséquence, en particulier dans le contexte de l'efficacité énergétique et des énergies renouvelables.

Références

Bibliographique

Références bibliographiques

- [1] Lakhdar Toumi Abdellah et Badaoui Yacine, "Etude et conception d'un convertisseur DC-DC Boost", Mémoire de Master, Université de Ibn Khaldoun. Tiaret, 2018.
- [2] Mohan, Ned, Undeland, Tore M., et Robbins, William P. "Power electronics: converters, applications, and design" John wiley & sons, 2003.
- [3] Bensaoudi Mohamed Samir et Arar Salah Eddine "Etude d'un convertisseur boost pour système photovoltaïque", Mémoire de Master, Ecole supérieur en sciences appliquées. Tlemcen, 2020.
- [4] Nacer Mihoub et Benyagoub Menssour, "Simulation et Implémentation d'un régulateur PI pour la commande d'un convertisseur boost", Mémoire de Master, Université de Larbi Tebessi. Tebessa, 2020.
- [5] Ziani Seyfeddine et Ould Mammar Mohamed, "Etude et simulation d'un hacheur Boost pour suivre le point de puissance maximal (MPPT) ", Mémoire de Master, Université de Saad Dahlab. Blida, 2017.
- [6] Zidane Iyad et Sareh Hamdi et Bourkaib Radhwane, "Contrôle de la vitesse d'un moteur DC avec LabVIEW et Arduino", Mémoire de Master, Université Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi. Bordj Bou Arreridj, 2021.
- [7] Ziegler, John G. et Nichols, Nathaniel B. "Optimum settings for automatic controllers". Transactions of the American society of mechanical engineers, vol. 64, no 8, p. 759-765, 1942.
- [8] F. Gagneux, "Systèmes Asservis Linéaires" "https://www.numlor.fr/elearning/auto/co/09correcteurs_1.html".
- [9] Jurgen, R. K., & Denenberg, J. N. "Automotive electronics handbook". Denenberg, Jeffrey N. 1999.
- [10] Pirashanthiyah, L., Edirisinghe, H. N., De Silva, W. M. P., et al. Design and analysis of a three-phase interleaved DC-DC boost converter with an energy storage system for a PV system. Energies, vol. 17, no 1, p. 250, 2024.
- [11] Vazani, Ali, Mirshekali, Hamid, Mijatovic, Nenad, et al. Composite nonlinear feedback control of a DC-DC boost converter under input voltage and load variation. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2024, vol. 155, p. 109562, 2024.
- [12] Abraham I. Pressman, Keith Billings, Taylor Morey "Switching Power Supply Design", McGraw Hill, 3eme édition, 2009.
- [13] How to design a Boost Converter, "<https://www.youtube.com/watch?v=CzhqLeyGNf0>", 2018
- [14] Moussa Soft, lien "<https://www.moussasoft.com/produit/capteur-de-tension-b25-0-25v>"

Annexes

Annexe 1: IRF540

Philips Semiconductors

Product specification

N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF540, IRF540S

AVALANCHE ENERGY LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
E_{AS}	Non-repetitive avalanche energy	Unclamped inductive load, $I_{AS} = 10$ A; $t_p = 350$ μ s; T_J prior to avalanche = 25°C; $V_{DS} \leq 25$ V; $R_{GS} = 50$ Ω ; $V_{GS} = 10$ V; refer to fig:14	-	230	mJ
I_{AS}	Peak non-repetitive avalanche current		-	23	A

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th(j-mb)}$	Thermal resistance junction to mounting base		-	-	1.5	K/W
$R_{th(j-a)}$	Thermal resistance junction to ambient	SOT78 package, in free air SOT404 package, pcb mounted, minimum footprint	-	60	-	K/W
			-	50	-	K/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$V_{GS} = 0$ V; $I_D = 0.25$ mA; $T_J = -55^\circ\text{C}$	100	-	-	V
$V_{GS(TH)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}$; $I_D = 1$ mA	89	-	-	V
		$T_J = 175^\circ\text{C}$	2	3	4	V
		$T_J = -55^\circ\text{C}$	1	-	-	V
		$T_J = 175^\circ\text{C}$	-	-	6	V
$R_{DS(ON)}$	Drain-source on-state resistance	$V_{GS} = 10$ V; $I_D = 17$ A	-	49	77	m Ω
		$T_J = 175^\circ\text{C}$	-	132	193	m Ω
g_{fs}	Forward transconductance	$V_{DS} = 25$ V; $I_D = 17$ A	8.7	15.5	-	S
I_{GSS}	Gate source leakage current	$V_{GS} = \pm 20$ V; $V_{DS} = 0$ V	-	10	100	nA
I_{DSS}	Zero gate voltage drain current	$V_{DS} = 100$ V; $V_{GS} = 0$ V	-	0.05	10	μ A
		$V_{DS} = 80$ V; $V_{GS} = 0$ V; $T_J = 175^\circ\text{C}$	-	-	250	μ A
$Q_{g(tot)}$	Total gate charge	$I_D = 17$ A; $V_{DS} = 80$ V; $V_{GS} = 10$ V	-	-	65	nC
Q_{gs}	Gate-source charge		-	-	10	nC
Q_{gd}	Gate-drain (Miller) charge		-	-	29	nC
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{DS} = 50$ V; $R_D = 2.2$ Ω ;	-	8	-	ns
t_r	Turn-on rise time	$V_{GS} = 10$ V; $R_G = 5.6$ Ω	-	39	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time	Resistive load	-	26	-	ns
t_f	Turn-off fall time		-	24	-	ns
L_d	Internal drain inductance	Measured tab to centre of die	-	3.5	-	nH
L_d	Internal drain inductance	Measured from drain lead to centre of die (SOT78 package only)	-	4.5	-	nH
L_s	Internal source inductance	Measured from source lead to source bond pad	-	7.5	-	nH
C_{iss}	Input capacitance	$V_{GS} = 0$ V; $V_{DS} = 25$ V; $f = 1$ MHz	-	890	1187	pF
C_{oss}	Output capacitance		-	139	167	pF
C_{rss}	Feedback capacitance		-	83	109	pF

August 1999

2

Rev 1.100

N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF540, IRF540S

REVERSE DIODE LIMITING VALUES AND CHARACTERISTICS $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_S	Continuous source current (body diode)		-	-	23	A
I_{SM}	Pulsed source current (body diode)		-	-	92	A
V_{SD}	Diode forward voltage	$I_F = 28\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	0.94	1.5	V
t_r	Reverse recovery time	$I_F = 17\text{ A}; -di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s};$ $V_{GS} = 0\text{ V}; V_R = 25\text{ V}$	-	61	-	ns
Q_r	Reverse recovery charge		-	200	-	nC

Annexe 2: 4N35

MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by 4N35/D



6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output

The 4N35, 4N36 and 4N37 devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Current Transfer Ratio — 100% Minimum @ Specified Conditions
- Guaranteed Switching Speeds
- Meets or Exceeds all JEDEC Registered Specifications
- *To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.*

Applications

- General Purpose Switching Circuits
- Interfacing and coupling systems of different potentials and impedances
- Regulation Feedback Circuits
- Monitor & Detection Circuits
- Solid State Relays

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

INPUT LED

Reverse Voltage	V_R	6	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	60	mA
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Output Detector Derate above 25°C	P_D	120	mW
		1.41	mW/ $^\circ\text{C}$

OUTPUT TRANSISTOR

Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	Volts
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	7	Volts
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I_C	150	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Input LED Derate above 25°C	P_D	150	mW
		1.76	mW/ $^\circ\text{C}$

TOTAL DEVICE

Isolation Source Voltage ⁽¹⁾ (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V_{ISO}	7500	Vac(pk)
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250	mW
		2.94	mW/ $^\circ\text{C}$
Ambient Operating Temperature Range ⁽²⁾	T_A	-55 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range ⁽²⁾	T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T_L	260	$^\circ\text{C}$

1. Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.
For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.
2. Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.
Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

GlobalOptoisolator is a trademark of Motorola, Inc.

REV 2

© Motorola, Inc. 1995

4N35*

4N36

4N37

[CTR = 100% Min]

*Motorola Preferred Device

STYLE 1 PLASTIC

STANDARD THRU HOLE
CASE 730A-04

SCHEMATIC

PIN 1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. N.C.
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE



4N35 4N36 4N37

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)⁽¹⁾

Characteristic	Symbol	Min	Typ ⁽¹⁾	Max	Unit	
INPUT LED						
Forward Voltage ($I_F = 10\text{ mA}$)	V_F	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.8	1.15	1.5	V
		$T_A = -55^\circ\text{C}$	0.9	1.3	1.7	
		$T_A = 100^\circ\text{C}$	0.7	1.05	1.4	
Reverse Leakage Current ($V_R = 8\text{ V}$)	I_R	—	—	10	μA	
Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$)	C_J	—	18	—	pF	

OUTPUT TRANSISTOR

Collector–Emitter Dark Current ($V_{CE} = 10\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$) ($V_{CE} = 30\text{ V}$, $T_A = 100^\circ\text{C}$)	I_{CEO}	—	1	50	nA μA	
Collector–Base Dark Current ($V_{CB} = 10\text{ V}$)	I_{CBO}	$T_A = 25^\circ\text{C}$	—	0.2	20	nA
		$T_A = 100^\circ\text{C}$	—	100	—	
Collector–Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1\text{ mA}$)	$V_{(BR)CEO}$	30	45	—	V	
Collector–Base Breakdown Voltage ($I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$)	$V_{(BR)CBO}$	70	100	—	V	
Emitter–Base Breakdown Voltage ($I_E = 100\text{ }\mu\text{A}$)	$V_{(BR)EBO}$	7	7.8	—	V	
DC Current Gain ($I_C = 2\text{ mA}$, $V_{CE} = 5\text{ V}$)	h_{FE}	—	400	—	—	
Collector–Emitter Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CE} = 0$)	C_{CE}	—	7	—	pF	
Collector–Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CB} = 0$)	C_{CB}	—	19	—	pF	
Emitter–Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{EB} = 0$)	C_{EB}	—	9	—	pF	

COUPLED

Output Collector Current ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$)	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	I_C (CTR) ⁽²⁾	10 (100)	30 (300)	—	mA (%)
			4 (40)	—	—	
			4 (40)	—	—	
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 0.5\text{ mA}$, $I_F = 10\text{ mA}$)		$V_{CE(sat)}$	—	0.14	0.3	V
Turn-On Time	$I_C = 2\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\text{ }\Omega$ ⁽³⁾	t_{on}	—	7.5	10	μs
Turn-Off Time		t_{off}	—	5.7	10	
Rise Time		t_r	—	3.2	—	
Fall Time		t_f	—	4.7	—	
Isolation Voltage ($f = 60\text{ Hz}$, $t = 1\text{ sec}$)		V_{ISO}	7500	—	—	Vac(pk)
Isolation Current ⁽⁴⁾ ($V_{I-O} = 3550\text{ Vpk}$)	4N35	I_{ISO}	—	—	100	μA
($V_{I-O} = 2500\text{ Vpk}$)	4N36		—	—	100	
($V_{I-O} = 1500\text{ Vpk}$)	4N37		—	8	100	
Isolation Resistance ($V = 500\text{ V}$) ⁽⁴⁾		R_{ISO}	10^{11}	—	—	Ω
Isolation Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$) ⁽⁴⁾		C_{ISO}	—	0.2	2	pF

1. Always design to the specified minimum/maximum electrical limits (where applicable).
2. Current Transfer Ratio (CTR) = $I_C/I_F \times 100\%$.
3. For test circuit setup and waveforms, refer to Figure 11.
4. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

IR2109(4) (S)

HALF-BRIDGE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation Fully operational to +600V Tolerant to negative transient voltage dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V, 5V and 15V input logic compatible
- Cross-conduction prevention logic
- Matched propagation delay for both channels
- High side output in phase with IN input
- Logic and power ground +/- 5V offset.
- Internal 540ns dead-time, and programmable up to 5 μ s with one external R_{DT} resistor (IR21094)
- Lower di/dt gate driver for better noise immunity
- Shut down input turns off both channels.

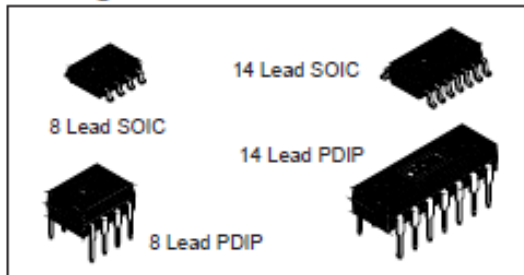
Product Summary

V_{OFFSET}	600V max.
$I_{O+/-}$	120 mA / 250 mA
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	750 & 200 ns
Dead Time	540 ns (programmable up to 5 μ s for IR21094)

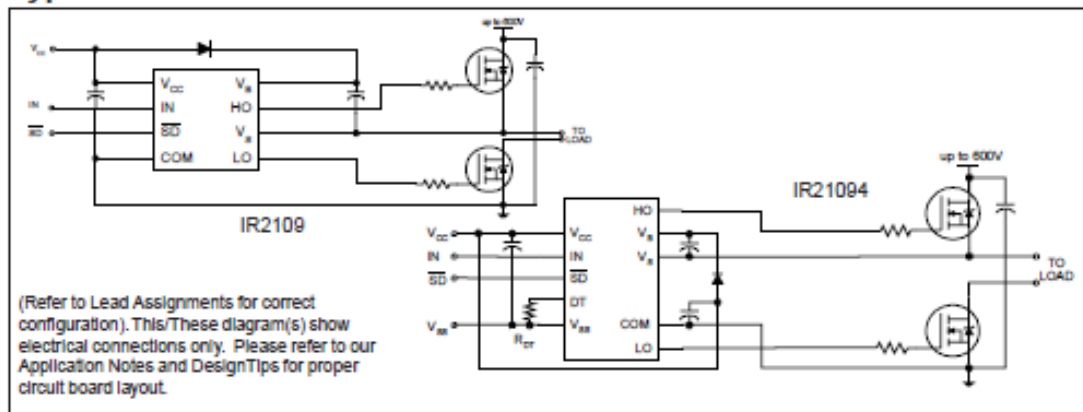
Description

The IR2109(4)(S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with dependent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

Packages



Typical Connection



IR2109(4) (s)

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating absolute voltage	-0.3	625	V	
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side and logic fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
DT	Programmable dead-time pin voltage (IR21094 only)	V _{SS} - 0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (IN & \overline{SD})	V _{SS} - 0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{SS}	Logic ground (IR21094/IR21894 only)	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient	—	50	V/ns	
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(8 Lead PDIP)	—	1.0	W
		(8 Lead SOIC)	—	0.625	
		(14 lead PDIP)	—	1.6	
		(14 lead SOIC)	—	1.0	
R _{thJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(8 Lead PDIP)	—	125	°C/W
		(8 Lead SOIC)	—	200	
		(14 lead PDIP)	—	75	
		(14 lead SOIC)	—	120	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-50	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset rating are tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply absolute voltage	$V_S + 10$	$V_S + 20$	V
V_S	High side floating supply offset voltage	Note 1	600	
V_{HO}	High side floating output voltage	V_S	V_B	
V_{CC}	Low side and logic fixed supply voltage	10	20	
V_{LO}	Low side output voltage	0	V_{CC}	
V_{IN}	Logic input voltage (IN & \overline{SD})	V_{SS}	V_{CC}	
DT	Programmable dead-time pin voltage (IR21094 only)	V_{SS}	V_{CC}	
V_{SS}	Logic ground (IR21094 only)	-5	5	
T_A	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -5 to +600V. Logic state held for V_S of -5V to $-V_{BS}$. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS}) = 15V, V_{SS} = COM, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C, DT = VSS unless otherwise specified.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	—	750	950	nsec	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	—	200	280		$V_S = 0V$ or 600V
t_{sd}	Shut-down propagation delay	—	200	280		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	—	0	70		
t_r	Turn-on rise time	—	150	220		$V_S = 0V$
t_f	Turn-off fall time	—	50	80		$V_S = 0V$
DT	Deadtime: LO turn-off to HO turn-on (DT _{LO-HO}) & HO turn-off to LO turn-on (DT _{HO-LO})	400	540	680	usec	RDT = 0
		4	5	6		RDT = 200k (IR21094)
MDT	Deadtime matching = DT _{LO-HO} - DT _{HO-LO}	—	0	60	nsec	RDT=0
		—	0	600		RDT = 200k (IR21094)

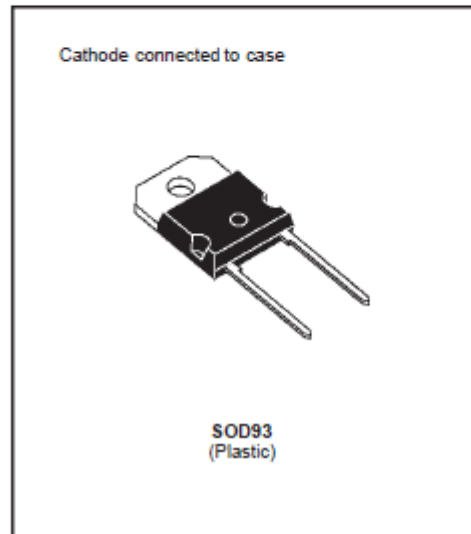
Annexe 4: BYT30-1000



BYT 30P-1000

FAST RECOVERY RECTIFIER DIODE

- VERY HIGH REVERSE VOLTAGE CAPABILITY
- VERY LOW REVERSE RECOVERY TIME
- VERY LOW SWITCHING LOSSES
- LOW NOISE TURN-OFF SWITCHING



SUITABLE APPLICATIONS

- FREE WHEELING DIODE IN CONVERTERS AND MOTOR CONTROL CIRCUITS
- RECTIFIER IN S.M.P.S.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_{RRM}	Repetitive Peak Reverse Voltage		1000	V
V_{RSM}	Non Repetitive Peak Reverse Voltage		1000	V
I_{FRM}	Repetive Peak Forward Current	$t_p \leq 10\mu s$	375	A
$I_{F(RMS)}$	RMS Forward Current		70	A
$I_{F(AV)}$	Average Forward Current	$T_c = 85^\circ C$ $\delta = 0.5$	30	A
I_{FSM}	Surge non Repetitive Forward Current	$t_p = 10ms$ Sinusoidal	200	A
P	Power Dissipation	$T_c = 85^\circ C$	60	W
T_{stg} T_J	Storage and Junction Temperature Range		- 40 to +150 - 40 to +150	$^\circ C$

THERMAL RESISTANCE

Symbol	Parameter	Value	Unit
$R_{th(j-c)}$	Junction-case	1	$^\circ C/W$

October 1999 - Ed: 2A

1/5

BYT 30P-1000

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
I_R	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$V_R = V_{RRM}$			100	μA
	$T_J = 100^\circ\text{C}$				5	mA
V_F	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 30\text{A}$			1.9	V
	$T_J = 100^\circ\text{C}$				1.8	

RECOVERY CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions			Min.	Typ.	Max.	Unit
t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 1\text{A}$	$di_F/dt = -15\text{A}/\mu\text{s}$	$V_R = 30\text{V}$		165	ns
		$I_F = 0.5\text{A}$	$I_R = 1\text{A}$	$I_T = 0.25\text{A}$		70	

TURN-OFF SWITCHING CHARACTERISTICS (Without Series Inductance)

Symbol	Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
t_{RM}	$di_F/dt = -120\text{A}/\mu\text{s}$	$V_{CC} = 200\text{V}$ $I_F = 30\text{A}$ $L_p \leq 0.05\mu\text{H}$ $T_J = 100^\circ\text{C}$ See figure 11			200	ns
	$di_F/dt = -240\text{A}/\mu\text{s}$			120		
I_{RM}	$di_F/dt = -120\text{A}/\mu\text{s}$				19.5	A
	$di_F/dt = -240\text{A}/\mu\text{s}$			22		

TURN-OFF OVERVOLTAGE COEFFICIENT (With Series Inductance)

Symbol	Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
$C = \frac{V_{RP}}{V_{CC}}$	$T_J = 100^\circ\text{C}$ $di_F/dt = -30\text{A}/\mu\text{s}$	$V_{CC} = 200\text{V}$ $I_F = I_{F(AV)}$ $L_p = 5\mu\text{H}$ See figure 12			4.5	

To evaluate the conduction losses use the following equation:

$$V_F = 1.47 + 0.010 I_F \quad P = 1.47 \times I_{F(AV)} + 0.010 I_F^2(\text{RMS})$$

Figure 1. Low frequency power losses versus average current

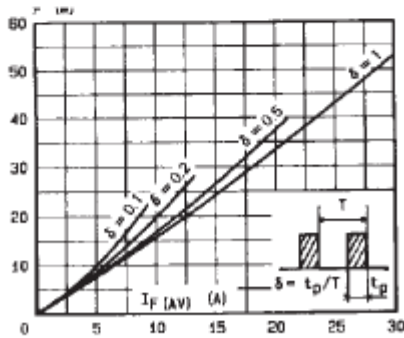
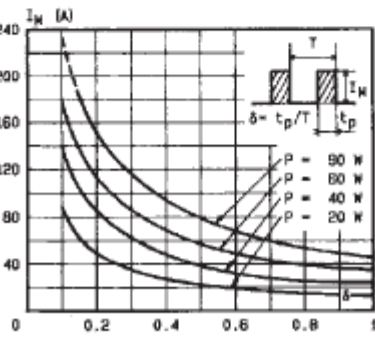


Figure 2. Peak current versus form factor



Résumé

Ce mémoire porte sur l'étude, la simulation et la réalisation d'un convertisseur DC-DC boost. Il débute par une modélisation et un dimensionnement du convertisseur, expliquant sa structure, son fonctionnement et ses applications. Ensuite, il aborde la commande et la simulation du convertisseur en boucle ouverte et fermée, utilisant MATLAB/SIMULINK et un régulateur PI. Le travail se poursuit avec une validation expérimentale, décrivant la réalisation d'un banc d'essai et utilisant des outils comme Arduino et Proteus. Des tests de performance sont effectués pour évaluer la réponse du système à diverses variations. Le mémoire présente les résultats de simulation et expérimentaux, comparant le comportement du convertisseur en boucle ouverte et fermée. Il offre ainsi une étude complète du convertisseur boost, de la théorie à la pratique.

Mots clés : Convertisseur DC-DC booste, Arduino UNO, Régulateur PI, MATLAB/SIMULINK, Proteus.

Abstract

This thesis focuses on the study, simulation, and implementation of a DC-DC boost converter. It begins with modeling and dimensioning of the converter, explaining its structure, operation, and applications. The work then addresses the control and simulation of the converter in open and closed loops, using MATLAB/SIMULINK and a PI controller. The study continues with experimental validation, describing the creation of a test bench and utilizing tools such as Arduino and Proteus. Performance tests are conducted to evaluate the system's response to various changes. The thesis presents both simulation and experimental results, comparing the converter's behavior in open and closed loops. It thus offers a comprehensive study of the boost converter, from theory to practice.

Keywords: DC-DC boost converter, Arduino UNO, PI regulator, MATLAB/SIMULINK, Proteus