

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur Et de La Recherche Scientifique



Université de Ghardaïa

Faculté des Sciences et Technologie

Département Sciences et Technologie

N° d'ordre :

N° de série :

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER 02

Domaine : Science et Technologie

Filière : Energies Renouvelables

Spécialité : Energies Renouvelables

Thème :

**Etude et Réalisation d'un Système d'alimentation
Alternative-Continu et Continu-Continu**

PAR :

BOUZID ABDELHAFID

Jury :

Mr ARIF Mohamed	Maitre Assistant A, Univ. Ghardaia	Président
Mr REZZAK Daoud	Maitre Assistant A, URAER. Ghardaia	Encadreur
Mr TOUAFEK Khaled	Maitre de Recherche A, URAER. Ghardaia	Examineur
Mr HOUAM Yahia	Maitre Assistant A, URAER. Ghardaia	Examineur

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2015/2016

Remerciements

Je remercie, en premier lieu, ALLAH qui m'a donné ce bien là pour que je vive ce jour, ALLAH qui m'a donné la force et la patience pour terminer ce travail.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance et ma gratitude à mon encadreur, Monsieur Rezzak Daoud qui a proposé et dirigé ce travail et monsieur, le Dr. Khaled TOUAFEK directeur de division mini centrales solaires.

Mes remerciements vont aussi à messieurs les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer mon travail.

Je tiens à remercier les responsables et tout le personnel du département de L'électrotechnique pour les facilités qu'ils m'ont accordé pour parfaire ce travail.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à ma formation et à l'élaboration de ce modeste mémoire.



DEDICACES

*Avant tous, je remercie dieu le tout
Puissant M'avoir donné le courage
et la patience pour réalise Ce travail malgré
toutes les difficultés rencontrées.*

*Je dédie ce modeste travail :
A mes très chers parents, mère et père
que dieu les garde et les Protège.
A tous mes frères et sœurs;
A toute ma famille;
A tous ceux qui me sont chers;
Que je dédie ce modeste travail.*

Bouزيد Abdelhafid

Sommaire

SOMMAIRE

LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS	Erreur ! Signet non défini.
LISTE DES FIGURES	ii
LISTE DES FIGURES	iii
Liste des Tableaux	iv
INTRODUCTION GENERAL.....	1

CHAPITRE I

Réalisation d'un Convertisseur Alternatif/Continu AC/DC.

I.1 INTRODUCTION.....	3
I.2 Le convertisseur alternatif / continu.....	3
I.3 Description du schéma et explication du fonctionnement.....	3
I.3.1 Fusible.....	3
I.3.2 Interrupteur.....	3
I.3.3 Transformateur.....	4
I.3.4 Redressement.....	4
I.3.5 Filtrage.....	6
I.3.6 Régulation.....	6
I.4 Choix des composants.....	8
I.4.1 Régulateur.....	8
I.4.2 Transformateur.....	8
I.4.3 Diodes.....	9
I.4.4 Condensateur de filtrage.....	9
I.4.5 Fusible.....	10
I.4.6 Vérification du fonctionnement.....	10
I.4.7 Les régulateurs de tension 5V et 15V.....	11
I.4.7 Schéma synoptique du chargeur.....	11

I.5 Résultats de la simulation.....	11
CONCLUSION.....	14

CHAPITRE II :

Réalisation d'un Convertisseur Continu / Continu DC / DC.

II.1 Introduction.....	15
II.2 Les éléments semi-conducteurs de l'électronique de puissance	15
II.2.1 Diode de puissance	15
II.2.2 MOSFET	15
II.2.3 Inductance	17
II.2.4 Capacité	17
II.2.5 Sources	18
II.3 Représentation du convertisseur DC/DC	18
II.3.1 Représentation de sources.....	18
II.3.2 Fluence d'énergie	21
II.3.3 Convertisseurs un quadrant	21
II.3.4 Définition du rapport cyclique	21
II.3.5 Régulation de la tension de sortie	22
II.4 Hacheur dévolteur (ou série)	25
II.4.1. Schéma de principe	25
II.4.2 Fonctionnement.....	25
II.4.3 Formes d'ondes	25
II.4.4. Tension moyenne et ondulation de tension et de courant.....	28
II.4.5. Caractéristique statique $V_s(I_s)$	29
II.5 Support d'étude	31
II.6. CONCLUSION.....	32

Chapitre III :

Association des Convertisseur AC / DC et DC / DC.

III.1 Introduction.....	33
III.2 Circuit de Commande.....	33
III.2.1.Optocoupleur	34
III.2.2 Régulation	34
III.2.2 Amplificateur	35
III.3 Carte de puissance.....	36
III.3.1 Diodes et Pont redresseur.....	37
III.3.2 Mosfet.....	37
III.3.3 Capacité.....	38
III.3.4 La Charge.....	38
III.3.5 L'inductance	39
III.4 La carte Arduino.....	39
III.4.1 Synthèse des caractéristiques.....	40
III.5 Carte de Mesure.....	41
III.6 Capteur de Courant.....	41
III.7 Diviseur de Tension.....	42
III.8 Partie Programmation.....	43
III.9 Résultat expérimental et interprétation.....	44
III.9.1 Choix et contrôle du chargeur de la batterie.....	44
III.9.2 Résultat expérimental.....	45
III.9.3 Application d'une commande en boucle ouverte.....	46
Conclusion.....	50
CONCLUSION GENERAL.....	51

LISTE DES FIGURES

LISTE DES FIGURES

FIGURE	TITRE	PAGE
Figure I.1	Schéma de l'alimentation continue	04
Figure I.2	Redresseur en pont de Graetz avec charge résistive	04
Figure I.3	Allure des tensions pour le redresseur en pont de Graetz avec charge résistive.	05
Figure I.4	Parcours du courant dans le redresseur sur charge résistive.	05
Figure I.5	Redresseur et filtre à vide.	07
Figure I.6	Forme de la tension de sortie du redresseur avec filtre à vide.	07
Figure I.7	Redresseur et filtre avec charge résistive.	07
Figure I.8	Forme de la tension de sortie du redresseur avec filtre chargé.	07
Figure I.9	Brochage du 78105 (vue de dessous).	06
Figure I.10	Ondulation de la tension filtrée.	08
Figure I.11	Schéma synoptique global du chargeur.	11
Figure I.12	La tension d'entrée de la source alternative.	12
Figure I.13	La tension d'entrée de la source alternative et redressée.	12
Figure I.14	La tension filtrée.	12
Figure I.15	La tension filtrée.	13
Figure I.16	Le courant filtrée	13
Figure II.1	représentation symbolique d'une diode de puissance.	15
Figure II.2	Représentation symbolique d'un MOSFET.	16
Figure II.3	Diagramme tension/courant idéal d'un transistor.	16
Figure II.4 (a)	Association N°1 de la Convertisseur DC/DC.	18
Figure II.4 (b)	Association N°2 de la Convertisseur DC/DC.	18
Figure II.5	Conventions adoptées pour les générateurs.	19
Figure II.6	Conventions adoptées pour les récepteurs.	19
Figure II.7 (a)	Association N o1	20
Figure II.7 (b)	Association N o2	20
Figure II.8 (a)	Convertisseur statique	21
Figure II.8 (b)	Transit de puissance.	21
Figure II.9	Schéma de principe du hacheur série	22
Figure II.10	Boucle de régulation du hacheur.	22
Figure II.11	Génération de la tension de commande VCTRL de l'interrupteur à l'aide d'un générateur de dent de scie.	24
Figure II.12	Hacheur série avec filtre passe-bas en sortie permettant d'obtenir une tension $U_c(t)$ quasi constante et égale à U_{c0} .	24
Figure II.13	Hacheur dévolteur	25
Figure II.14	Les Tensions	26
Figure II.15	Les Courants	26
Figure II.16	Les Formes d'ondes.	27
Figure II.17	Caractéristiques de sortie.	30
Figure II.18	Implémentation du convertisseur étudié dans l'environnement Simulink.	31

Figure III.1	Schéma électronique du circuit de commande rapproché.	33
Figure III.2	La carte électronique du circuit de commande rapproché.	
Figure III.3	Optocoupleur pc815.	34
Figure III.4	Amplificateur LM324A	35
Figure III.5	Signal à la sortie de l'amplificateur.	36
Figure III.6	Schéma électronique du circuit de puissance.	36
Figure III.7	La carte de puissance (boîtier).	37
Figure III.8	Signal redressé.	37
Figure III.9	MOSFET Channel N	37
Figure III.10	Signal à la sortié du Mosfet.	37
Figure III.11	Signal à la sortie du condensateur.	38
Figure III.12	Signal à la sortié de la charge.	38
Figure III.13	Signal à la sortié de la l'inductance.	39
Figure III.14	Carte Arduino "Méga"	40
Figure III.15	Description de la carte Arduino " Méga "	41
Figure III.16	Principe de conditionnement.	41
Figure III.17	capteur de courant.	42
Figure III.18	Diviseur du courant	42
Figure III.19	Diviseur du tension	42
Figure III.20	capteur de tension.	43
Figure III.21	Structure d'un programme.	44
Figure III.22	Topologie du chargeur de batterie choisit.	45
Figure III.23	la bibliothèque Simulink << support package for arduino hardword >>.	45
Figure III.24 Figure III.25	Sortie hacheur	46
Figure III.26	La tension moyenne et de sortie de $\alpha= 0.7$ de commande	47
Figure III.27	La tension moyenne et de sortie	47
Figure III.28	La tension de la hacheur.	48
Figure III.29	La commande	48
Figure III.30	Le courant de la Mosfet et de la diode.	49
Figure III.31	Signal de PWM	49
Figure III.32	La tension de la sortie de la charge à $\alpha= 0.1$ de commande.	49
Figure III.33	Le courant moyenne de la l'inductance.	50

LISTE DES TABLEAUX :

Tableau II-1 : reformule des différents régimes de conduction hacheur BUCK.....Page30

Tableau III.1 Caractéristiques électriques du de pc815.....Page35

Tableau III.2 . caractéristiques du Mosfet IRFP450.....page38

Tab III.3 Synthèse des caractéristiques Arduino.....page40

Introduction général

Introduction générale :

L'énergie électrique ne peut pas se stocker. Pour les systèmes embarqués qui nécessitent ce type d'énergie et ne peuvent pas être connectés, on a recours à des batteries. En effet, celles-ci stockent l'énergie sous forme chimique et sont capables de la restituer sous forme électrique.

La segmentation du marché des batteries fait apparaître deux types d'utilisations :

- les systèmes où l'énergie électrique n'est pas l'énergie primaire (voitures à moteur à explosion, avions, bateaux). Dans ce cas, la charge des batteries est prévue lors du fonctionnement du système et on n'a pas recours à un chargeur.

- les systèmes où l'énergie électrique est l'énergie primaire (voitures et scooters électriques, chariots de golf électriques, ordinateurs et téléphones portables). Parmi ceux-ci les systèmes complètement autonome (sans connection électrique) pour lesquels il faut recharger les batteries avec un chargeur.

Ces dernières années, le domaine de l'électronique de puissance s'est développé considérablement et offre un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique. La recherche dans ce domaine considère plusieurs aspects, notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance et ainsi que les techniques de commande.

L'utilisation des convertisseurs de puissance pour des différentes applications devient de plus en plus importante. Les domaines sont principalement les applications domestiques (téléphone mobile, ordinateurs, électroménager), l'industrie automobile (avec l'apparition de véhicules hybrides et électriques), l'aéronautique (l'avion électrique), le domaine ferroviaire, les énergies renouvelables (panneaux solaires photovoltaïques, éoliennes), les réseaux de transport d'énergie électrique (les liaisons à courant continu), etc.

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu, permettant de générer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe. Ils se composent de condensateurs, d'inductance et d'interrupteurs statiques. Ils consomment moins de puissance. C'est pour cette raison que les hacheurs ont de très bons rendements.

Le convertisseur est intrinsèquement un système non linéaire. Les techniques de commande qui peuvent être envisagées doivent aboutir à des correcteurs simples à implémenter, ce qui exige des structures simples à mettre en œuvre. L'objectif principal de ce mémoire est d'élaborer une loi de commande qui répond aux cahiers des charges imposés. Le convertisseur buck-boost est modélisé comme étant un système de commutation qui se décompose en deux sous-systèmes. La loi de commande sert à faire un transfert optimal entre les sous-systèmes de façon à assurer une stabilité et une rapidité adéquate.

Dans ce mémoire, on étudiera, en détail, les différents types de commandes robustes appliquées au convertisseur DC-DC de type Buck-Boost :

- Le premier chapitre I, est consacré à la réalisation d'un convertisseur alternatif/continu AC/DC.
- Dans le deuxième chapitre, nous allons réaliser un convertisseur continu/continu DC/DC les différents types de convertisseurs DC-DC en régime continu et discontinu.
- Le dernier chapitre, nous l'avons consacré à la présentation des résultats de cette expérience avec des interprétations et comparaison des courbes entre le résultat de simulation et expérimental.

Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle on expose les principaux résultats obtenus.

CHAPITRE I

Réalisation d'un Convertisseur Alternatif - Continu AC / DC

I.1 Introduction :

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement des convertisseurs statiques AC-DC.

Presque tous les montages électroniques demandent un apport d'énergie par une source de tension continue. Quand la consommation du circuit est faible, on peut se contenter d'utiliser une pile ou un accumulateur, mais dès que le débit est un peu plus élevé, le coût important de l'énergie électrique stockée conduit à préférer une alimentation à partir du secteur. Un certain nombre de problèmes se posent alors : le secteur est une tension alternative qu'il faut convertir en tension continue et l'amplitude de ce secteur est très élevée par rapport aux niveaux dont on a besoin dans les circuits électroniques.

I.2 Le convertisseur alternatif / continu :

Le convertisseur alternatif - continu également appelé redresseur est un convertisseur destiné à alimenter une charge de type continu, qu'elle soit inductive ou capacitive à partir d'une source alternative. La source est, la plupart du temps, du type tension. Il est utilisé par exemple pour :

- L'alimentation de moteur à courant continu.
- Chargeur de batteries d'accumulateur.
- Variateur de vitesse pour moteur à courant continu.

I.3 Description du schéma et explication du fonctionnement :

Un exemple d'alimentation à partir du secteur est représenté à la figure I.1. On désire obtenir une tension continue relativement stable de 5 V et pouvoir débiter un courant allant jusqu'à 100 mA. On se propose de commencer par expliquer le rôle précis de chaque élément du montage.

I.3.1 Fusible :

Le fusible permet de protéger le circuit en coupant l'un des fils d'arrivée du transformateur quand le courant devient trop élevé. Son calibre sera choisi après étude des courants dans le circuit. C'est un hasard si l'on a choisi ici un fusible de 0,1 A alors que le courant continu de sortie est aussi de 0,1 A.

I.3.2 Interrupteur :

On a choisi un interrupteur bipolaire, c'est-à-dire un élément qui coupe les deux phases du secteur. Cela permet qu'aucun point du montage ne soit lié au secteur après coupure de l'interrupteur. En effet, si l'on utilise un interrupteur unipolaire, un des fils du transformateur reste connecté au secteur et il peut donc être dangereux de toucher la borne correspondante qui peut être à un potentiel élevé si elle est reliée à la phase du secteur.

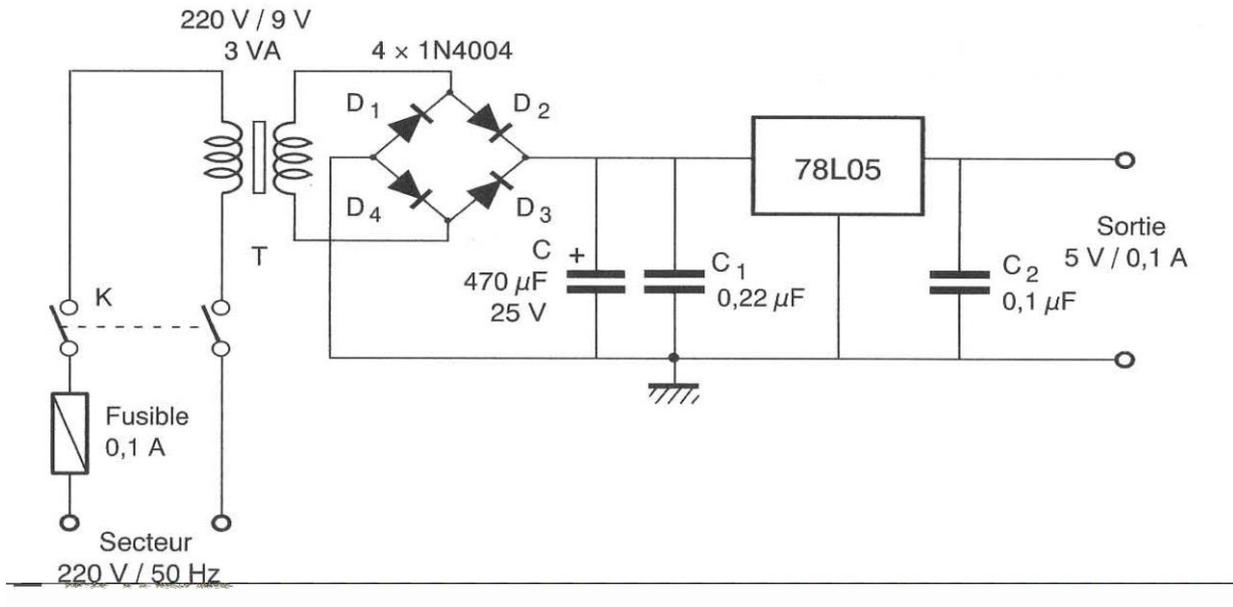


Figure I.1 - Schéma de l'alimentation continue.

I.3.3 Transformateur :

Le transformateur a un double rôle d'isolement et d'abaissement de la tension. L'isolement est nécessaire car en son absence, un point du montage pourrait être porte a un potentiel élevé s'il était relié directement à la phase du secteur. L'abaissement est également toujours indispensable car les tensions d'alimentation habituellement utilisées en électronique ne dépassent pas quelques dizaines de volts. (On trouve couramment 5 V, 12 V, 15V...) alors que la valeur efficace de la tension du secteur est 220 V (ce qui correspond a une amplitude de $220 * \sqrt{2} = 311$ V).

I.3.4 Redressement :

Le redressement est la conversion entre un signal alternatif et un signal unidirectionnel. C'est le rôle rempli par les diodes D₁ D₂, D₃ et D₄. L'ensemble de ces quatre diodes forme un « pont de Graetz ». Le fonctionnement de ce circuit est simple à expliquer quand on suppose la charge résistive (figure I.2).

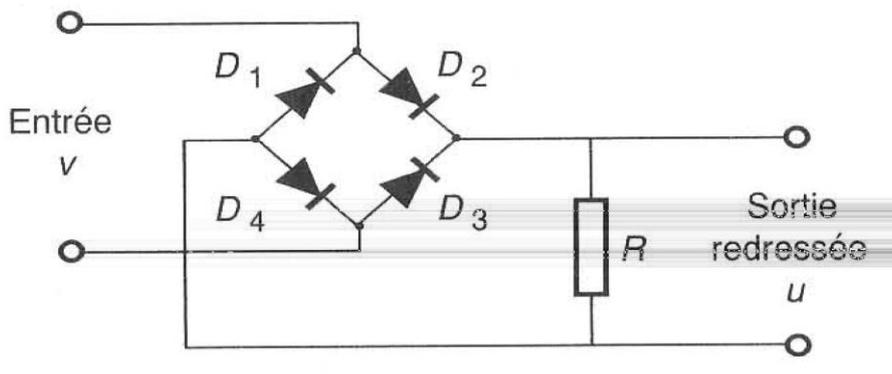


Figure I.2 - Redresseur en pont de Graetz avec charge résistive.

En idéalisant la caractéristique des diodes (on néglige en particulier la tension a leurs bornes lorsqu'elles sont passantes), on obtient une tension dont la forme est indiquée a la figure I.3. En effet, quand la tension d'entrée v est positive, les diodes D_2 et D_4 sont en polarisation directe et laissent passer le courant qui circule dans la charge tandis que les diodes D_1 et D_3 sont en polarisation inverse et sont donc à l'état bloqué. Par contre, lorsque la tension v est négative, les polarisations sont inversées : ce sont les diodes D_1 et D_3 qui sont conductrices et les diodes D_2 et D_4 qui sont bloquées. On retrouve donc aux bornes de la charge les deux alternances de la sinusoïde, mais la seconde est ramenée dans le même sens que la première. La figure I.4 illustre le principe de fonctionnement du redresseur en pont de Graetz sur charge résistive, en distinguant les deux cas que Ton vient de décrire.

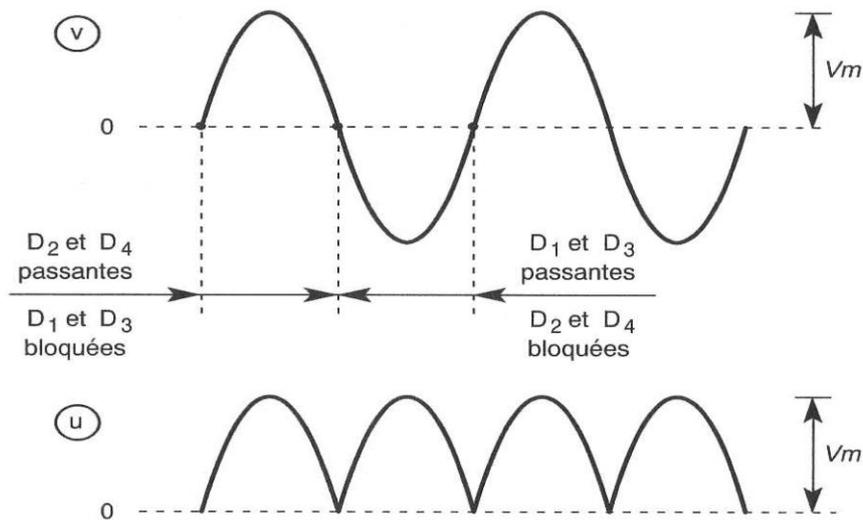


Figure I.3 - Allure des tensions pour le redresseur en pont de Graetz avec charge résistive.

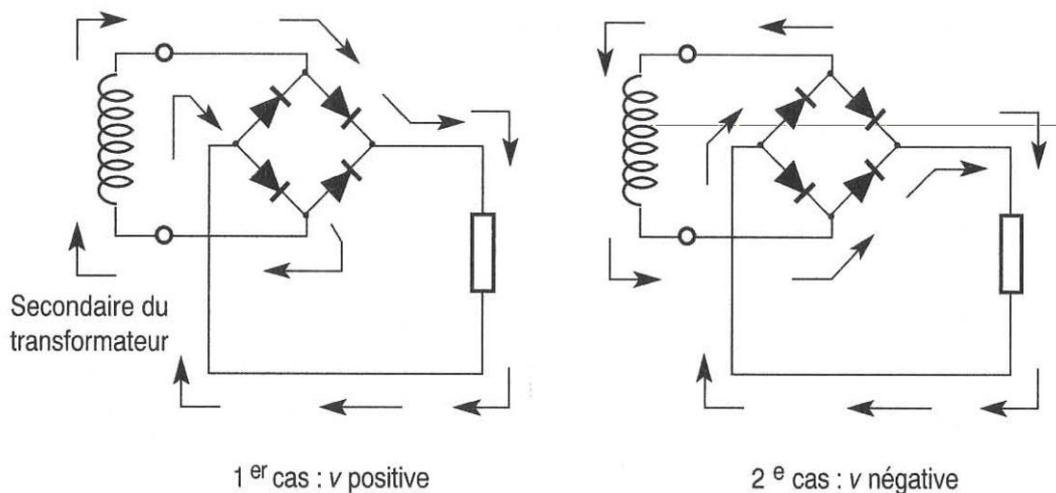


Figure I.4 - Parcours du courant dans le redresseur sur charge résistive.

I.3.5 Filtrage :

La tension redressée a une composante continue mais présente aussi une ondulation importante. La fréquence du signal est 100 Hz puisqu'il y a deux motifs identiques dans chaque période de la tension de départ à 50 Hz. Pour obtenir du continu, il faut éliminer, ou tout au moins réduire considérablement cette ondulation. C'est le rôle du condensateur de filtrage C. La présence d'une charge capacitive sur le redresseur en modifie le fonctionnement. Si aucun courant n'était débité après le condensateur (figure I.5), ce dernier se charge sous la tension de crête à la mise sous tension puis reste ainsi chargé puisqu'il n'y a aucune possibilité pour la circulation du courant (figure I.6). Si maintenant on branche une charge après le condensateur, celui-ci va se décharger périodiquement dans la charge (figure I.7 et I.8). La tension filtrée comporte encore une légère ondulation à 100 Hz qu'on appelle ronflement. L'ondulation est d'autant plus faible que la capacité C est élevée : c'est pour cela que le condensateur de filtrage est un élément chimique de forte capacité.

I.3.6 Régulation :

La partie de montage comprenant le transformateur, les diodes et le condensateur de filtrage forme déjà une alimentation continue non régulée. La tension de sortie est bien continue (à condition que la capacité C soit suffisante), mais sa valeur dépend d'un certain nombre d'influences extérieures : le courant demandé à la sortie, la tension appliquée au primaire du transformateur, la température... Lorsqu'on désire avoir une tension suffisamment stable, il faut compléter le montage par un régulateur. Cette fonction peut être réalisée avec des composants discrets (diode Zener et transistor), mais on préfère en général aujourd'hui utiliser une solution totalement intégrée : il existe en effet des circuits intégrés à trois bornes qui assurent seuls la fonction régulation de tension continue. Le modèle choisi est le 78L05 ; c'est un régulateur 5 V qui peut fournir 100 mA. IL se présente en boîtier TO-92, comme le montre la figure I.9. On peut aussi utiliser le classique 7805 ; c'est aussi un régulateur 5 V, mais qui peut débiter plus d'un ampère si on le place sur un radiateur adéquat. Ce dernier modèle, présenté en boîtier TO-220 est toutefois surdimensionné pour l'application envisagée. Aucun composant externe n'est strictement nécessaire, mais deux condensateurs supplémentaires peuvent être utiles : C_j permet un découplage qui est conseillé si le régulateur intégré se situe à une distance appréciable du condensateur de filtrage et C₂ améliore la réponse en régime transitoire. Ces deux condensateurs doivent être connectés au plus près du circuit intégré. Le régulateur fournit une tension continue bien stable, c'est-à-dire qui ne varie pratiquement pas en fonction des perturbations comme le courant débité et la tension d'entrée, à condition toutefois de respecter certaines limites. De plus, ce circuit réduit considérablement l'ondulation de la tension, ce qui autorise l'utilisation d'une capacité plus faible que dans une alimentation non régulée. Le circuit possède en outre une limitation interne qui facilite son emploi.

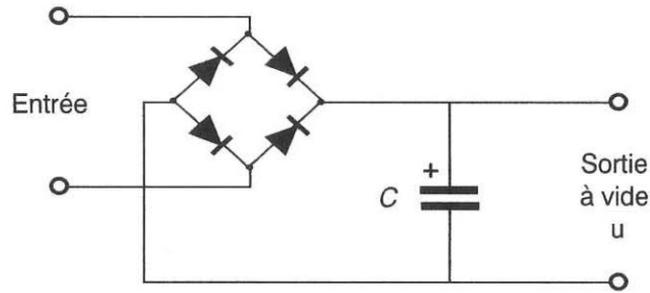


Figure I.5 - Redresseur et filtre à vide.

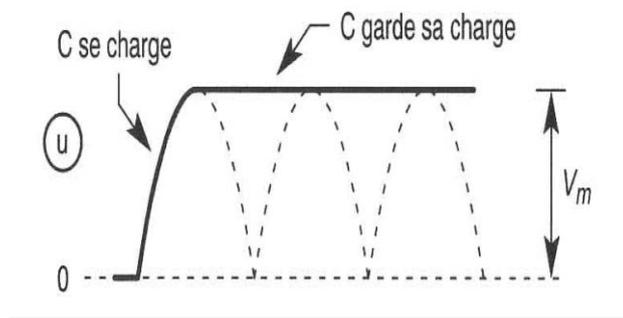


Figure I.6 -Forme de la tension de sortie du redresseur avec filtre à vide.

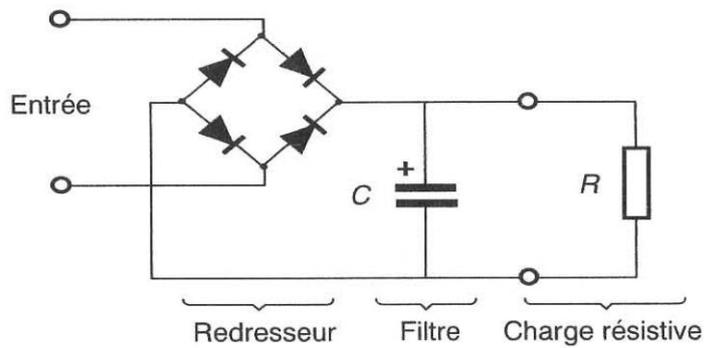


Figure I.7 - Redresseur et filtre avec charge résistive.

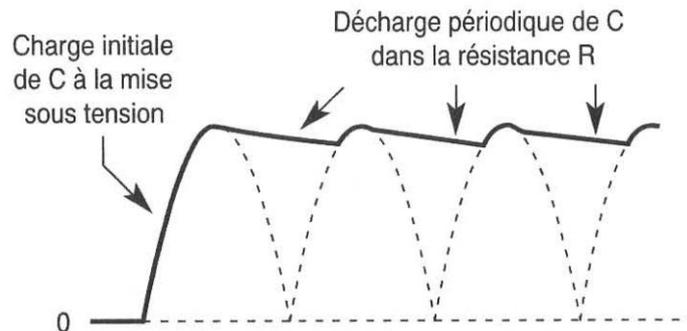


Figure I.8 - Forme de la tension de sortie du redresseur avec filtre chargé.

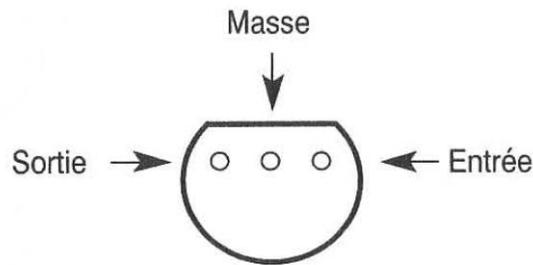


Figure I.9 - Brochage du 78105 (vue de dessous).

I.4 Choix des composants :

I.4.1 Régulateur :

Les deux paramètres essentiels du choix d'un régulateur intégré sont sa tension de sortie et le courant maximal qu'il peut fournir. Pour 5 V et 100 mA, le modèle 78L05 convient parfaitement.

I.4.2 Transformateur :

Le primaire est branché sur le réseau : tension efficace 220 V, fréquence 50 Hz. Le secondaire doit alimenter le régulateur. Ce dernier demande une tension à ses bornes de l'ordre de 2 V pour fonctionner correctement. La tension filtrée obtenue aux bornes du condensateur C est une tension approximativement continue (avec une petite ondulation), dont la valeur est un peu inférieure à l'amplitude de la tension au secondaire du transformateur à cause des seuils des deux diodes passantes qui se trouvent en série entre le transformateur et le condensateur dans chaque alternance. Le seuil d'une diode passante étant de l'ordre de 0,7 V, on peut estimer que la tension de crête aux bornes du condensateur C est $V_M - 1,4$. Pour tenir compte de l'ondulation de cette tension, on garde une marge de 1 V pour apprécier sa valeur moyenne. En résumé, le secondaire du transformateur doit fournir une tension dont l'amplitude est au moins :

$$V_M = 5 + 1,4 + 1 + 2 \text{ avec :}$$

5 : Tension de sortie.

1,4 : Seuil des diodes.

1 : Ondulation.

2 : Chute de tension aux bornes du régulateur.

Ce qui donne = 9,4 V. La valeur efficace correspondante est :

$$V_{eff} = 9,4/\sqrt{2} = 6,65 \text{ V}$$

Il faut choisir un transformateur fournissant une tension secondaire supérieure à cette valeur, avec une certaine marge de sécurité. On peut par exemple prendre un transformateur 220 V/9 V. Des valeurs plus petites peuvent aussi convenir, en réduisant les marges de sécurité adoptées.

Pour déterminer complètement le transformateur, il reste à fixer sa puissance apparente (ce qui équivaut à fixer le courant puisque la tension est déjà imposée).

On estime que l'intensité efficace I_{eff} au secondaire du transformateur doit pouvoir atteindre au moins une fois et demie le courant maximal de sortie de l'alimentation, soit ici :

$$I_{eff} = 0,15 \text{ A}$$

La puissance apparente du transformateur doit être supérieure à :

$$V_{eff} * I_{eff} = 9 * 0,15 = 1,35 \text{ VA} \tag{I.1}$$

La puissance apparente s'exprime en volt-ampere (symbole VA). On prendra par exemple dans les séries courantes un transformateur de 3 VA.

I.4.3 Diodes :

Le premier paramètre de choix d'une diode est le courant moyen en direct quelle peut supporter. Ici, du fait de l'alternance de la conduction des deux groupes de diodes, la valeur moyenne du courant à considérer est la moitié du courant de sortie. En prenant une marge de sécurité importante, on choisit des diodes pouvant être traversées par le courant maximal de sortie 0,1 A.

Le deuxième paramètre important est la tension maximale en inverse. La tension présente aux bornes de deux diodes lorsqu'elles sont bloquées est au maximum égale à deux fois l'amplitude de la tension au secondaire du transformateur. Cette tension se partage entre les deux diodes en série, mais pas en parties égales, comme on pourrait le prévoir théoriquement. On choisit donc une bonne marge de sécurité en prenant des diodes qui supportent la tension totale, soit ici :

$$2 * V_M = 2 V_{eff} * \sqrt{2} = 2 * 9 * \sqrt{2} = 25,5 \text{ V} \tag{I.2}$$

Toutes les diodes de redressement courantes supportent facilement les contraintes qui viennent d'être chiffrées. On choisit donc le modèle classique 1N4004 qui est donné pour 1 A et 400 V. Les autres diodes de la série 1N4001 à 1N4007 conviennent aussi bien, elles ne diffèrent que par la tension inverse maximale qui varie suivant le modèle de 100 V à 1 000 V.

I.4.4 Condensateur de filtrage :

La capacité du condensateur de filtrage doit être suffisante pour que l'ondulation de la tension soit assez faible.

Pour une alimentation non régulée, il faut donc se fixer un pourcentage d'ondulation tolérée dans le cahier des charges du montage.

Pour une alimentation régulée comme celle qui est envisagée ici, le taux d'ondulation de la tension aux bornes de C peut être plus élevé car le régulateur améliore beaucoup la qualité de la tension continue. On peut estimer de manière approchée que l'ondulation crête à crête ΔU (définie à la figure I.10) est donnée par la formule :

$$\Delta U = \frac{I}{2 * C * f} \tag{I.3}$$

Où I est le courant moyen débité et f la fréquence du signal alternatif (50 Hz en général). Dans le cas étudié, il faut éviter que la tension aux bornes du condensateur ne descende en dessous de 7 V pour garder une tension de 2 V aux bornes du régulateur intégré.

La valeur maximale de la tension filtrée étant un peu inférieure à 13 V (plus précisément $9 * \sqrt{2} = 12,7V$), l'ondulation tolérable est de l'ordre de 5 V. La capacité minimale du filtre est donc :

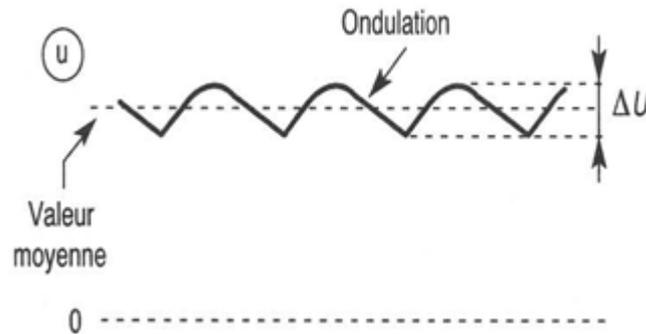


Figure I.10 - Ondulation de la tension filtrée.

On choisit donc un condensateur chimique de 470 pF. Il faut prendre garde à la précision relativement mauvaise avec laquelle sont connues les capacités des condensateurs chimiques.

Dans le choix du condensateur, il faut également préciser la tension maximale. Celle-ci est la tension à vide du redresseur, soit ici 12,7 V. Avec une marge de sécurité, on adopte un condensateur de tension maximale 25 V. La valeur précédente, 16 V, serait possible, mais un peu juste.

I.4.5 Fusible :

Pour un transformateur idéal (rendement 100 %), la puissance apparente au primaire est égale à la puissance apparente au secondaire. Le courant maximal consommé par le transformateur sur le réseau est donc :

$$I_1 = \frac{9 * 0.15}{220} = 0.006 \text{ A}$$

En réalité, les petites transformateurs sont assez éloignés de idéal, leur rendement est relativement médiocre et le courant au primaire sera donc supérieur à celui qui a été calculé plus haut. On a choisi ici un fusible de 0, 1 A.

I.4.6 Vérification du fonctionnement :

On câble le montage en prenant un certain nombre de précautions : on repère bien les enroulements primaire et secondaire du transformateur, on fait attention au sens de branchement de chaque diode et surtout on vérifie soigneusement la bonne polarisation du condensateur de filtrage (la borne marquée + sur le schéma doit correspondre à la patte + du composant). En effet, l'inversion d'un condensateur chimique par rapport au sens prévu risque de le faire exploser et la projection des produits contenus dans le composant est dangereuse pour l'expérimentateur.

On peut ensuite procéder aux essais en branchant le primaire du transformateur sur le secteur. On observe les différentes tensions à l'oscilloscope. Toutefois, on prendra garde de ne pas mettre l'oscilloscope directement sur le secteur (pour voir la tension au primaire). En effet, la masse de l'oscilloscope est reliée à la terre par l'intermédiaire de sa prise secteur et le fait de connecter

l'entrée de l'appareil sur une phase conduirait à un dangereux court-circuit. On pourra donc observer la tension au secondaire, la tension redressée et filtrée aux bornes du condensateur puis la tension continue régulée en sortie du montage.

On vérifie que la tension continue ne dépend pas du courant débité par l'alimentation (à condition évidemment de respecter le maximum prévu) en connectant des résistances de charge de plus en plus petites en sortie du régulateur. La valeur minimale de résistance de charge est celle qui donne le courant maximal, soit ici :

$$R_{\min} = \frac{5}{0.1} = 50\Omega$$

I.4.7 Les régulateurs de tension 5V et 15V :

Les régulateurs de tension servent à donner une tension sans ondulation à partir d'une tension qui ondule.

Pour alimenter le circuit de régulation de charge, il faut une tension de 5V.

On utilise donc le régulateur 7805.

Pour alimenter le driver, il faut une tension de 15V : on utilise donc le régulateur 7815.

Ils seront alimentés par le transformateur 10VA 21V, après que la tension aura été redressée et filtrée.

I.4.7 Schéma synoptique du chargeur :

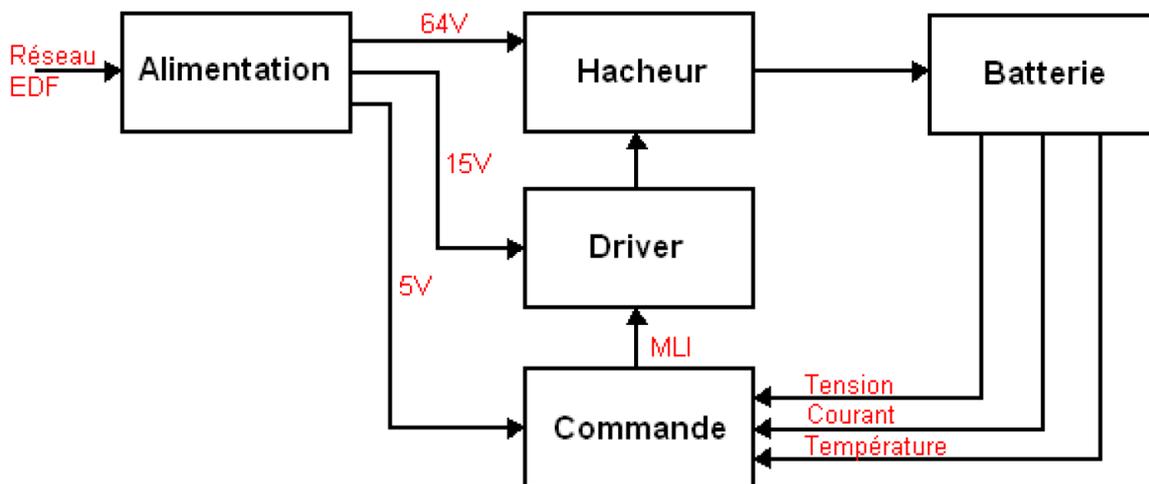


Figure I.11- Schéma synoptique global du chargeur.

I.5 Résultats de la simulation :

Dans ce type de redresseurs (conventionnels) à commutation naturelle (voir figure I.11), on note une déformation de la forme de courant. Alors, le facteur de puissance du réseau d'alimentation se trouve variable et faible dans certains cas en raison de la distorsion harmonique élevée de l'onde de

courant. Les résultats se trouvent à la figure II.11 ont été visualisés à l'oscilloscope, La tension d'entrée du montage est la tension du réseau de distribution (230 V/50 Hz).

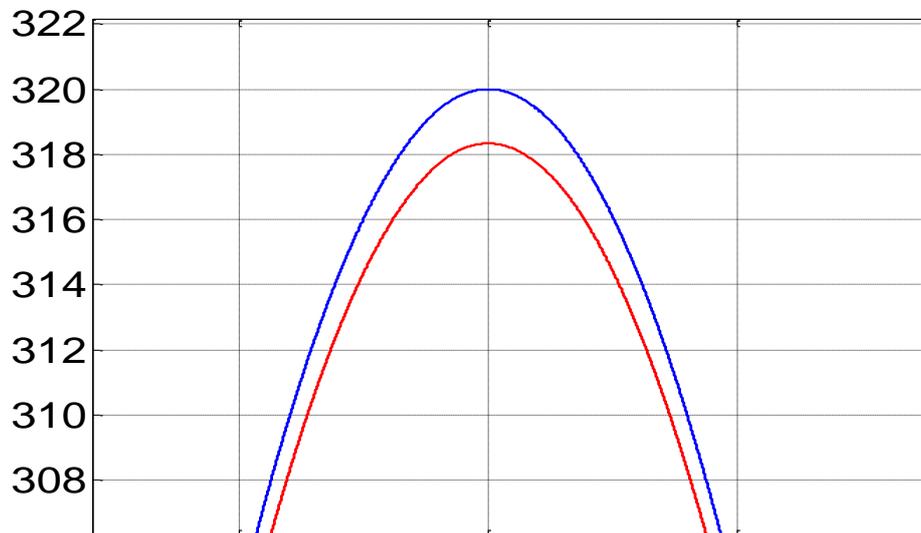


Figure. I.12 La tension d'entrée de la source alternative.

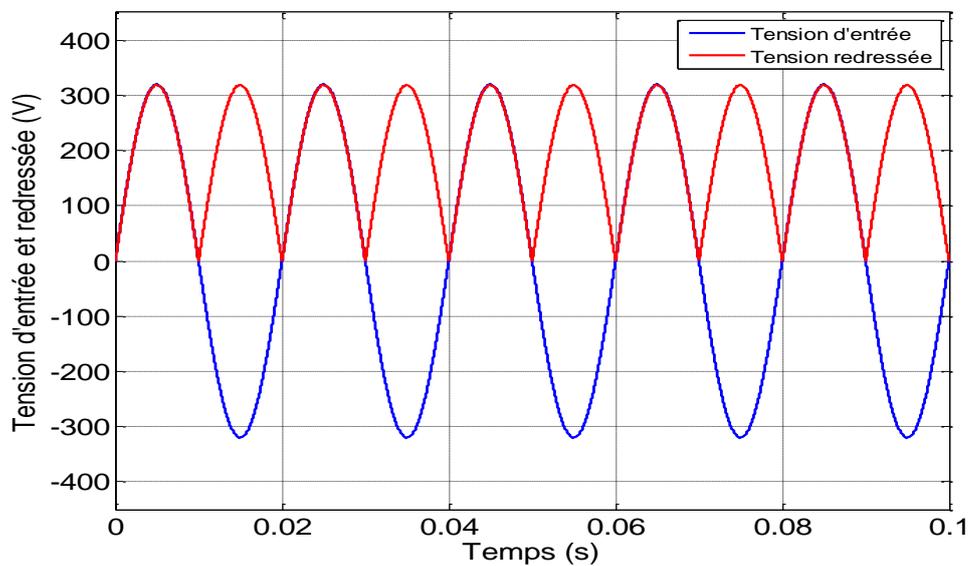


Figure. I.13 La tension d'entrée de la source alternative et redressée.

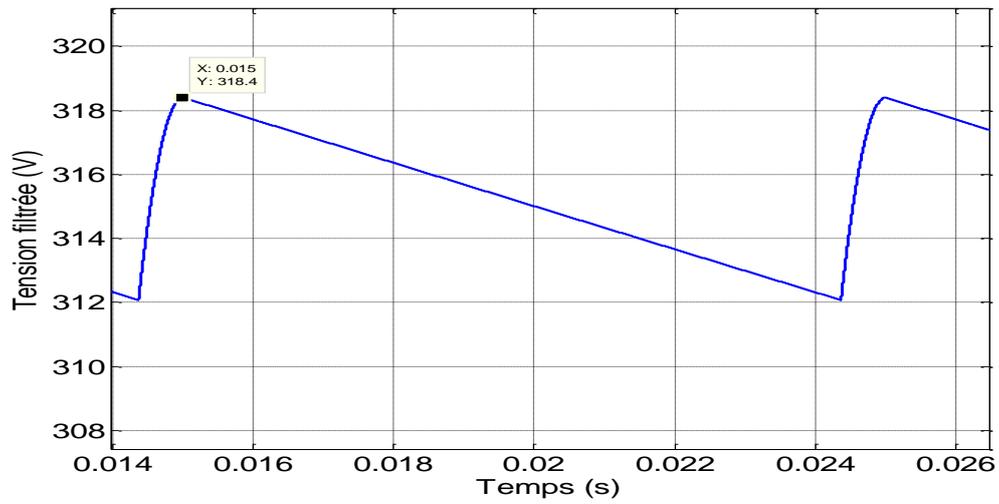


Figure. I.14 La tension filtrée.

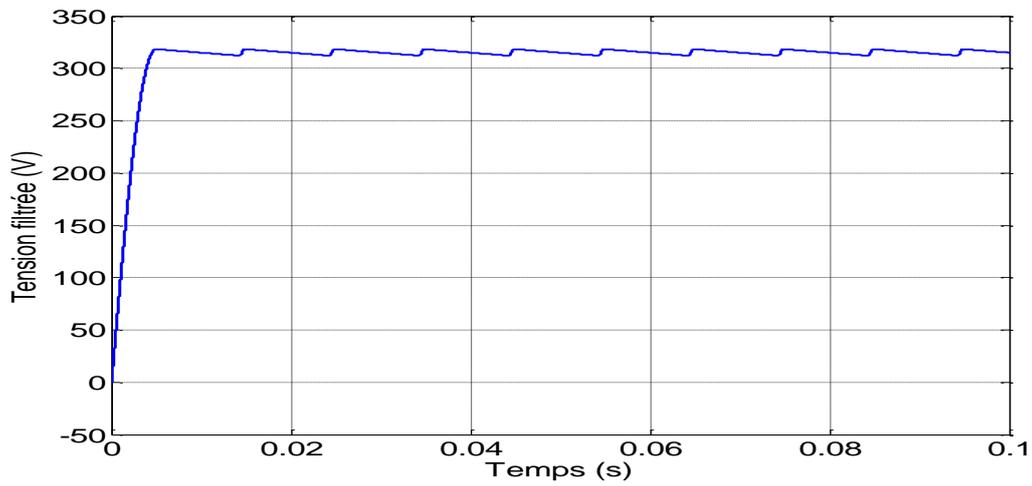


Figure. I.15 La tension filtrée.

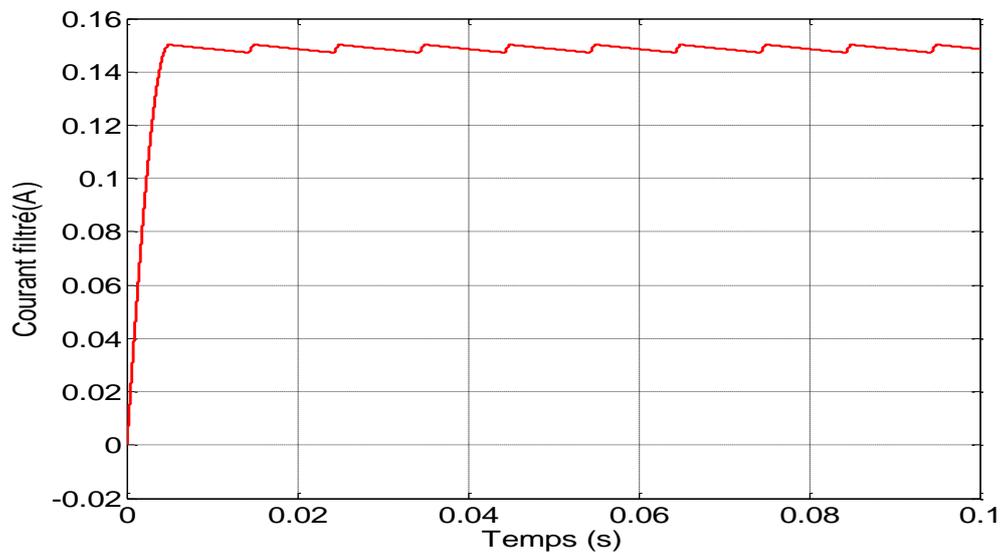


Figure. I.16 Le courant filtré.

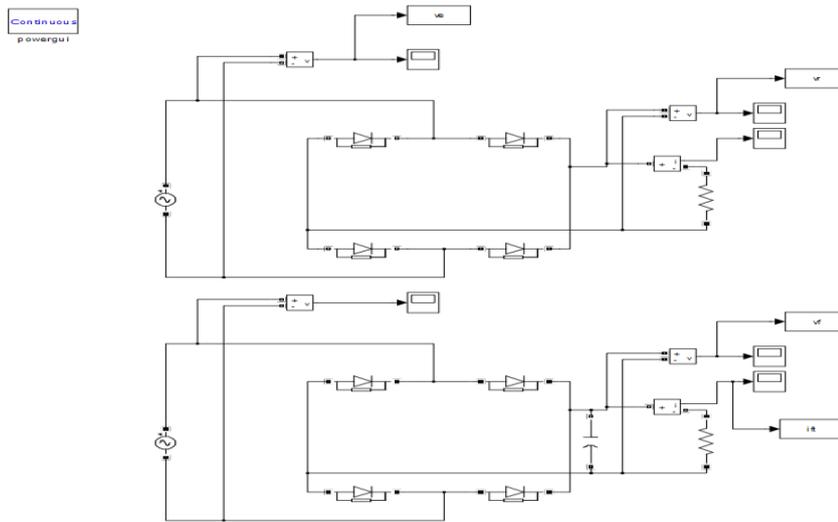


Figure I.17 Matlab/Simulink implementation of the PWM Generator.

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté différents composants d'étages qui commandent le convertisseur, le redressement, le filtrage, et la régulation de tension de sortie.

Notre chargeur de batteries 48V 50A repose donc sur différents composants intégrés prédéfinis mais il est nécessaire de comprendre leur fonctionnement. Il nous faudra donc apprendre à câbler ces composants. Ce projet est très intéressant car il permet d'apprendre à connaître les composants qui sont utilisés pour la charge des batteries et aussi pour la commande des transistors pour réaliser un découpage de la tension alternative pour récupérer une tension continue. Pour finir ce chargeur, il faudra se pencher sur la valeur du filtre.

Chapitre II

Réalisation d'un Convertisseur continu / continu DC/DC

II.1 Introduction

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de délivrer une tension continue variable à partir d'une source de tension continue constante.

Avec une tension alternative, un simple transformateur permet de changer la tension d'un niveau à un autre niveau. Mais dans le cas d'une tension continue, on doit avoir recours une approche bien différente, en utilisant un hacheur dans certaines applications industrielles, on doit transformer une tension continue quelconque en une tension continue supérieure ou inférieure. Par exemple, sur un réseau de distribution ferroviaire à courant continu, une caténaire à 4000V alimente les moteurs de traction à 300 V à l'intérieur des trains. Dans d'autres applications, un accumulateur à 12V doit alimenter un instrument à courant continu fonctionnant à une tension de 120V,....etc.

Les hacheurs sont utilisés dans les locomotives, les métros et les autobus électriques, et plus généralement partout où l'on a besoin d'un convertisseur de puissance continu-continu.

Dans ce chapitre, on présentera deux types de convertisseurs statiques continu- continu à savoir un hacheur série (qui est un abaisseur de tension).

II.2 Les éléments semi-conducteurs de l'électronique de puissance :

Les progrès réalisés des semi-conducteurs ont permis de faire évoluer ces structures aussi bien au niveau fréquentiel qu'au niveau de l'utilisation de la commutation naturelle avec commande au blocage. Bien que le Mosfet soit le composant le plus répandu en induction, la fonction " Mosfet" peut être synthétisé avec d'autres semi-conducteurs plus rapides. Les composants cités ci-dessus concernant toutes les applications de l'électronique de puissance.

II.2.1 Diode de puissance :

La diode est un élément semi-conducteur non commandable, constituée d'une jonction PN. La diode présente deux bornes : l'anode A et la cathode K. La diode laisse passer le courant dans le sens direct et le bloque dans le sens inverse.

La représentation symbolique d'une diode est donnée en figure suivante.

Pour une diode au silicium, la tension anode-cathode (V_{AK}) à l'état de conduction est de l'ordre de 0.7V : (chute de tension directe).

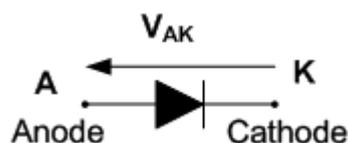


Figure II.1 - représentation symbolique d'une diode de puissance.

II.2.2 MOSFET :

Ce composant à grille isolée utilise l'effet de champ et présente des temps de commutation très faibles. Ainsi, des applications en hautes fréquences. Les capacités en courant et en tension de ce composant restent limitées, la montée en puissance ne peut se faire qu'avec des mises en parallèle/ou mises en série. Enfin, ce composant présente une diode "naturelle" en antiparallèle et

une capacité drain-source relativement importante. Son domaine de prédilection est alors la fonction Mosfet-dual.

Comme le GTO, le transistor permet des commutations commandées à l'amorçage et au blocage, du moins en blocage direct. Toutefois, le transistor ne permet pas de bloquer de fortes tensions inverses.

En puissance, les technologies rencontrées sur les MOSFET (transistor à effet de champ à grille Métaloxyde, utilisé en faible puissance), les bipolaires (moyenne puissance) et les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor, utilisés en moyenne et forte puissance : 600 à 6000 V et jusqu'à 2400 A).

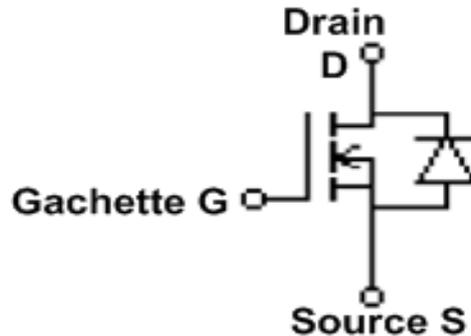


Figure II.2 - Représentation symbolique d'un MOSFET.

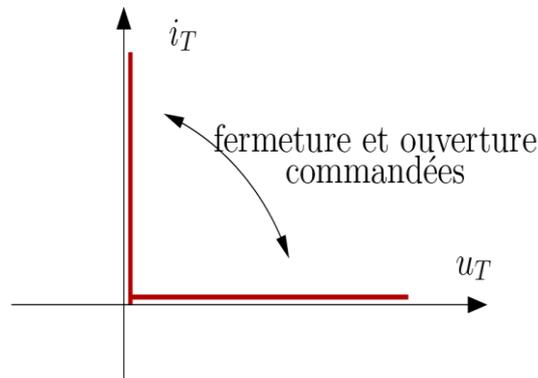


Figure II.3- Diagramme tension/courant idéal d'un transistor.

Ce composant est né de l'association intégrée d'un transistor MOSFET et d'un transistor bipolaire. Il associe les avantages de chacun d'eux :

- Commande en tension
- Tenue en tension
- Meilleure utilisation du silicium et dans une moindre mesure, les inconvénients :
 1. Trainage du courant.
 2. Chute de tension à l'état passant.

Comme le transistor bipolaire, il est unidirectionnel en tension et en courant. Ce composant a connu un fort développement ces dernières années et s'impose actuellement en remplacement du MOSFET et du Bipolaire.

II.2.3 Inductance :

Certains dipôles électriques ont la propriété d'avoir une tension proportionnelle à la dérivée du courant. On appelle inductance (notée L , d'unité le Henry, $H=Vs/A$) ce coefficient de proportionnalité tel que :

$$U(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}. \quad (\text{II.1})$$

Les bobinages électriques sont modélisés en première approximation par une telle inductance. En convention récepteur, l'inductance est positive.

La puissance instantanée s'écrit :

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \cdot i(t). \quad (\text{II.2})$$

La quantité d'énergie transférée entre les instants t_0 et t est : $\int_{t_0}^t p(\tau) \cdot d\tau = \int_{t_0}^t L \cdot \frac{di(\tau)}{dt} \cdot i(\tau) d\tau$

$$\begin{aligned} &= \left[\frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2(\tau) \right]_{\tau=t_0}^{\tau=t} \\ &= \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2(t) - \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2(t_0) \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

En considérant qu'à t_0 le courant est nul ($i(t_0) = 0$) et que cela correspond à un niveau d'énergie nul, on observe que l'énergie transmise est :

$$w_L(t) = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2(t) \quad (\text{II.4})$$

Cette énergie n'est pas dissipée comme c'était le cas pour la résistance ; elle est stockée et peut être libérée par une diminution de $i(t)$. Remarquons que le courant dans une inductance ne peut être discontinu (cela correspondrait à une tension infinie) ; place dans un circuit, une inductance a donc tendance à lisser le courant la traversant. En régime continu constant, l'inductance se comporte comme un court-circuit.

II.2.4 Capacité :

La capacité est l'élément dual de l'inductance : il s'agit d'échanger les rôles de la tension et du courant. Ainsi, la capacité C correspond à une proportionnalité entre le courant et la dérivée de la tension :

$$i(t) = C \frac{du(t)}{dt} \quad (\text{II.5})$$

(Unité: le Farad noté $F=As/V$). Les condensateurs sont des dipôles dont le modèle classique est un condensateur. Tout comme l'inductance, la capacité stocke de l'énergie :

$$W_c(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot u^2(t) \tag{II.6}$$

La tension ne peut être discontinue aux bornes d'une capacité à moins d'un courant infini ; placée aux bornes d'un circuit, la capacité a donc tendance à diminuer les variations de tension à ses bornes. En convention récepteur, la capacité est positive. En régime continu constant, la capacité se comporte comme un circuit ouvert.

II.2.5 Sources :

On distingue des sources de tension et de courant. Une source de tension a la propriété d'imposer la valeur de la tension à ses bornes quel que soit le courant qui la parcourt ; une telle source ne peut être mise en court-circuit sous risque de destruction. Une source de courant a la propriété d'imposer la valeur du courant la traversant, du moins tant que son circuit n'est pas ouvert. Les sources peuvent être continues (constante ou non), alternatives (sinusoïdales ou non).

II.3 Représentation du convertisseur DC/DC :

Un convertisseur DC/DC a pour vocation d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue et une source de courant continu.

La représentation symbolique la plus couramment utilisée est donnée Fig.4(a).

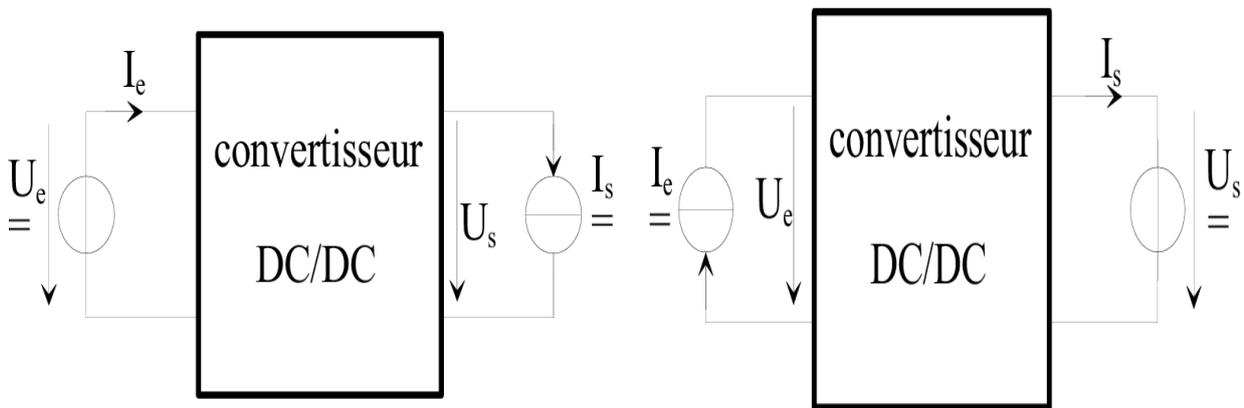


Figure.II.4 (a) : Représentation courante **Figure.II.4 (b) :** Seconde représentations

Figure II.4 - Convertisseur DC/DC.

II.3.1 Représentation des sources :

Dans l'étude des convertisseurs DC/DC, nous distinguerons systématiquement l'alimentation (source génératrice d'énergie) de la charge du convertisseur (source réceptrice).

Alimentation En regard des schémas Fig. II.4 (a) et Fig. II.4 (b), l'alimentation peut être une source de tension, ou bien une source de courant. Par convention, les représentations adoptées pour de telles sources sont telles que celles définies Fig.5.

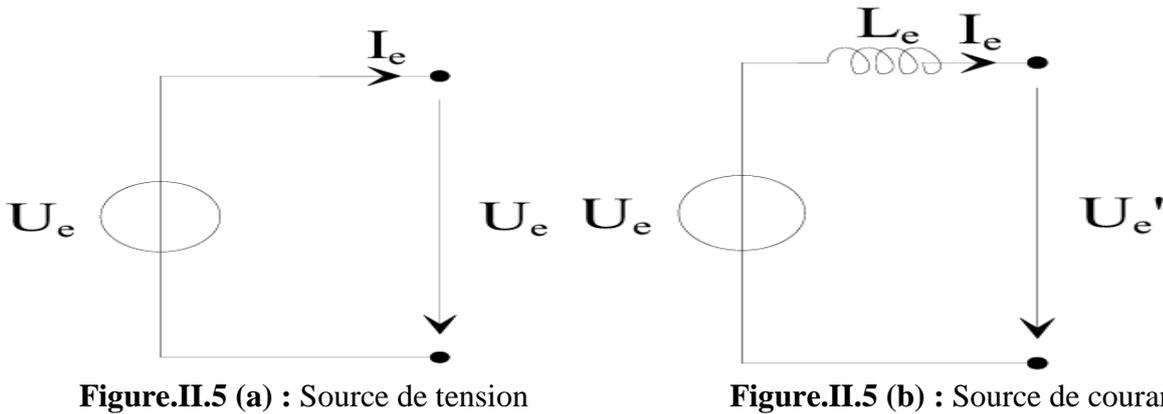


Figure.II.5 - Conventions adoptées pour les générateurs.

1. source de tension (Fig. II.5 (a)) : nous considérerons une source de tension parfaite,
2. source de courant (Fig. II.5 (b)) : nous considérerons une source de tension parfaite, en série de laquelle on place une inductance, qui confère à l'ensemble le ((caractère)) source de courant recherché.

Charge Dans la conversion DC/DC, la charge «type» est la résistance, seul dipôle susceptible d'absorber de la puissance. On ne peut légitimement considérer un tel dipôle comme une source de tension ou de courant digne de ce nom. Pour cette raison, toute charge résistive est associée à un condensateur, ou à un ensemble constitué d'un condensateur et d'une inductance, de façon à pouvoir considérer le dipôle équivalent qui résulte de cette association comme une source de tension ou de courant, suivant les besoins.

Ceci est illustre Fig. II.6.

3. source de tension (Fig. II.6 (a)) : l'association d'une résistance et d'un condensateur en parallèle confère à ce dipôle le caractère d'une source de tension,
4. source de courant (Fig. II.6 (b)) : l'ajout d'une inductance en série avec la source de tension permet de conférer à l'ensemble le caractère d'une source de courant.

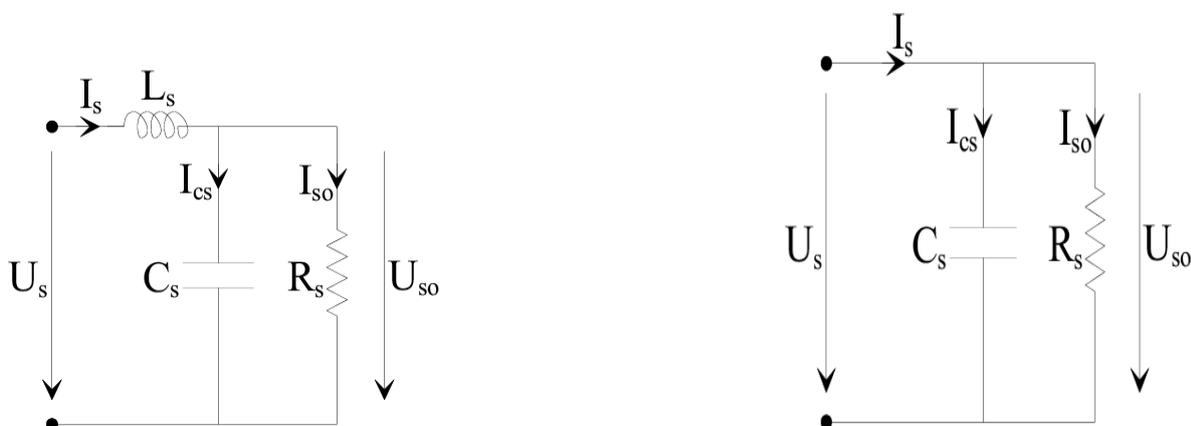


Figure.II.6 (a) : Source de tension

Figure.II.6 (b) : Source de courant

Figure.II.6 - Conventions adoptées pour les récepteurs.

Association des sources La fluence d'énergie entre l'alimentation et la source est réalisée par le convertisseur statique. Nous rappelons que nous ne nous intéressons, dans ce cours, qu'aux convertisseurs dits « directs ».

Ainsi, lors des commutations au sein de ce convertisseur, il existe forcément une séquence de fonctionnement pendant laquelle l'alimentation et la charge sont reliées directement. Ceci exclu totalement certaines possibilités d'association des alimentations et des charges définies ci-dessus, puisqu'on ne peut connecter entre elles que des sources de natures différentes.

Les possibilités d'association de ces sources se résument ainsi au nombre de deux, ainsi qu'illustre Fig.7. (a) et Fig.II.7. (b).

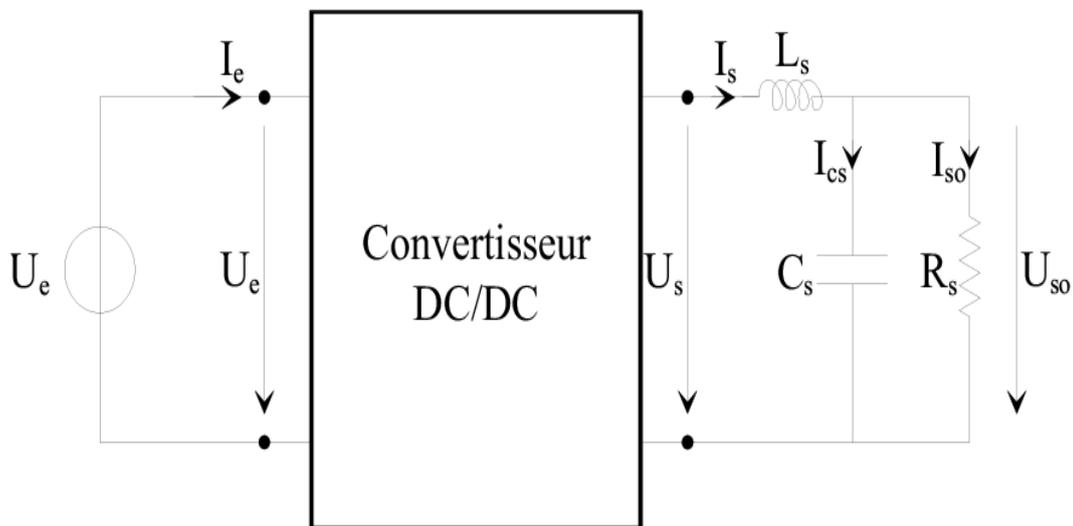


Figure.II.7 (a) : Association N o1

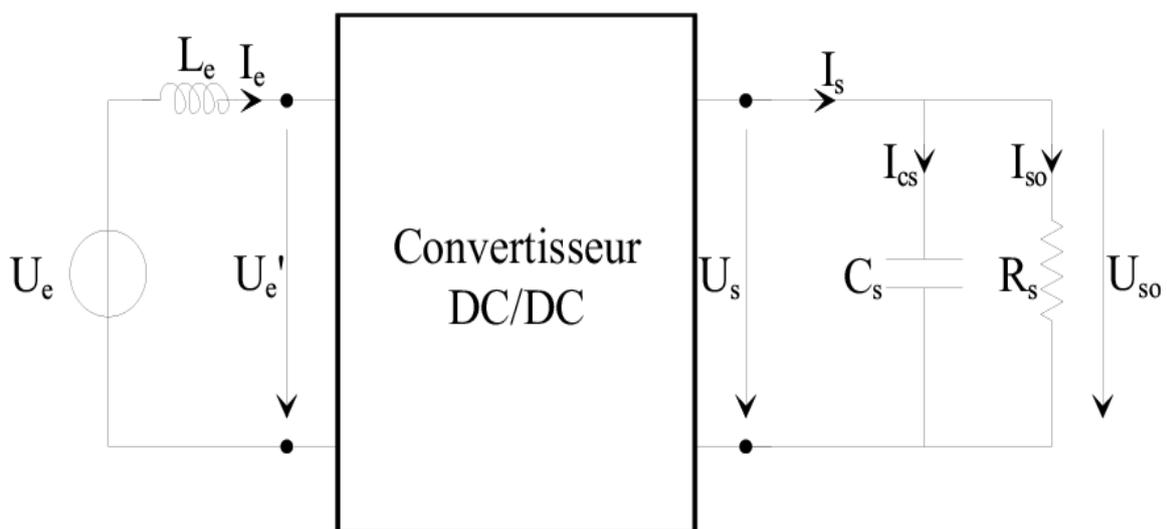


Figure.II.7 (b) : Association N o2

II.3.2 Fluence d'énergie :

Suivant les signes respectifs des grandeurs de sortie du convertisseur, qui définissent la puissance $P_s = U_s I_s$ absorbée par la source de courant du schéma Fig.II.8 (a), le système se trouvera dans l'un des quatre quadrants du plan (U_s, I_s) défini Fig. II.8(b).

Dans le quadrant 1 et 3, la fluence d'énergie se fait de la source de tension vers la source de courant, alors que les quadrants 2 et 4 définissent une fluence d'énergie de la source de courant vers la source de tension.

Suivant la nature de chacune des sources, le convertisseur DC/DC devra permettre le fonctionnement dans au moins un de ces quadrants.

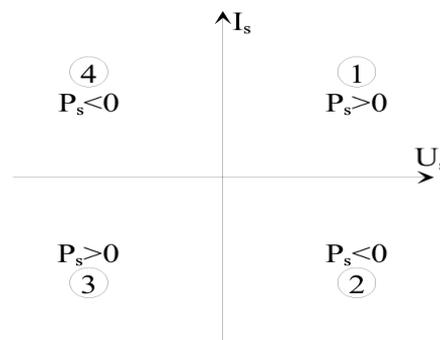
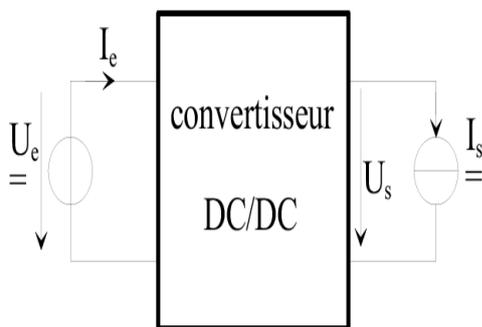


Figure.II.8 (a) : Convertisseur statique.

Figure.II.8 (b) : Transit de puissance.

Figure.II.8 - Fluence d'énergie.

II.3.3 Convertisseurs un quadrant :

Nous traitons dans cette partie des convertisseurs unidirectionnels en courant et en tension. Cela implique que la fluence d'énergie ne peut se faire, au sein du convertisseur, que dans un seul sens.

Cela revient également à considérer :

- des sources de tension unidirectionnelles en courant, dont la tension qu'elles imposent ne peut être que d'un seul signe,
- des sources de courant unidirectionnelles en tension, dont le courant qu'elles imposent ne peut être que d'un seul signe.

Cela conduit à l'étude des convertisseurs DC/DC les plus simples qui puissent être. Dans ce cadre, on distingue trois familles de convertisseurs statiques (ou hacheurs) :

- hacheur abaisseur (ou buck),
- hacheur élévateur (ou boost).

II.3.4 Définition du rapport cyclique :

Le rapport cyclique est défini comme le temps t_{ON} pendant lequel l'interrupteur est fermé divisé par la période de fonctionnement du montage T , soit :

$$\alpha = \frac{t_{on}}{T} \tag{II.7}$$

Dans les hacheurs, la tension de sortie doit en règle générale être régulée pour être constamment égale à une tension fixée, compte-tenu du fait que la tension d'alimentation U et les caractéristiques de la charge peuvent varier.

On rappelle le schéma de principe du hacheur série et le graphe de la tension de sortie avant filtrage sur la figure II.9.

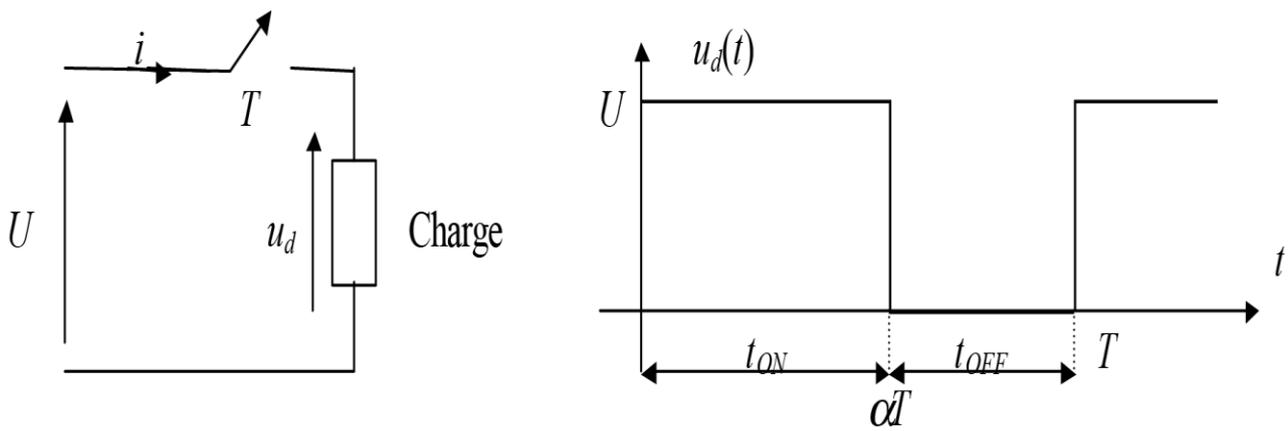


Figure II.9 - Schéma de principe du hacheur série.

Une méthode pour réguler la tension de sortie $u_d(t)$ afin d'obtenir une tension moyenne U_{d0} fixe consiste à ajuster en permanence le rapport cyclique de commande de l'interrupteur $\alpha = \frac{t_{on}}{T}$ sans modifier T .

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

II.3.5 Régulation de la tension de sortie :

Le signal de contrôle de l'interrupteur $VCTRL$ devra être élaboré par comparaison entre la tension effectivement disponible U_{d0} et la tension moyenne désirée U_{d0d} . Le schéma général de la figure II-7 sera employé.

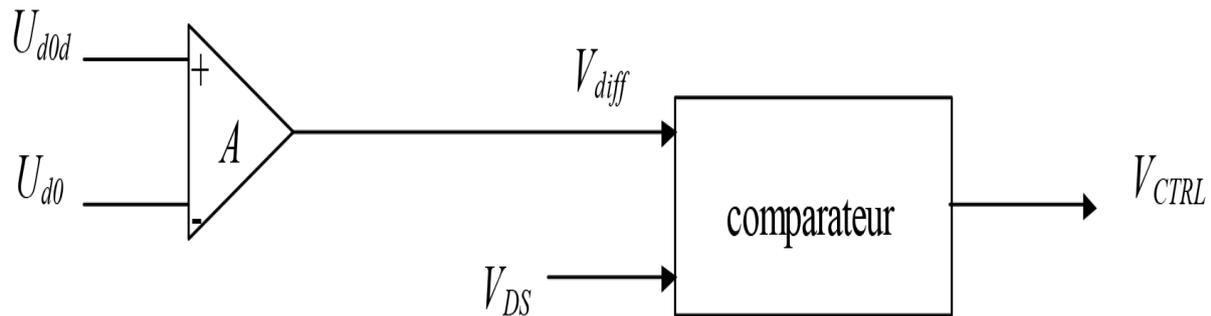


Figure II.10 - Boucle de régulation du hacheur.

A est un amplificateur différentiel qui va servir à amplifier l'écart entre la tension moyenne désirée U_{d0d} et la tension moyenne effectivement disponible.

Cette tension d'écart V_{diff} sera ensuite comparée à une tension en dent de scie de période T afin de générer la tension de commande de l'interrupteur V_{CTRL} comme le montre la figure II.10.

- Lorsque $V_{diff} > V_{DS}$: $V_{CTRL} = +V_{cc}$, l'interrupteur I est commandé à la fermeture (état ON).
- Lorsque $V_{diff} < V_{DS}$: $V_{CTRL} = 0$, l'interrupteur I est commandé à l'ouverture (état OFF).

Le fonctionnement de la régulation est expliqué ci-dessous : si $U_{d0} \downarrow$, alors $U_{d0d} - U_{d0} \uparrow$, donc :

$$V_{diff} = A (U_{d0d} - U_{d0}) \uparrow, \text{ donc } \alpha \uparrow. \text{ Or } U_{d0} = \alpha U, \text{ donc } U_{d0} \uparrow.$$

Partant d'une diminution de U_{d0} , on obtient donc une augmentation de U_{d0} en jouant sur α .

De la même manière, on montre facilement qu'une augmentation de U_{d0} est corrigée par une diminution du rapport cyclique α .

Ce type de régulation est dit « proportionnel » car la tension V_{diff} est proportionnelle à la différence entre la grandeur de sortie à réguler U_{d0} et la grandeur de consigne (ou de référence) à atteindre U_{d0d} .

Dans les deux types de fonctionnement, on voit que la valeur moyenne U_{d0} de la tension disponible aux bornes de la charge est fonction du rapport cyclique a . On réglera la valeur de U_{d0} en modifiant le rapport cyclique a :

1. soit en modifiant la durée de conduction de l'interrupteur I sans modifier la période T de commande (Modulation de Largeur d'Impulsion, MLI).
2. soit en modifiant la fréquence de commande ($f = 1 / T$) sans modifier la durée de conduction de l'interrupteur.

La solution est de loin la plus utilisée en pratique car elle permet un filtrage aisé de la tension $U_d(t)$ par un filtre passe-bas comme le décrit la figure II-12. Ce filtre passe-bas permet d'éliminer les harmoniques élevés de $U_d(t)$.

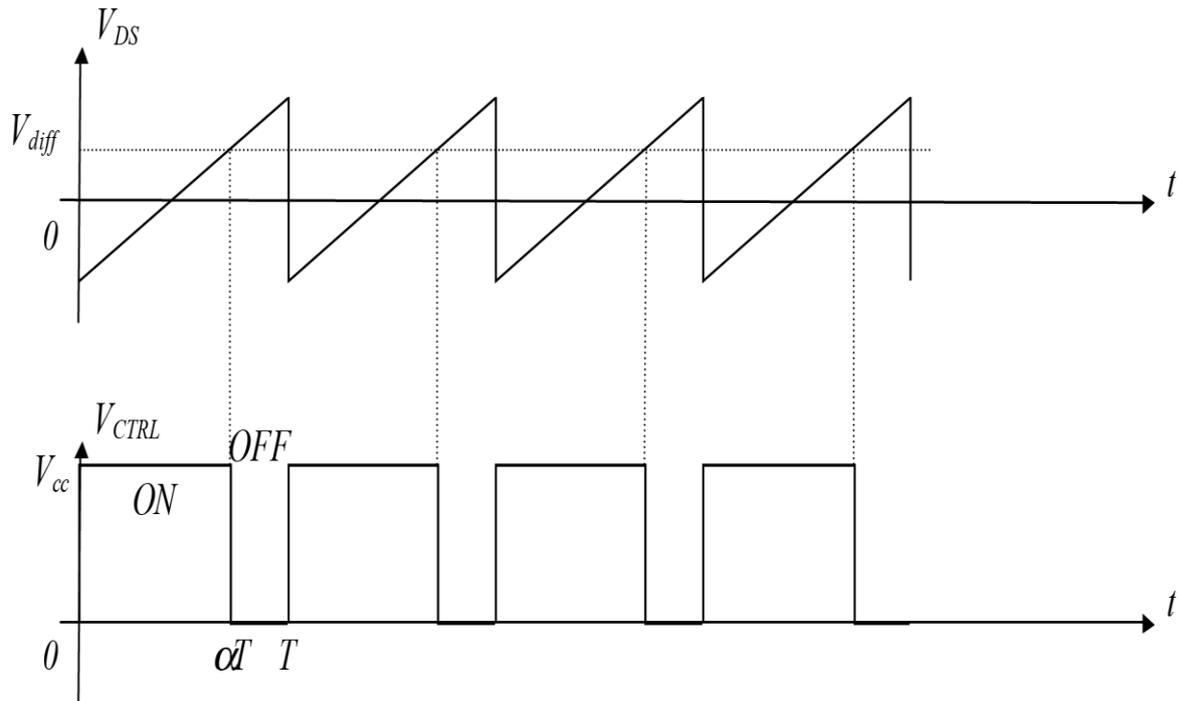


Figure II.11 - Génération de la tension de commande V_{CTRL} de l'interrupteur à l'aide d'un générateur de dent de scie.

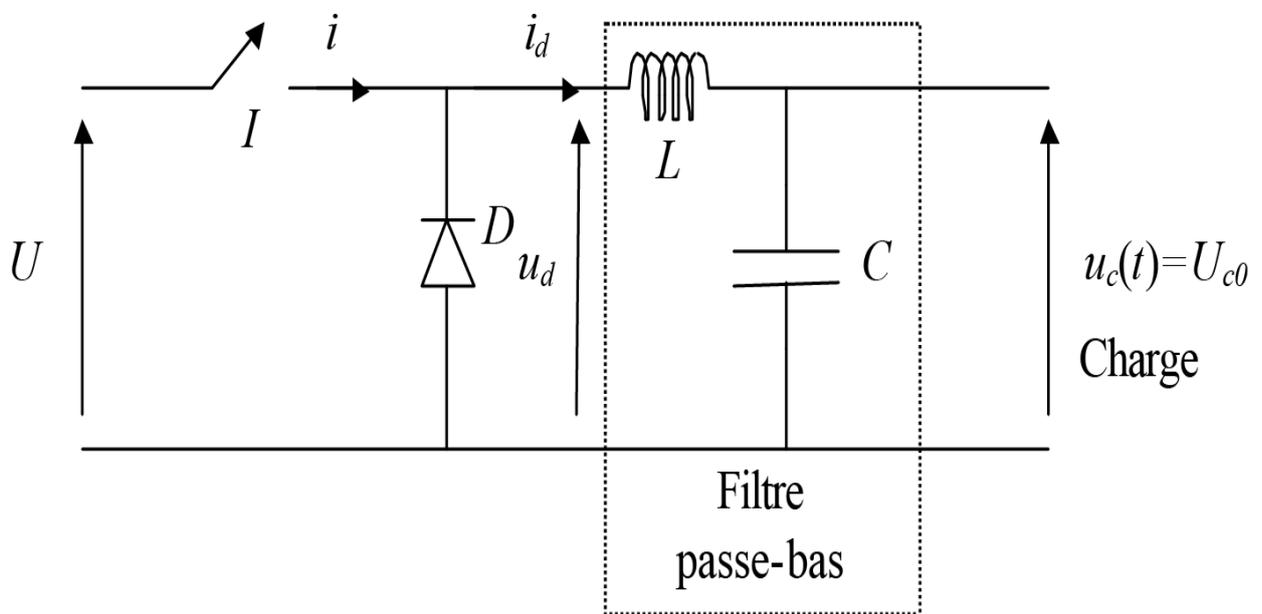


Figure II.12 - Hacheur série avec filtre passe-bas en sortie permettant d'obtenir une tension $U_c(t)$ quasi constante et égale à U_{c0} .

II.4 Hacheur dévolteur (ou série) :

Ce nom est lié au fait que la tension moyenne de sortie est inférieure à celle de l'entrée. Il comporte un interrupteur à amorçage et à blocage commandés (transistor bipolaire, transistor MOSFT ou IGBT...) et un interrupteur à blocage et amorçage spontanés (diode).

II.4.1. Schéma de principe :

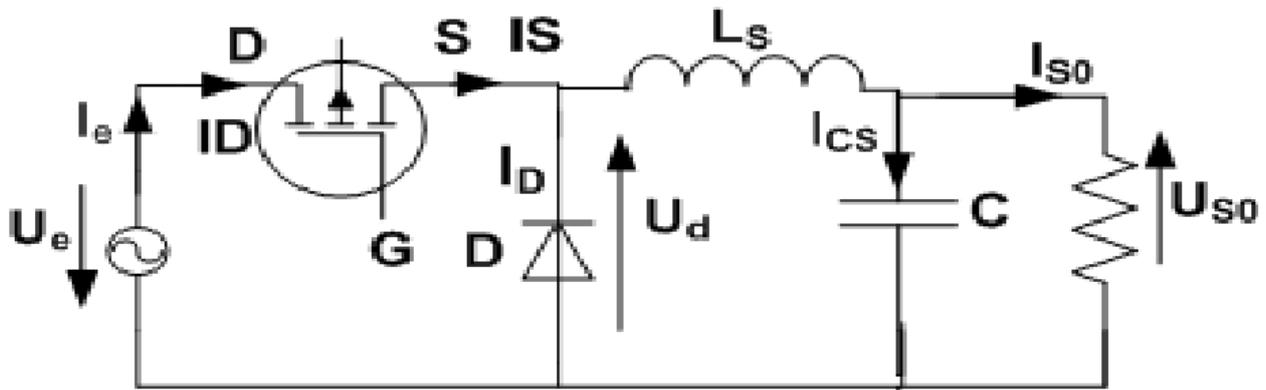


Figure II.13 - Hacheur dévolteur.

La charge est constituée par la résistance R . Les éléments L et C forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultant du découpage sur la tension et le courant de sortie. Si ces éléments sont correctement calculés, on peut supposer que i_s et v_s sont continus (on néglige l'ondulation résiduelle). L'ensemble (filtre + charge) peut être composé différemment, mais nous raisonnerons sur cet exemple par la suite.

II.4.2 Fonctionnement :

Le cycle de fonctionnement, de période de hachage T ($T=1/f$), comporte deux étapes.

Lors de la première, on rend le transistor passant et la diode, polarisée en inverse, est bloquée.

Cette phase dure de 0 à αT , avec α compris entre 0 et 1 . α est appelé rapport cyclique.

Lors de la seconde, on bloque le transistor. La diode devient passante. Cette phase dure de αT à T .

II.4.3. Formes d'ondes :

Nous allons être amenés à distinguer deux cas : la conduction continue et la conduction discontinue.

- Dans le premier, le courant de sortie est suffisamment fort et le courant dans l'inductance ne s'annule jamais, même avec l'ondulation due au découpage.
- Dans le second, le courant de sortie moyen est bien entendu positif, mais, en raison de sa faible valeur moyenne, l'ondulation du courant dans l'inductance peut amener ce dernier à s'annuler. Or, les interrupteurs étant unidirectionnels, le courant ne peut changer de signe et reste à 0 .

Les formes d'ondes données maintenant supposent que les composants sont tous parfaits et que tension et courant de sortie, v_s et i_s , peuvent être assimilés à leur valeur moyenne (ondulations de sortie négligées).

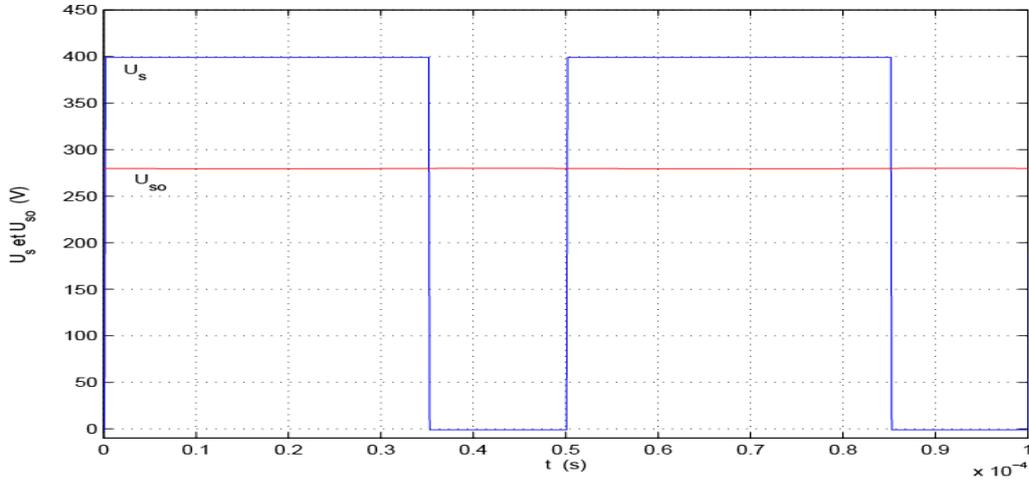


Figure. II.14 - (a) : Les Tensions.

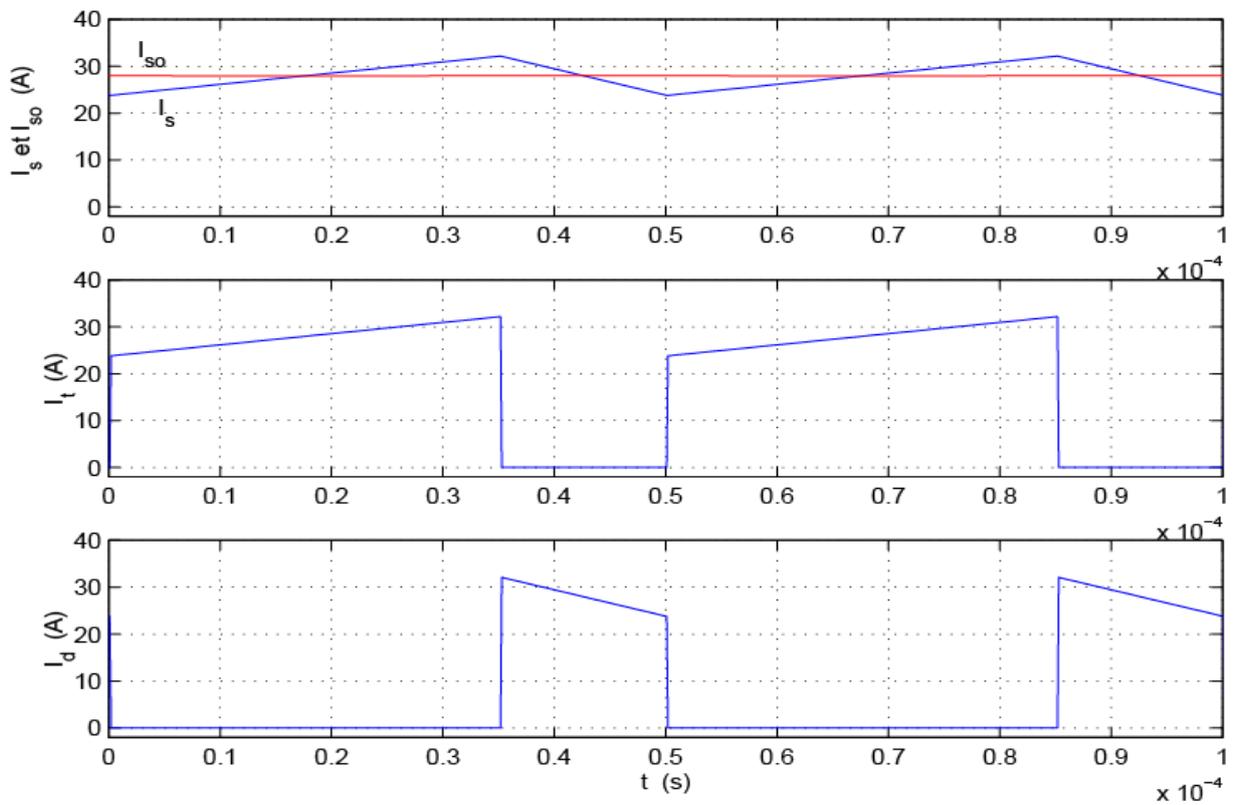
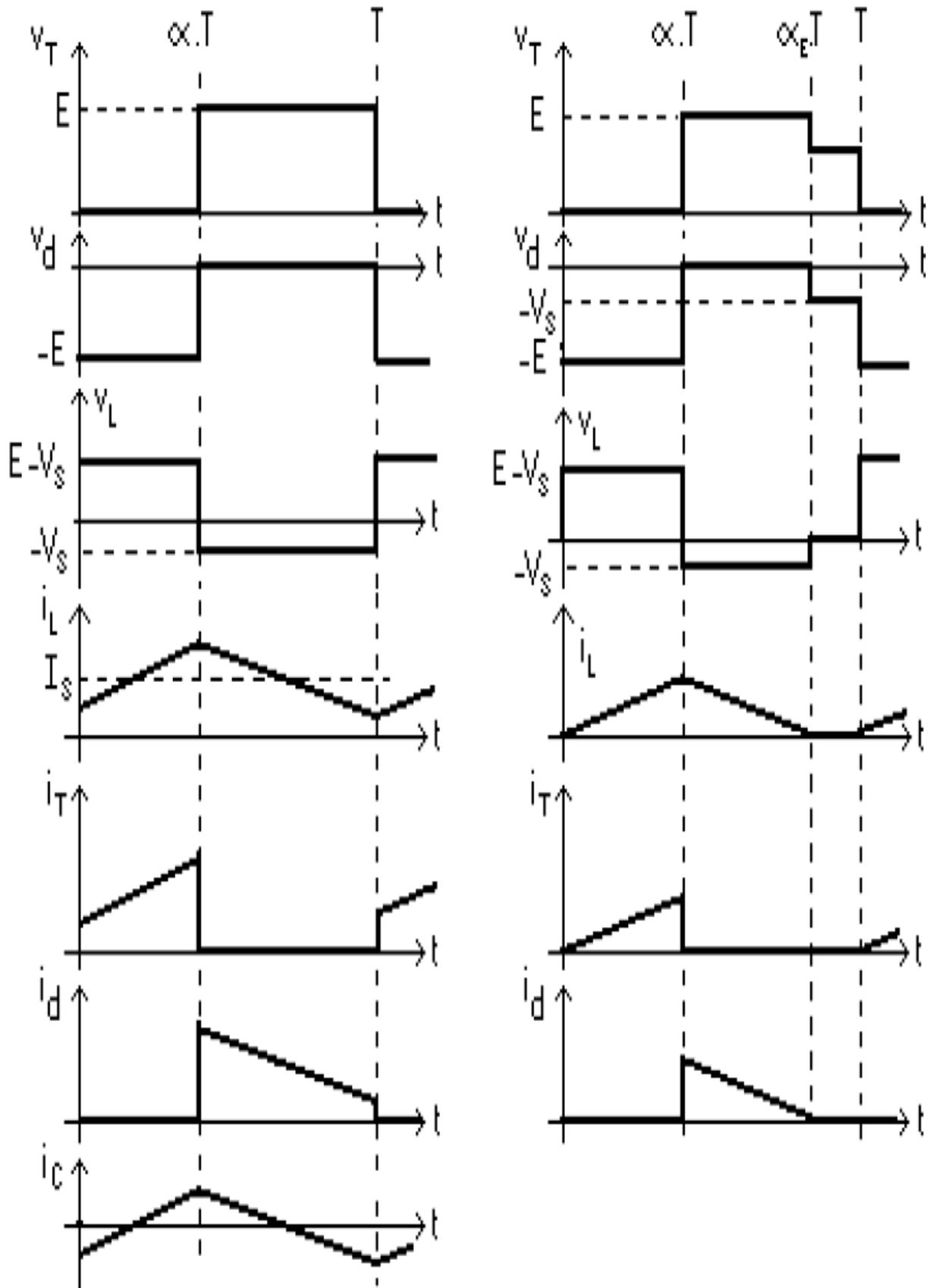


Figure.II.15 - (b) : Les Courants.



Conduction continue.

Conduction discontinue.

Figure.II.16 - Les Formes d'ondes.

II.4.4. Tension moyenne et ondulation de tension et de courant :

Nous allons désormais représenter les grandeurs par des lettres minuscules, leurs valeurs moyennes par des lettres majuscules et l'ondulation par une minuscule surmontée de \sim . Pour une grandeur $a(t)$ quelconque, on aura donc :

$$a = A + \tilde{a} \tag{II.8}$$

- valeur moyenne de la tension de sortie.

$V_S = -V_L - V_d$ soit $V_S = -V_d$ car la tension moyenne aux bornes d'une inductance, en régime périodique, est nulle.

En conduction continue, on a $V_S = \alpha.E$ alors qu'en conduction discontinue :

$$V_S = \frac{\alpha}{\alpha_E} E \tag{II.9}$$

$$\text{Car } V_S = -V_d = \alpha.E + (1 - \alpha_E).V_S \tag{II.10}$$

- remarque concernant i_L .

La pente de i_L est $(E - V_S)/L$ de 0 à $\alpha.T$ et $(-V_S)/L$ de $\alpha.T$ à $\alpha_E.T$ (on suppose pour cela que l'ondulation de tension de sortie est négligeable) et dans le cas de la conduction continue, $\alpha_E = 1$.

En effet, on a $V_L = L \frac{di_L}{dt}$ avec $V_L = E - V_S$ de 0 à $\alpha.T$ et $V_L = -V_S$ de $\alpha.T$ à $\alpha_E.T$.

- Calcul de l'ondulation de courant dans l'inductance (nous raisonnerons en conduction continue et nous supposons l'ondulation de tension négligeable en sortie). Crête à crête, on , compte tenu des calculs précédents.

$$\Delta i_L = \frac{E - \alpha E}{L} \alpha.T = \frac{\alpha(1 - \alpha)}{L.f} . E \tag{II.11}$$

On constate que l'ondulation de courant sera d'autant plus faible que l'inductance sera importante (cette inductance est appelée inductance de lissage). De plus, en augmentant la fréquence de découpage, on diminuera encore l'ondulation. Il faut cependant garder à l'esprit que les pertes par commutation dans l'interrupteur augmentent avec la fréquence (penser à adapter le radiateur à la fréquence de hachage...).

- Calcul de l'ondulation de tension de sortie (en conduction continue).

Cette fois, on ne néglige plus ce phénomène. On a :

$$i_c = c. \frac{dV_C}{dt} \text{ et } \tilde{i}_c = \tilde{v}_L \tag{II.12}$$

L'ondulation crête à crête sera prise entre deux instants successifs où i_c s'annule, par exemple entre $(\alpha/2).T$ et $\alpha.T$ puis entre $\alpha.T$ et $(\alpha+1).T/2$ puisque deux zones de fonctionnement sont à considérer.

Globalement, on a donc :

$$\Delta V_C = \Delta V_{C1} + \Delta V_{C2} = \frac{1}{C} \left[\int_{\frac{\alpha.T}{2}}^{\alpha.T} \tilde{v}_L . dt + \int_{\alpha.T}^{(\alpha+1).T/2} \tilde{v}_L . dt \right] = \frac{1}{C} \left[\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \cdot \frac{\alpha.T}{2} \right) + \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \cdot \frac{(1 - \alpha)T}{2} \right) \right]$$

$$\text{Soit : } \Delta V_C = \frac{\Delta i_L}{8.C.f} = \frac{\alpha.(1-\alpha)E}{8.L.C.f^2} \quad (\text{II.13})$$

On constate donc que l'ondulation décroît plus rapidement avec la fréquence que l'ondulation de courant. De plus, cette ondulation sera d'autant plus faible qu'inductance et capacité seront élevées.

Rq: les évolutions de V_C sont des portions de paraboles si le courant i_c est supposé triangulaire.

Rq: on ne raisonne pas en conduction discontinue car l'ondulation sera alors moins élevée.

Ce régime n'est, de toute façon, pas très intéressant pratiquement.

II.4.5. Caractéristique statique $V_s(I_s)$:

En conduction continue, $V_s = \alpha.E$ est indépendant de I_s . En revanche, en conduction discontinue, on a $V_s = (\alpha/\alpha_E).E$ avec α_E qui dépend de I_s . Pour trouver la relation souhaitée, on suppose que le convertisseur est parfait ce qui nous donne $V_s.I_s = E.I_T$ or, on a, à la limite de la conduction discontinue :

$$I_T = \frac{i_{LMax}}{2}.\alpha \quad \text{et} \quad i_{LMax} = \frac{E - V_s}{L}.\alpha.T \quad (\text{II.14})$$

$$\text{Donc : } V_s.I_s = E.\frac{E - V_s}{2.L.f}.\alpha^2 \quad (\text{II.15})$$

$$\text{Soit } I_s = \frac{\alpha^2}{2.L.f} \cdot \frac{E.(E - V_s)}{V_s} \quad (\text{II.16})$$

La courbe séparant la zone de conduction continue de la zone de conduction discontinue est obtenue en associant l'équation précédente et $V_s = \alpha.E$, ce qui conduit à l'équation de parabole suivante :

$$I_s = \frac{1}{2.L.f} \cdot \frac{V_s(E - V_s)}{E} \quad (\text{II.17})$$

Cette courbe est appelée courbe de conduction critique.

Graphiquement, la caractéristique $V_s(I_s)$, paramétrée par α , pour une fréquence fixée, se présente sous la forme suivante :

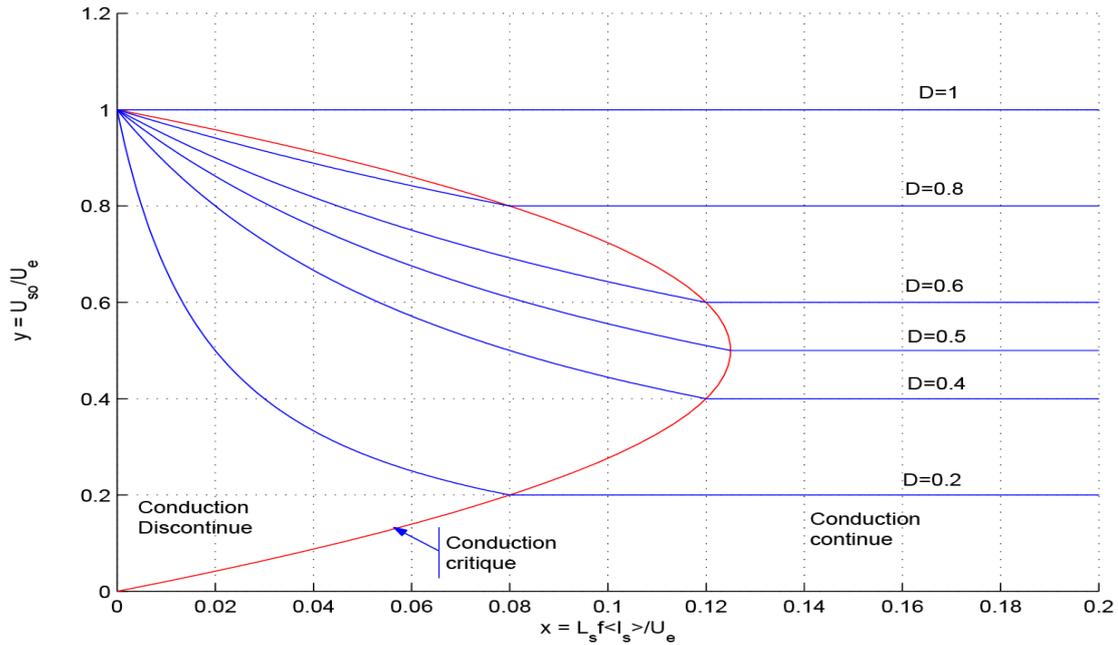


Figure. II.17 - Caractéristiques de sortie.

Rq : dans la zone de conduction continue, on obtient une source de tension parfaite, dont la valeur est commandée par α .

Rq: en fait, les évolutions de V_s ne sont pas rigoureusement horizontales, mais légèrement décroissantes, en raison des pertes ohmiques dans le montage, et notamment dans les interrupteurs.

Conduction continue	$U_{so} = D U_e$	$\implies y = D$
Conduction discontinue	$U_{so} = U_e \frac{1}{1 + \frac{2L_s f \langle I_s \rangle}{D^2 U_e}}$	$\implies y = \frac{1}{1 + \frac{2x}{D^2}}$
Conduction critique	$\langle I_{slim} \rangle = \frac{1}{2L_s f} (1 - D) D U_e$	$\implies x_{lim} = 1/2 y (1-y)$

Tableau II-1 : reformule des différents régimes de conduction hacheur BUCK.

II.5 Support d'étude :

Dans le cadre de notre étude, le cahier des charges ainsi que le dimensionnement du convertisseur ont été repris de travaux en cours au sein de labo technique.

Le cahier des charges considéré est le suivant :

- Une puissance nominale de 500 [W]
- Une conversion 42/14 [V]
- Ondulations maximales du courant et de la tension de sortie : 10%
- Rendement minimal : 80%

Les résultats d'optimisation obtenus et utilisés dans notre étude sont les suivants :

- Fréquence de découpage : $f_d=1\text{kHz}$
- Inductance de lissage : $L=1\text{ H}$
- Condensateur de filtrage : $C=180\ \mu\text{F} / 400\text{V}$

La figure II-18. Représente le schéma bloc d'un Buck entre lacé à qui fera l'objet de notre étude sous l'environnement Matlab/Simulink.

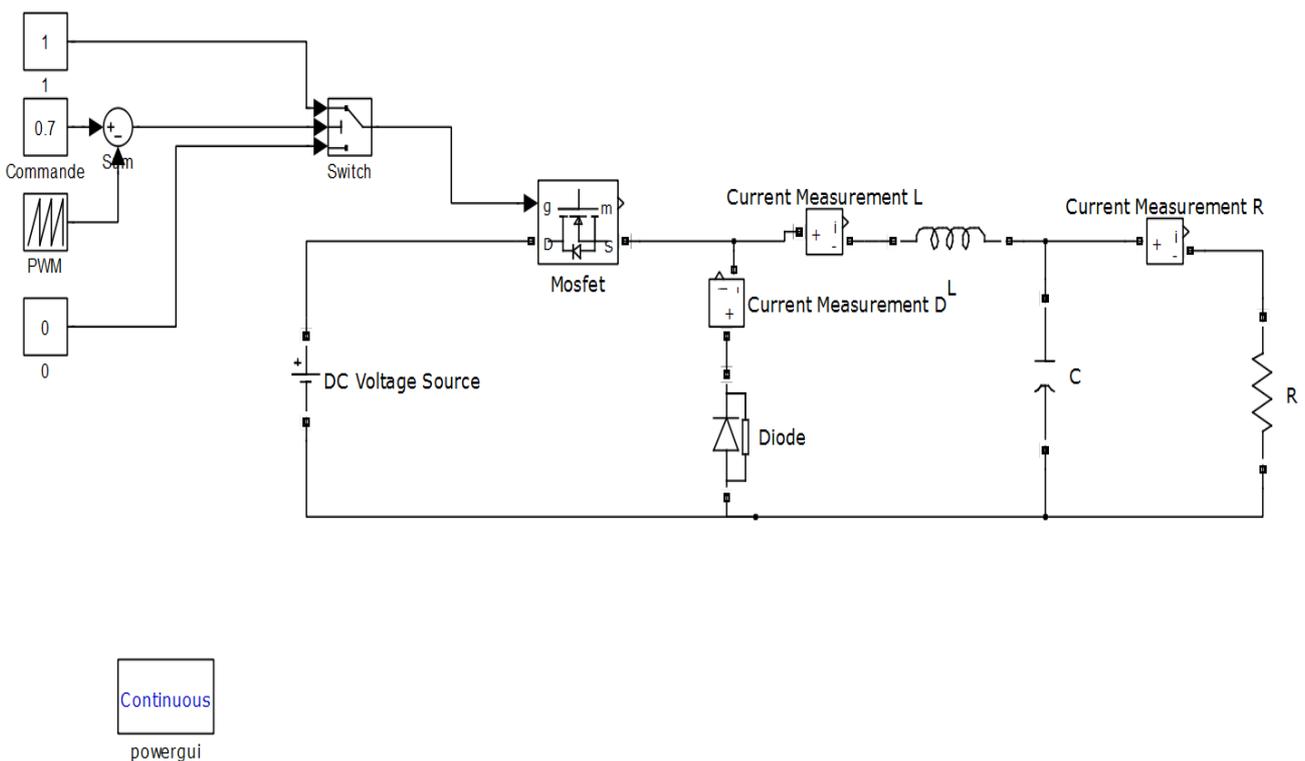


Figure II.18 - Implémentation du convertisseur étudié dans l'environnement Simulink.

II.5 CONCLUSION :

En conclusion, l'étude de ces convertisseurs à absorption sinusoïdale de courant doit être conduite en deux temps et pour deux domaines fréquentiels distincts.

Les performances requises de la boucle de courant déterminent le choix de l'inductance de liaison et de la fréquence de découpage. Nous avons proposé une technique de commande pour laquelle le calcul d'un correcteur a disparu. La dynamique de cette boucle étant à l'échelle du découpage, sa réponse peut être admise instantanée et sans erreur vis à vis de la boucle de tension.

L'étude de la boucle de tension est théoriquement un problème très délicat car certaines grandeurs sont échantillonnées et les équations non linéaires. Nous avons bâti une méthodologie simple de dimensionnement, basée sur un ensemble d'approximations justifiées pour aboutir à une équation linéaire du premier ordre. Le calcul du correcteur est alors simple et les relevés de simulation sur le système réel sont satisfaisants. L'apport de la simulation en tant qu'outil de validation est essentiel.

Chapitre III
Association des convertisseurs
AC/DC et DC/DC

III.1 Introduction:

Dans ce chapitre, nous décrivons les différents montages réalisés tels que, le circuit de commande rapprochée, le circuit de puissance de convertisseur continu / continu; et par la suite nous présentons les résultats expérimentaux obtenu.

III.2 Circuit de Commande :

Le circuit de la commande rapprochée joue le rôle d’interface entre la partie commande et la partie de puissance (circuits basse tension et haute tension respectivement).

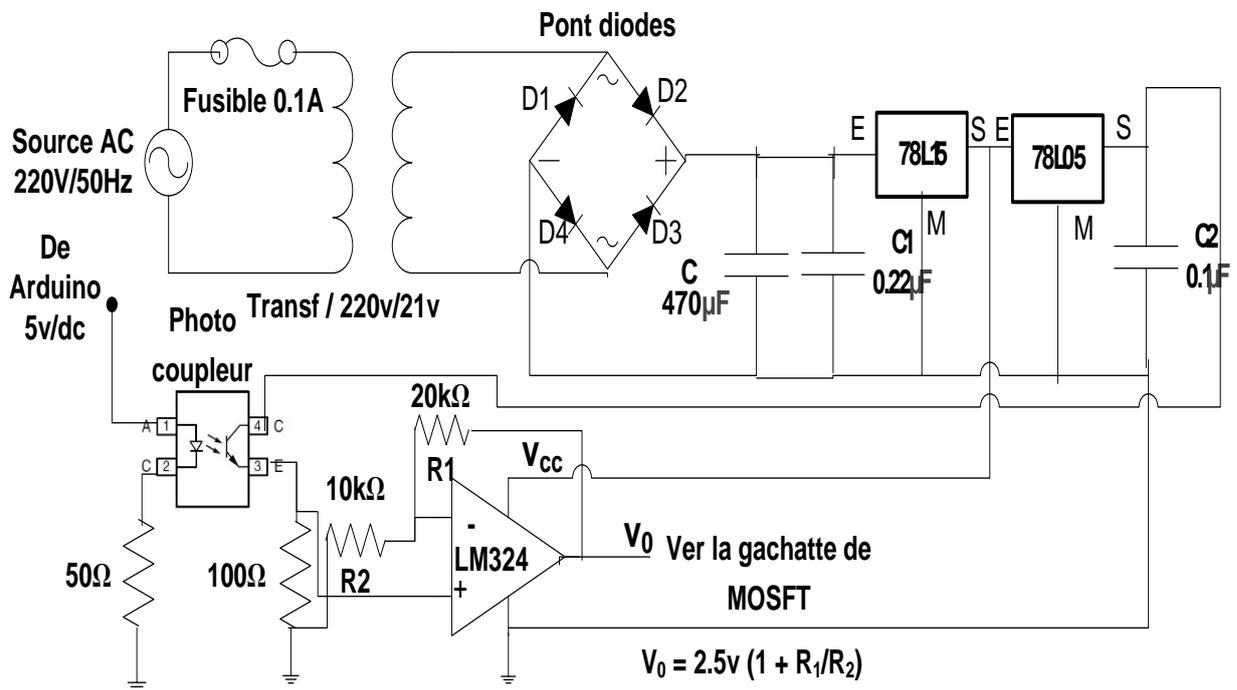


Figure III.1 Schéma électronique du circuit de commande rapprochée.

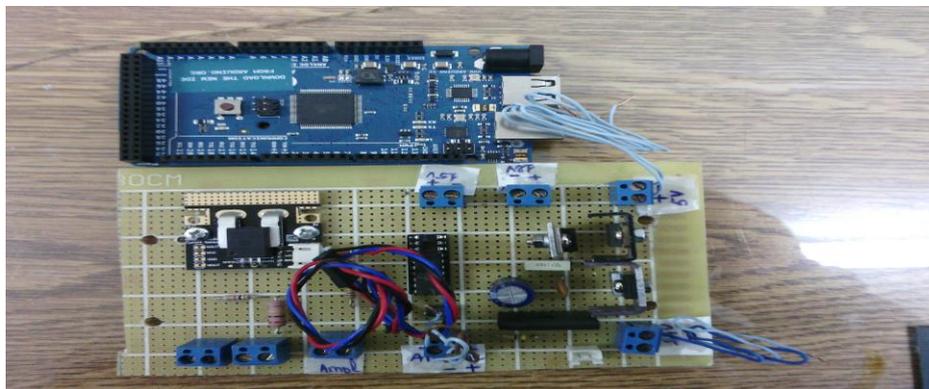


Figure III.2 La carte électronique du circuit de commande rapprochée.

III.2.1. Optocoupleur :

Un optocoupleur est un composant ou un ensemble de composants qui permet le transfert d'informations entre deux parties électroniques isolées l'une de l'autre d'un point de vue électrique. La première partie est un émetteur, et la seconde partie est un récepteur. On utilise un optocoupleur pour isoler électriquement deux parties électroniques ou électriques entre elles (on parle d'isolation galvanique).

Dans notre carte on utilise l'optocoupleur pc815 avec 1 : anode, 2 : cathode, 3 : émetteur, 4 : collecteur,

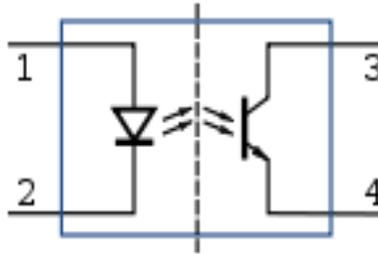


Figure III.3 optocoupleur pc815.

III.2.2 Régulation :

Les régulateurs de tension servent à donner une tension sans ondulation à partir d'une tension qui ondule.

Pour alimenter le circuit de régulation de charge, il faut une tension de 5V.

On utilise donc le régulateur 7805.

Pour alimenter le driver, il faut une tension de 15V : on utilise donc le régulateur 7815.

Ils seront alimentés par le transformateur 10VA 18V, après que la tension aura été redressée et filtrée.

Parameter		Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX	Unit
INPUT	Forward Voltage	V_F	$I_F=20mA$	---	1.2	1.4	V
	Reverse Current	I_R	$V_R=4V$	---	---	10	μA
	Terminal Capacitance	C_t	$V=0, f=1KHz$	---	30	250	pF
OUTPUT	Collector Dark Current	I_{CEO}	$V_{CE}=20V, I_F=0$	---	---	100	nA
	Collector-Emitter Breakdown Voltage	BV_{CEO}	$I_C=0.1mA$ $I_F=0$	35	---	---	V
	Emitter-Collector Breakdown Voltage	BV_{ECO}	$I_E=10\mu A$ $I_F=0$	6	---	---	V
TRANSFER CHARACTERISTICS	Collector Current	I_c	$I_F=5mA$	2.5	---	30	mA
	*1 Current Transfer Ratio	CTR	$V_{CE}=5V$	50	---	600	%
	Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_F=20mA$ $I_C=1mA$	---	0.1	0.2	V
	Isolation Resistance	R_{iso}	DC500V 40~60%R.H.	5×10^{10}	1×10^{11}	---	Ω
	Floating Capacitance	C_f	$V=0, f=1MHz$	---	0.6	1	pF
	Cut-Off Frequency	f_c	$V_{CE}=5V,$ $I_C=2mA$ $R_L=100\Omega,$ -3dB	---	80	---	kHz
	Response Time(Rise)	t_r	$V_{CE}=2V,$ $I_C=2mA$	---	4	18	μs
Response Time(Fall)	t_f	$R_L=100\Omega$	---	3	18	μs	

Tableau III.1 Caractéristiques électriques du **de pc815**.

III.2.2 Amplificateur :

L'amplificateur que na utilisée c'est LM324A:

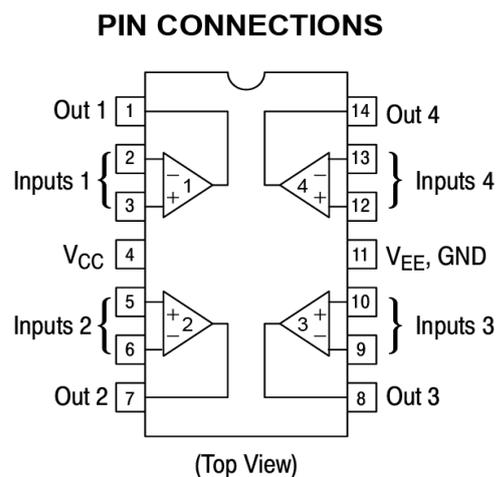


Figure III.4 Amplificateur LM324A

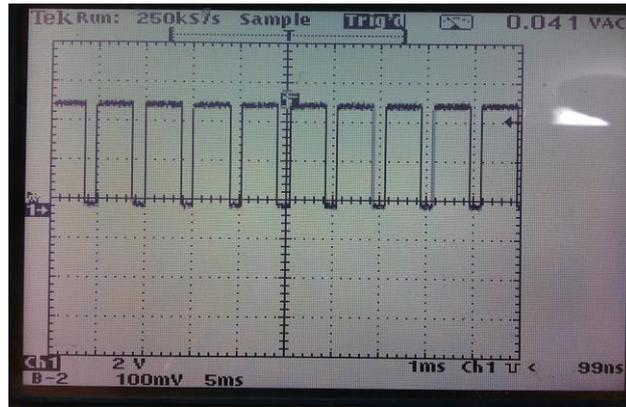


Figure III.5 Signal à la sortie de l'amplificateur.

III.3 Carte de puissance:

Les éléments d'un convertisseur DC-DC buck-boost, dont les caractéristiques sont données en annexe 1.

- Un transistor MSFT de haute fréquence de découpage.
- Le convertisseur est sous une charge résistive.
- Une alimentation continue (0-24V) permet d'ajuster le niveau de tension sur le convertisseur.

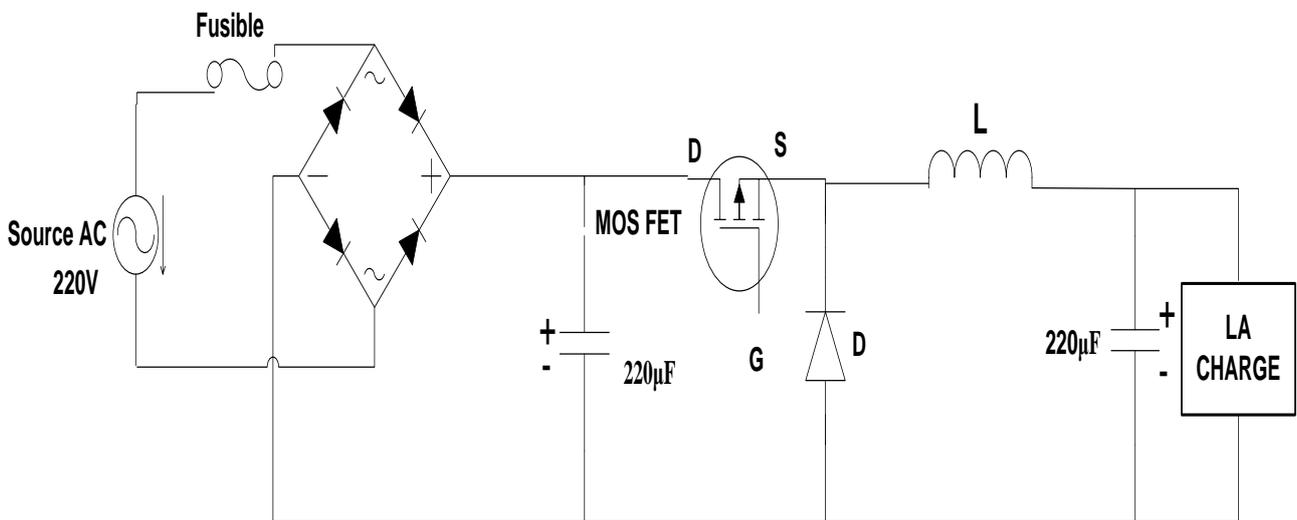


Figure III.6 Schéma électronique du circuit de puissance.



Figure III.7 La carte de puissance (boîtier).

III.3.1 Diodes et Pont redresseur :

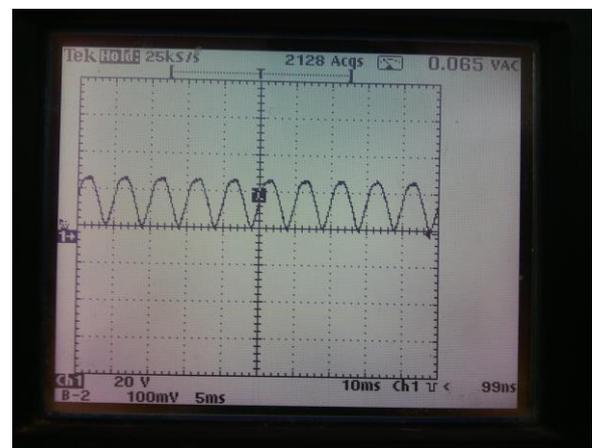
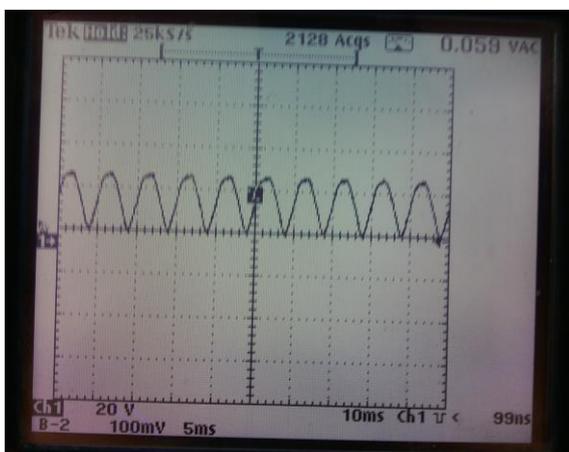


Figure III.8 Signal redressé.

III.3.2 Mosfet :

Le Mosfet qu'ouana utilisée c'est le Mosfet IRFP450 :

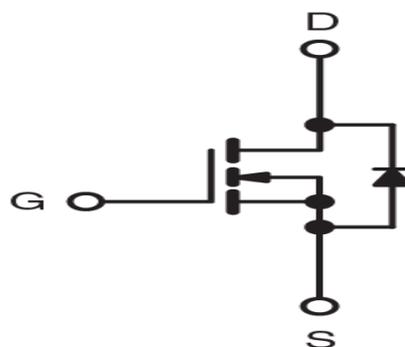


Figure.III.9 MOSFET Channel N

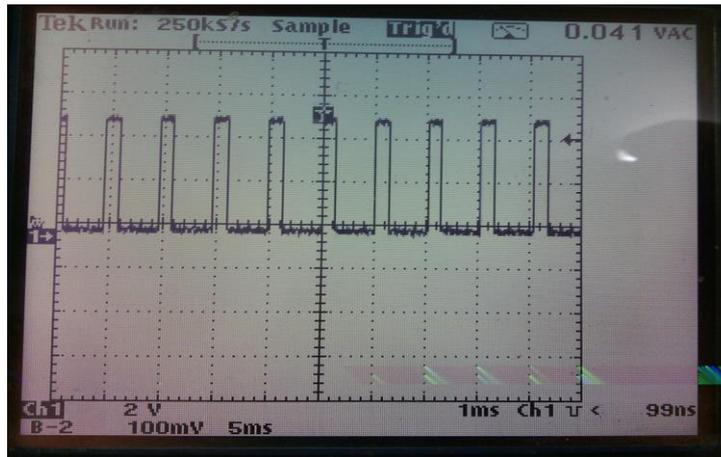


Figure III.10 Signal à la sortie du Mosfet.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DS}	Drain-source Voltage ($V_{GS} = 0$)	500	V
V_{DGR}	Drain-gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{ k}\Omega$)	500	V
V_{GS}	Gate- source Voltage	± 30	V
I_D	Drain Current (continuos) at $T_C = 25^\circ\text{C}$	14	A
I_D	Drain Current (continuos) at $T_C = 100^\circ\text{C}$	8.7	A
$I_{DM}(\bullet)$	Drain Current (pulsed)	56	A
P_{TOT}	Total Dissipation at $T_C = 25^\circ\text{C}$	190	W
	Derating Factor	1.5	$W/^\circ\text{C}$
$dv/dt(1)$	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	$^\circ\text{C}$
T_j	Max. Operating Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$

(*)Pulse width limited by safe operating area

(1) $I_{SD} \leq 14\text{A}$, $di/dt \leq 100\text{A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$, $T_j \leq T_{JMAX}$.

Tableau III.2 . caractéristiques du Mosfet IRFP450.

III.3.3 Capacité:

On constate que la présence d'un condensateur diminue l'ondulation Δu de la tension redressée.

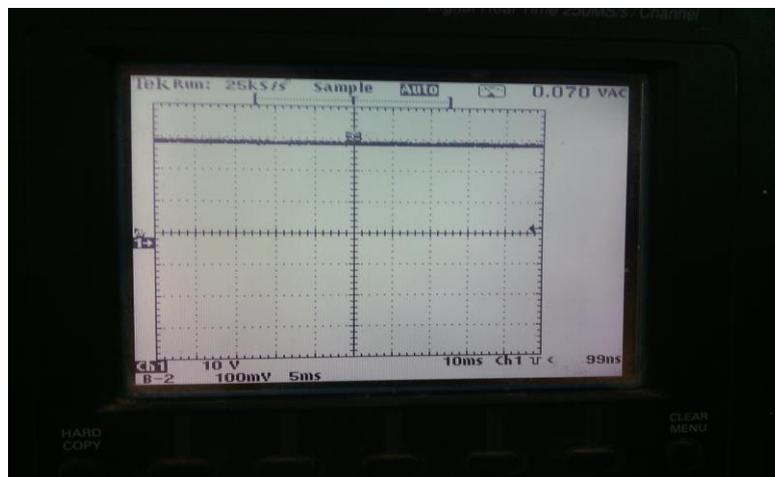


Figure III.11 Signal à la sortie du condensateur.

III.3.4 La Charge :

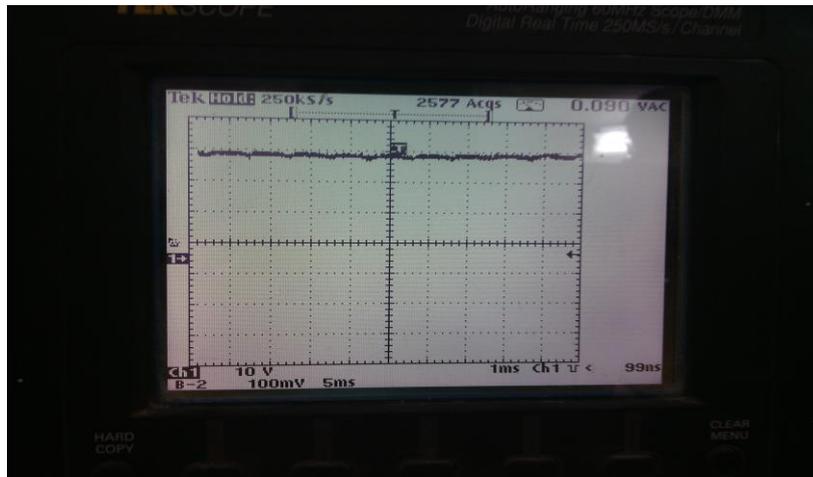


Figure III.12 Signal à la sortie de la charge.

III.3.5 L'inductance :

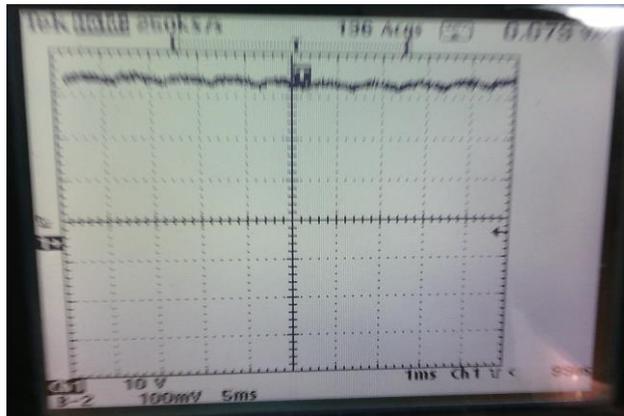


Figure III.13 Signal à la sortie de l'inductance.

Le lissage du courant par une inductance est utilisé pour de forts débits en électronique de puissance. Si l'inductance est assez grande, on peut considérer le lissage comme parfait : le courant i est constant.

III.4 La carte Arduino:

La carte Arduino Mega 2560 est une carte à microcontrôleur basée sur un ATmega2560 (fiche technique).

Cette carte dispose:

- de 54 (!) broches numériques d'entrées/sorties (dont 14 peuvent être utilisées en sorties PWM (largeur d'impulsion modulée)),

- de 16 entrées analogiques (qui peuvent également être utilisées en broches entrées/sorties numériques),
- de 4 UART (port série matériel),
- d'un quartz 16Mhz,
- d'une connexion USB,
- d'un connecteur d'alimentation jack,
- d'un connecteur ICSP (programmation "in-circuit"),
- et d'un bouton de réinitialisation (reset).

Elle contient tout ce qui est nécessaire pour le fonctionnement du microcontrôleur; Pour pouvoir l'utiliser et se lancer, il suffit simplement de la connecter à un ordinateur à l'aide d'un câble USB (ou de l'alimenter avec un adaptateur secteur ou une pile, mais ceci n'est pas indispensable, l'alimentation étant fournie par le port USB).

La carte Arduino Mega 2560 est compatible avec les circuits imprimés prévus pour les cartes Arduino Uno, Duemilanove ou Diecimila.

III.4.1 Synthèse des caractéristiques:

Microcontrôleur	ATmega2560
Tension de fonctionnement	5V
Tension d'alimentation (recommandée)	7-12V
Tension d'alimentation (limites)	6-20V
Broches E/S numériques	54 (dont 14 disposent d'une sortie PWM)
Broches d'entrées analogiques	16 (utilisables en broches E/S numériques)
Intensité maxi disponible par broche E/S (5V)	40 mA (ATTENTION : 200mA cumulé pour l'ensemble des broches E/S)
Intensité maxi disponible pour la sortie 3.3V	50 mA
Intensité maxi disponible pour la sortie 5V	Fonction de l'alimentation utilisée - 500 mA max si port USB utilisé seul
Mémoire Programme Flash	256 KB dont 8 KB sont utilisés par le bootloader
Mémoire SRAM (mémoire volatile)	8 KB
Mémoire EEPROM (mémoire non volatile)	4 KB
Vitesse d'horloge	16 MHz

Tab III.3 Synthèse des caractéristiques Arduino.



Figure III.14 Carte Arduino "Méga"

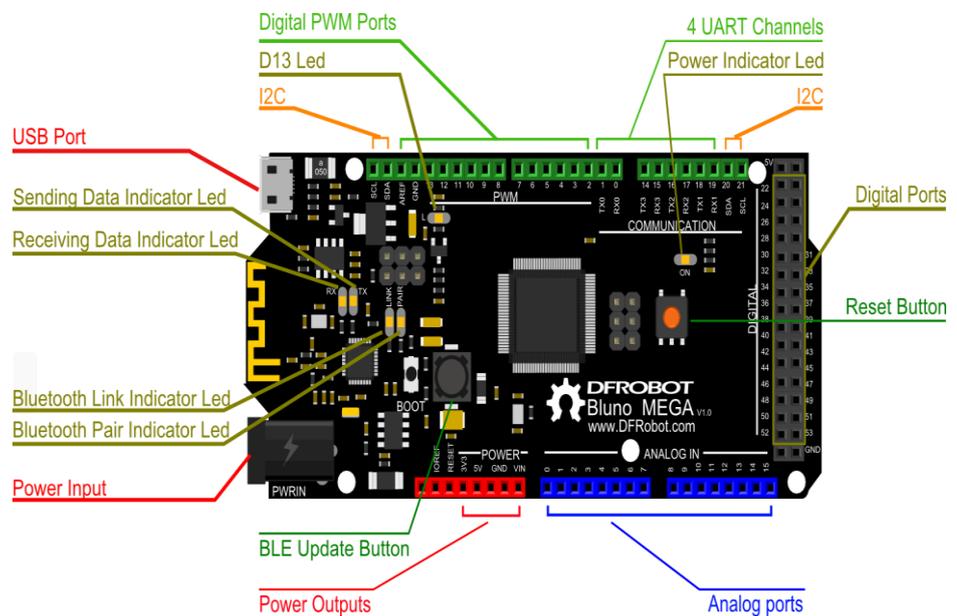


Figure III.15 Description de la carte Arduino " Méga "

III.5 Carte de Mesure :

Le convertisseur analogique numérique ADC ne peut convertir que des signaux positifs compris entre 0 et 3.3V alors que les grandeurs mesurées (courants ou tensions) à la sortie du capteur sont comprises entre -10V et +10V, c'est pour cette raison qu'une carte de conditionnement est nécessaire.

Les étapes de la mise en forme et de filtrage sont représentées sur le schéma suivant :

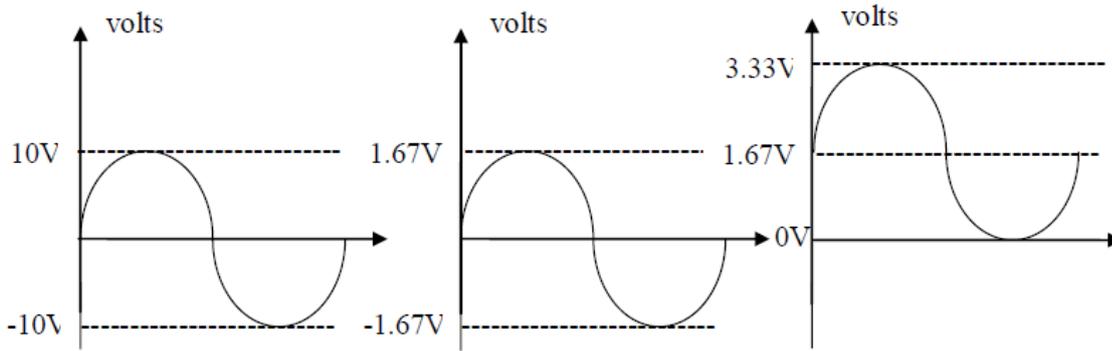


Figure III.16 : Principe de conditionnement.

III.6 Capteur de Courant :

Pour la mesure du courant traversant la résistance et utilisé par la suite comme une entrée de notre modèle de la convertisseur série on utilise un capteur de courant à effet hall de type LEM (LA 55-P) (figure IV.18) Il délivre à sa sortie un courant proportionnel au courant à mesurer dans un rapport de (1/1000). Il permet une isolation galvanique entre les circuits de puissance et de mesure.

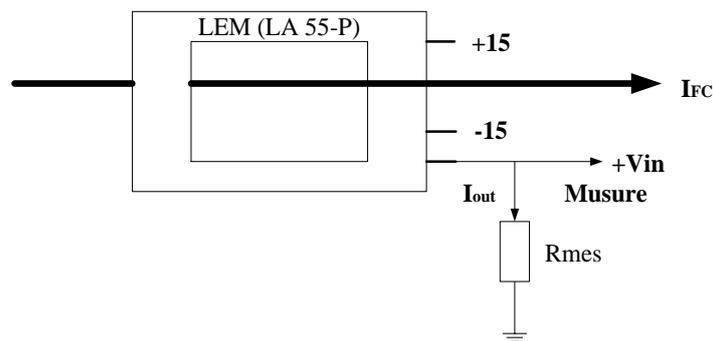


Figure III.17: capteur de courant.

Avec :

$$I_{out} = \frac{I_{FC}}{1000} = G_c \cdot I_{FC} \tag{III.1}$$

Plusieurs résistances associées en parallèle constituent ce qu'on appelle un pont diviseur de courant. Le courant qui traverse chacune des branches est proportionnel au courant injecté dans le diviseur (I). Elle est proportionnelle à la résistance de l'autre branche, et inversement proportionnelle à la résistance totale du pont :

$$I_1 = I \cdot R_2 / (R_1 + R_2); I_2 = I \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$$

Remarque : $I_1 + I_2 = I$

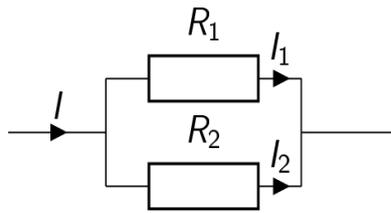


Figure III.18 Diviseur du courant

III.7 Diviseur de Tension :

Plusieurs résistances associées en série constituent ce qu'on appelle un pont diviseur de tension.

Une chute de tension apparaît dans chacun des dipôles successifs. Cette chute de tension est proportionnelle à la tension appliquée au pont (U). Elle est proportionnelle à la résistance du dipôle, et inversement proportionnelle à la résistance totale du pont. Ici :

$$U_1 = U \cdot R_1 / R_1 + R_2 ; U_2 = U \cdot R_2 / R_1 + R_2$$

Remarque : $U_1 + U_2 = U$

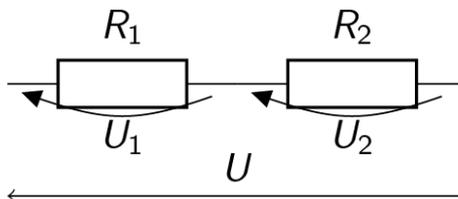


Figure III.19 Diviseur de tension.

Pour mesurer la tension V_{FC} aux bornes de la résistance nous avons utilisé un capteur à effet Hall de référence LEM (LY 25-P) (Figure IV.19).

La résistance d'entrée R_e permet de convertir la tension à mesurer en courant, le courant à la sortie mesuré I_{out} est proportionnel au courant d'entrée I_{in} d'un rapport de 4.

Une résistance R_{mes} à la sortie permet la conversion courant-tension [40].

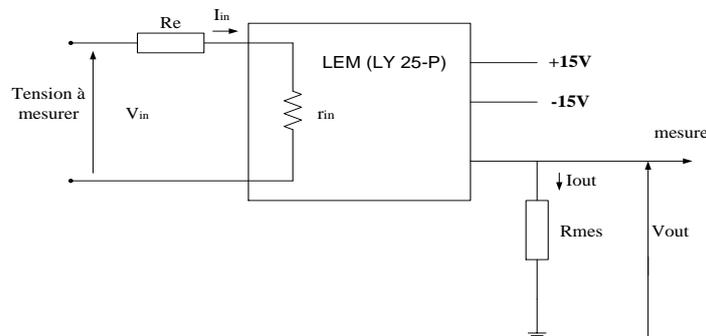


Figure III. 20 : capteur de tension.

Avec :

$$V_{in} = \frac{4 \cdot R_{mes}}{R_c + r_{in}} \cdot V_{in} = G_v \cdot V_{out} \tag{III.2}$$

III.8 Partie Programmation :

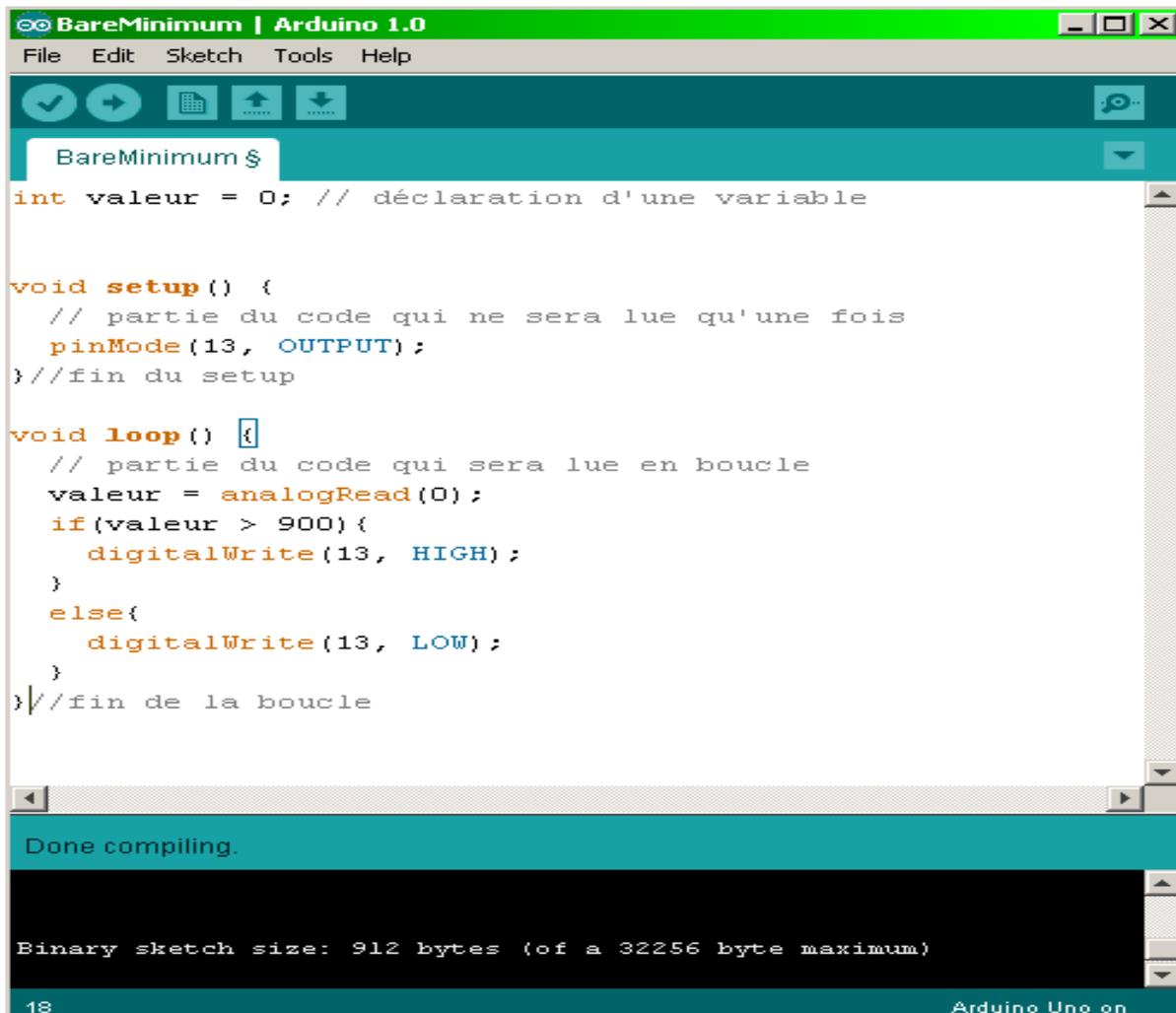
L'environnement de programmation Arduino (IDE en anglais) est une application écrite en Java inspirée du langage Processing. L'IDE permet d'écrire, de modifier un programme et de le convertir en une série d'instructions compréhensibles pour la carte.

Le programme est lu par le micro-contrôleur de haut vers le bas.

Une variable doit être déclarée avant d'être utilisée par une fonction.

La structure minimale est constituée :

- en tête : déclaration des variables, des constantes, indication de l'utilisation de bibliothèques etc...
- un setup (= initialisation) cette partie n'est lue qu'une seule fois, elle comprend les fonctions devant être réalisées au démarrage (utilisation des broches en entrées ou en sortie, mise en marche du midi, du port série de l' I2C etc.....).
- une loop (boucle) : cette partie est lue en boucle ! C'est ici que les fonctions sont réalisées.



```
int valeur = 0; // déclaration d'une variable

void setup() {
  // partie du code qui ne sera lue qu'une fois
  pinMode(13, OUTPUT);
} //fin du setup

void loop() {
  // partie du code qui sera lue en boucle
  valeur = analogRead(0);
  if(valeur > 900){
    digitalWrite(13, HIGH);
  }
  else{
    digitalWrite(13, LOW);
  }
} //fin de la boucle
```

Done compiling.

Binary sketch size: 912 bytes (of a 32256 byte maximum)

18 Arduino Uno on

Figure III.21 Structure d'un programme.

III.9 Résultat expérimental et interprétation :

III.9.1 Choix et contrôle du chargeur de la batterie :

Puisque les panneaux solaires fournissent une tension qui peut atteindre les 40V, on a choisi un convertisseur DC/DC de type série (abaisseur) figure III.11 pour assurer une tension de charge adéquate à la batterie et éviter le risque de surcharger les batteries.

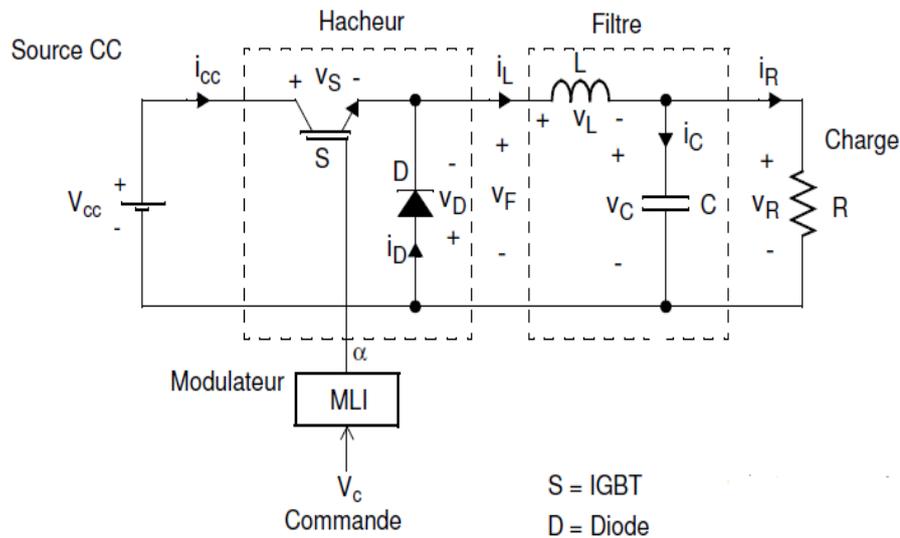


Figure.III.22 Topologie du chargeur de batterie choisit.

Dans notre cas on a commandé le hacheur abaisseur en utilisant la carte Arduino Mega et le logiciel MATLAB/SIMULINK, le bloc de la PWM qui se trouve dans la bibliothèque simulink << support package for arduino hardware >> (figure C. 4) peut fournir un signal de commande à l'interrupteur S (IGBT ou MOSFET) avec une fréquence de 1KHz au maximum. Le hacheur série assure à sa sortie une tension constante selon les consignes introduite dans le programme, (14V dans le cas d'une seule batterie) ou (28 V dans le cas de deux batteries en série), le courant de charge est limité et ne doit pas dépasser la valeur max qui correspond à $1/5$ de la capacité de la batterie (on dira $C/5$) 20A dans le cas de nos batteries.

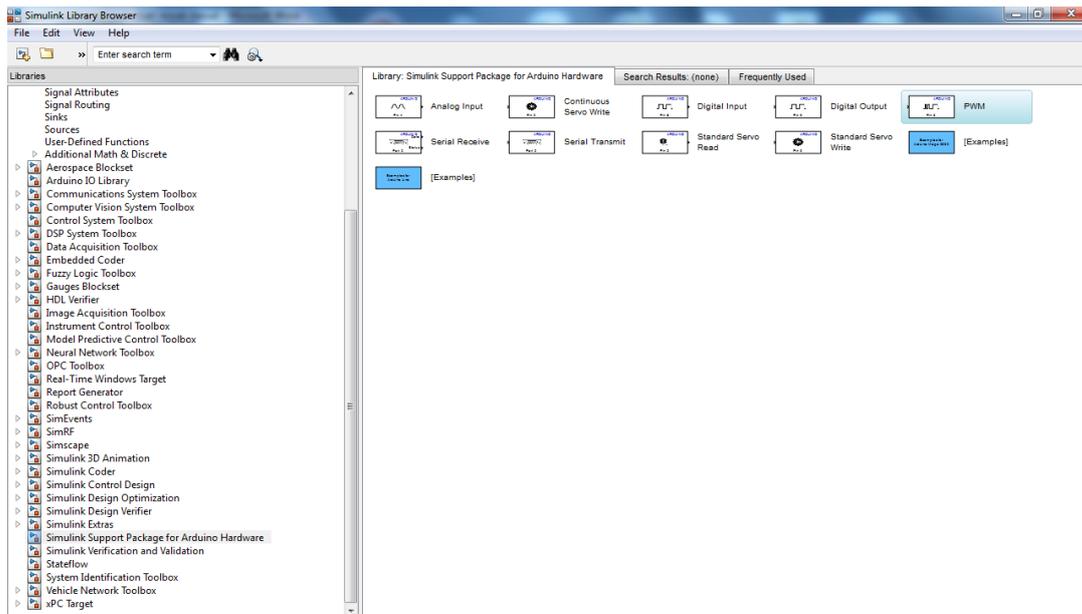


Figure III.23 la bibliothèque Simulink << support package for arduino hardware >>.

III.9.2 Résultat expérimental :

Dans une première étape (simulation), nous admettons que tous les composants sont parfaits (application des hypothèses simplificatrices, négligence de pertes et de phénomènes de commutation), donc le convertisseur buck a un fonctionnement presque idéal. Par contre Les essais que nous avons réalisés au laboratoire tiennent compte de la saturation des composants utilisés, les phénomènes de commutation des interrupteurs de commande et de puissance. Ces essais consistent à valider une commande robuste appliquée à un convertisseur DC-DC (Hacheur buck).

III.9.3 Application d’une commande en boucle ouverte :

Cette commande appliquée sur le convertisseur a pour but de voir la tension de sortie du convertisseur lors de la variation de l’angle d’amorçage D. Alors, les trois courbes de la figures (III.23-24) montre que la tension de sortie V_c varie en fonction de la valeur du rapport cyclique D.

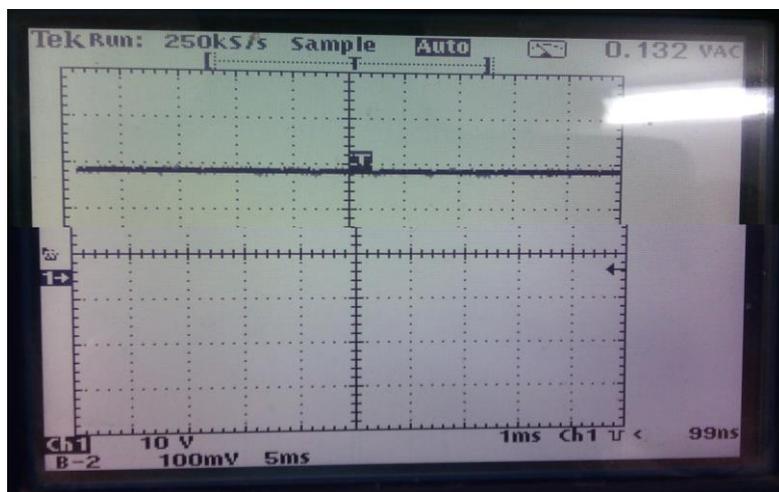


Figure III.24 La tension a la sortie de convertisseur.

Sortie hacheur

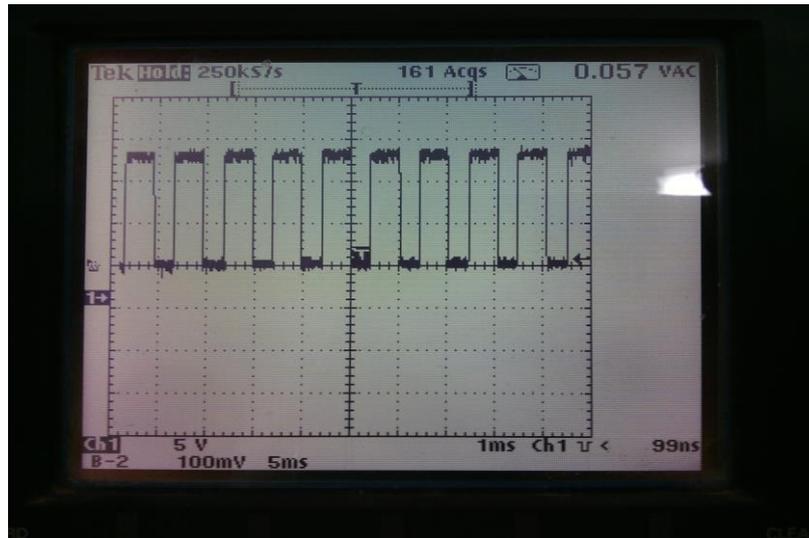


Figure III.25 Sortie du hacheur.

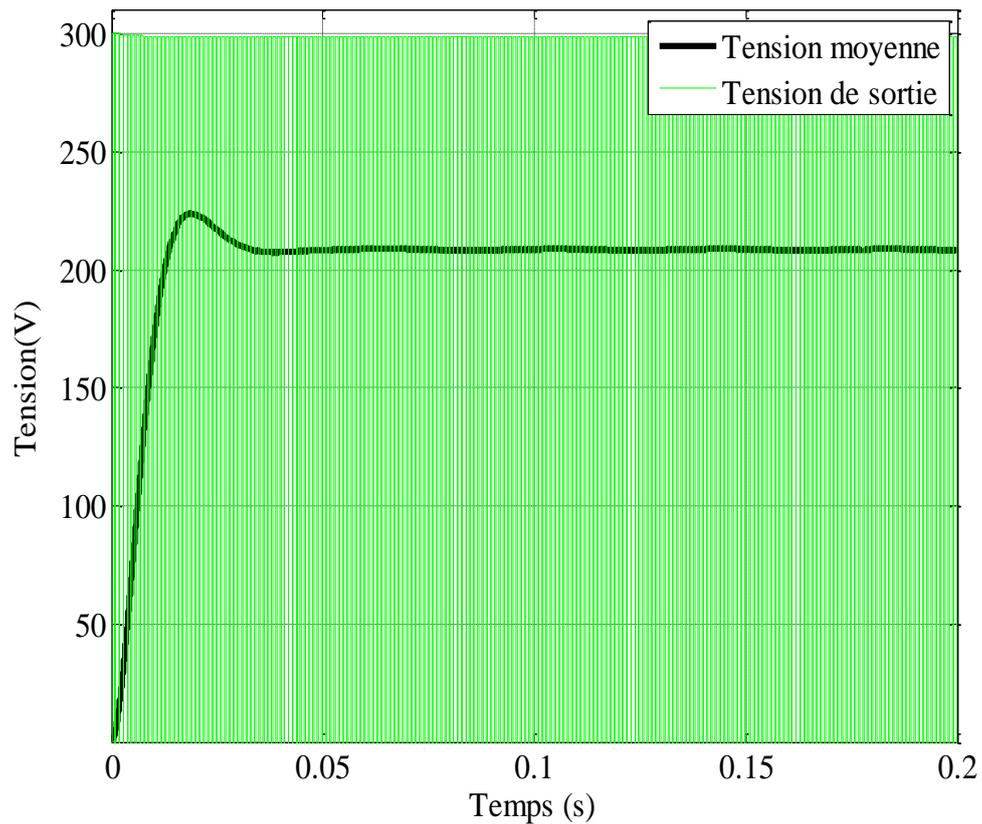


Figure III. 26 La tension moyenne et de sortie de $\alpha= 0.7$ de commande.

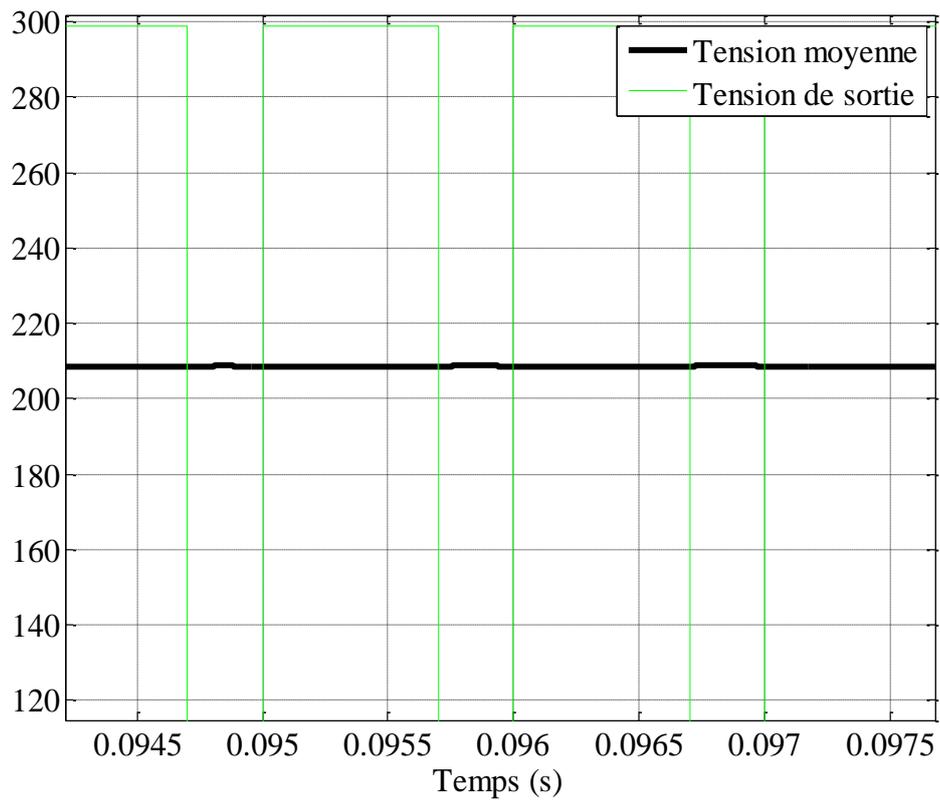


Figure III. 27 La tension moyenne et de sortie.

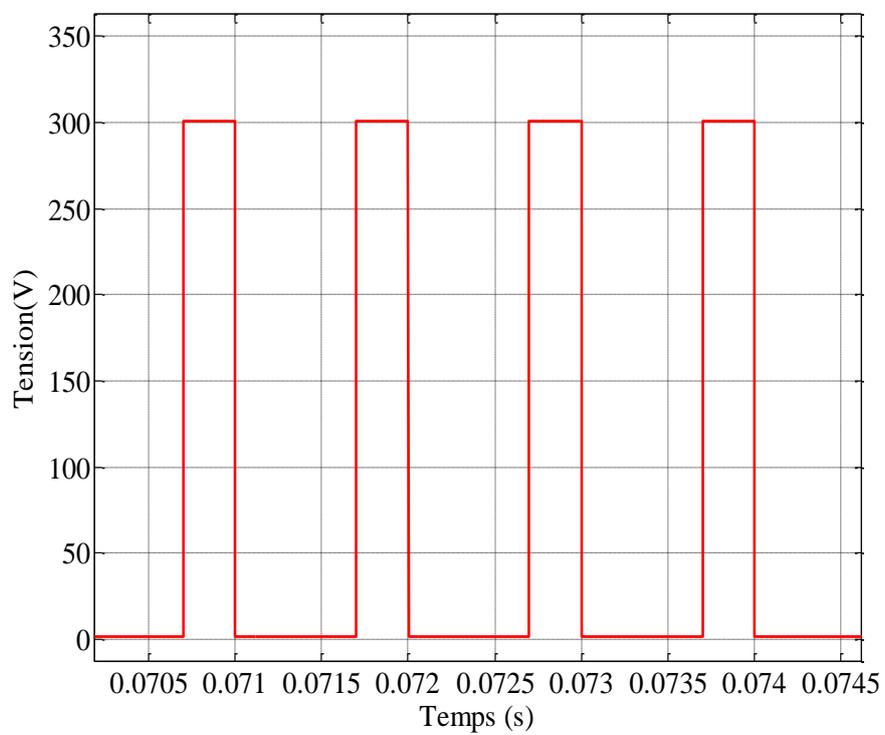


Figure III.28 La tension du hacheur.

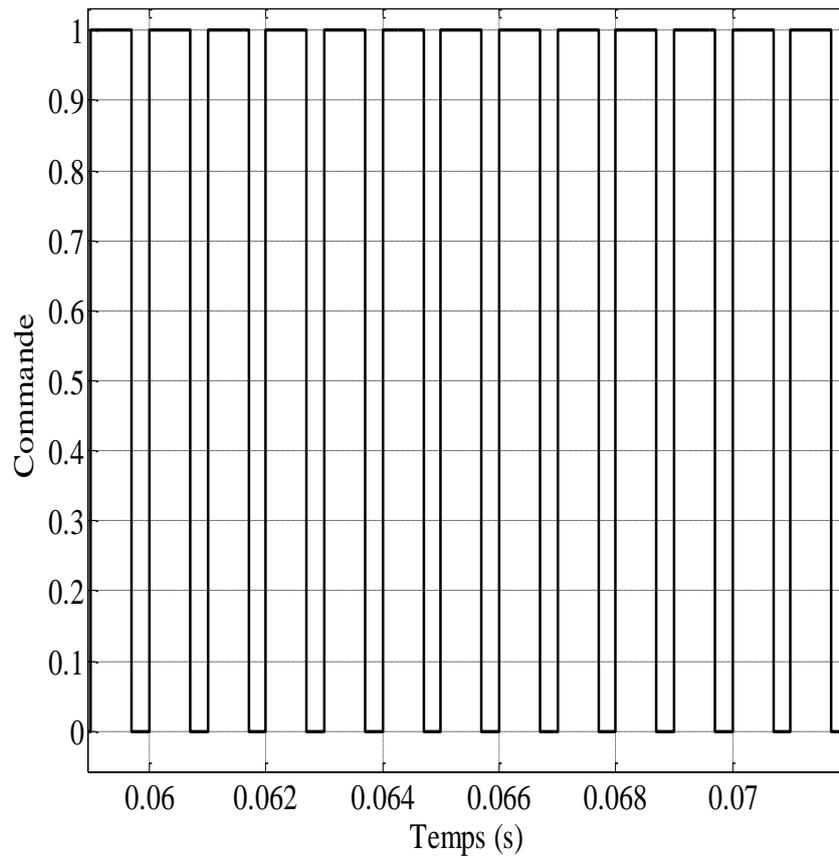


Figure III.29 La commande

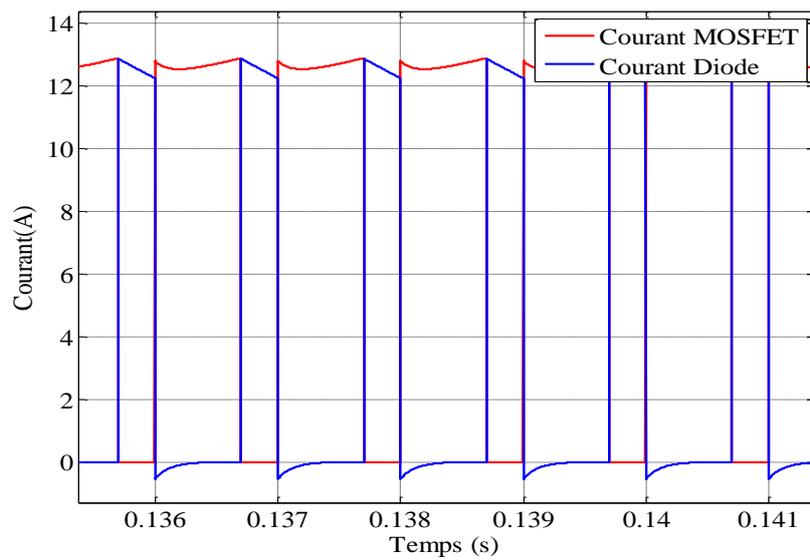


Figure III.30 Le courant de la Mosfet et de la diode.

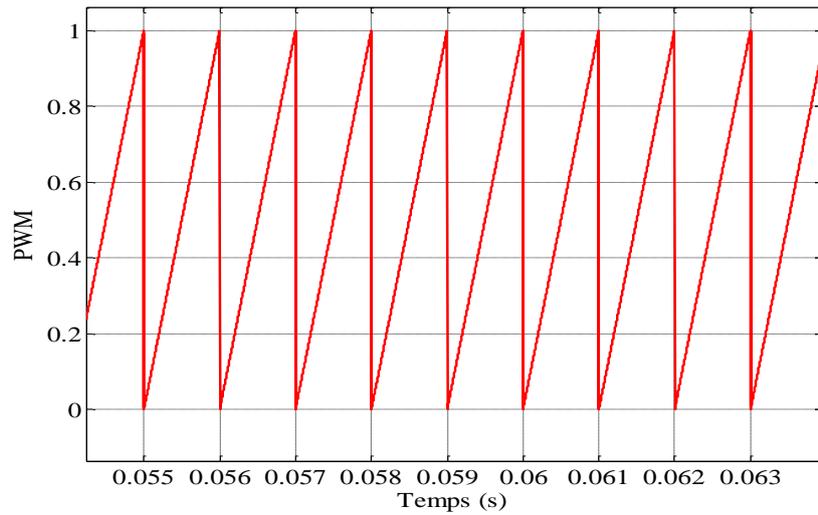


Figure III.31 Signal de PWM

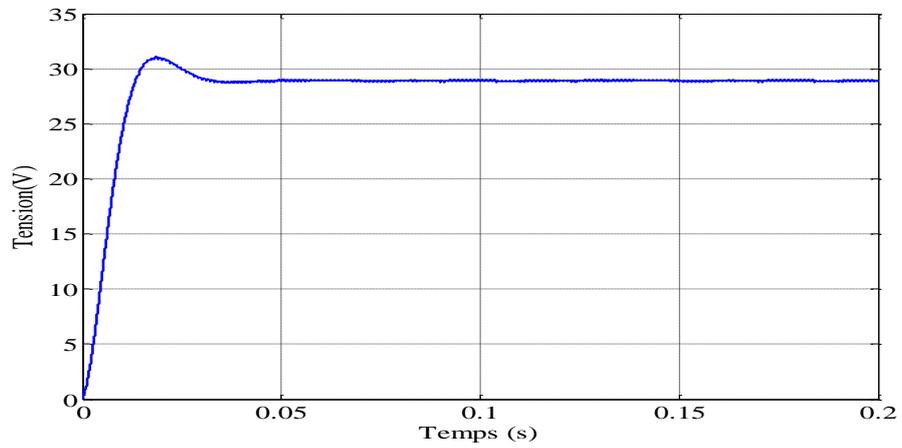


Figure III.32 La tension de la sortie de la charge à $\alpha= 0.1$ de commande.

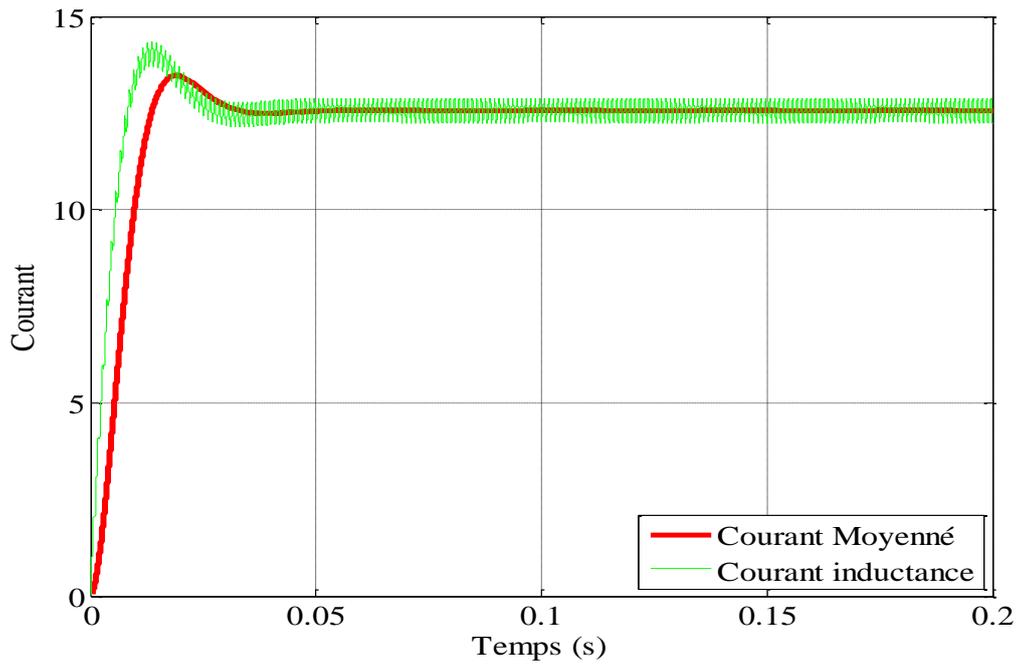


Figure III.33 Le courant moyenne de la l'inductance.

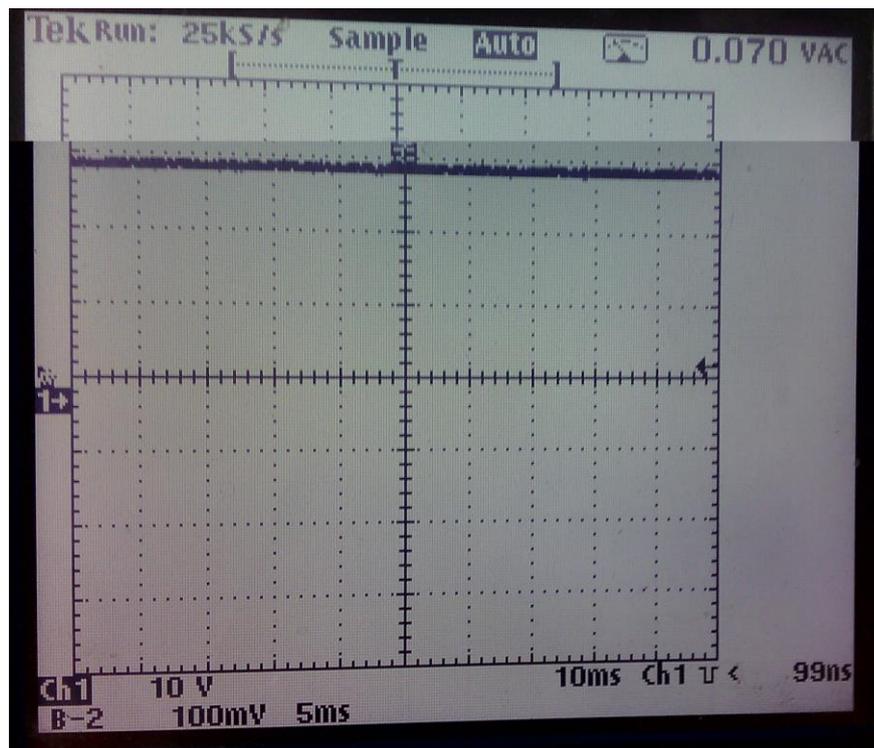
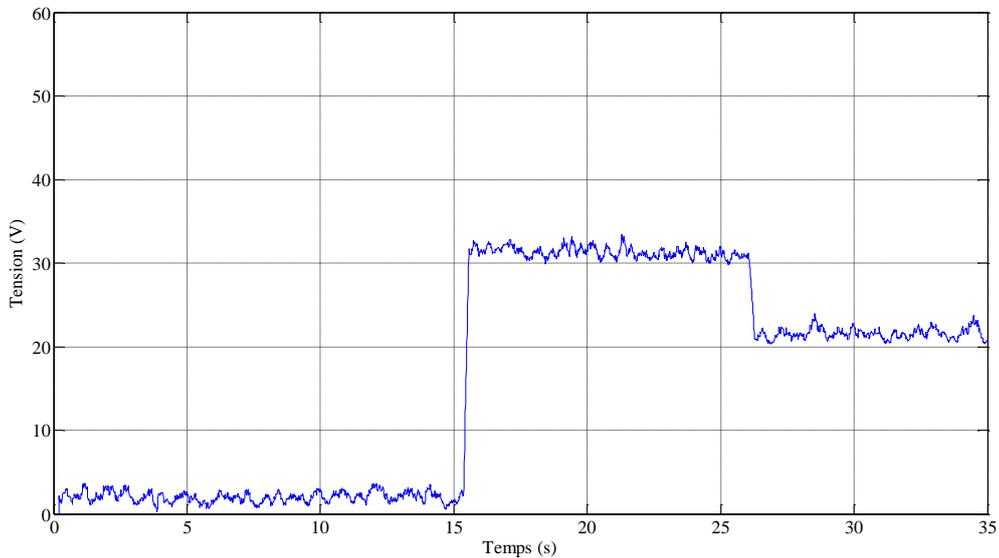
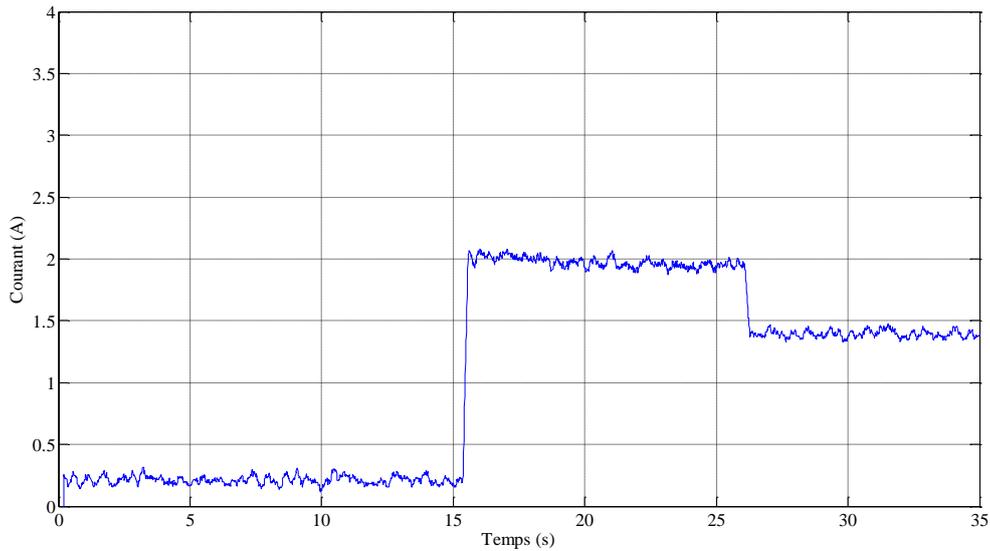


Figure III.34 La tension de sortie de la charge.



Figures III.35 Signal de la sortie de la charge.

Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux des différentes techniques de commande et leurs applications. Ces différentes techniques sont appliquées à un convertisseur buck(dévolteur). Le choix des gains de la commande est très minutieux pour obtenir des hautes performances. De plus, ces commandes présentes la facilité d’implantation en pratique.

CONCLUSION GENERAL :

Le travail qu'on a présenté porte sur l'analyse d'une modélisation et simulation du fonctionnement électrique d'un convertisseur DC-DC (buck) adapté par différentes techniques de commande assurant une réponse rapide et précise. Dans un premier temps, on a donné des généralités sur le convertisseur de puissances, telles que le principe de fonctionnement, le domaine d'application, leurs avantages et leurs inconvénients (redresseur, hacheur).

Nous avons étudié, dans un deuxième temps, le type de convertisseur DC-DC, Comme le hacheur dévolteur. Ainsi, on a présenté les différents régimes de conduction (continue, discontinue et critique).

On a étudié et présentés les relations reliant les grandeurs du convertisseur et le rapport cyclique du signal qui commande l'interrupteur du convertisseur. Puis, on a représenté les schémas bloques de simulation sur Matlab et sur Dspace.

Finalement, on a présenté et interprété les résultats de simulation et les résultats expérimentaux.

D'après les résultats de la simulation obtenus, on conclut que :

- Les performances des techniques de commande utilisées dont on a remarqué les différentes réponses avec succès.
- Le convertisseur DC-DC et les commandes ont effectué correctement leurs rôles.
- Ces résultats, forts intéressants, montrent que l'utilisation d'une commande permet d'améliorer, d'une manière considérable, le rendement.

Références

Bibliographiques

Bibliographie

- [1] **Michel Pinard** « Convertisseurs et électronique de puissance : commande, description et mise en œuvre » Edition Dunod, Paris, 2007.
- [2] **L. P. La Chauvinière** « Les convertisseurs statiques », communication technique.
- [3] **A. Rufer, P. Barrade**, « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC », octobre 2001, EPFL, 90 pages. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.
- [4] **Christian Glaize**, « Introduction à l'électrotechnique et à l'électronique de puissance », Université de Montpellier 2, 2002.
- [5] « Energie et convertisseurs d'énergie », Université de Savoie.
- [6] **GLUS Eppe MONTUSCHI** « Apprendre l'électronique en partant de zéro niveau 1 ».
- [7] **WŁODZIMIERZ JANKE** Averaged models of pulse-modulated DC-DC power converters. Part I. Discussion of standard methods..
- [8] **S. Sumathi/ L. Ashok Kumar /P. Surekha** Solar PV and Wind Energy Conversion Systems An Introduction to Theory, Modeling with MATLAB/SIMULINK, and the Role of Soft Computing Techniques.
- [9] **By Chao Fu Digitally** Controlled Average Current Mode Buck Converter .
- [10] **Marcelo Gradella** DYNAMIC ANALYSIS OF THE INPUT-CONTROLLED BUCK CONVERTER FED BY A PHOTOVOLTAIC ARRAY. Villalva/mvillalva@gmail.com.
- [11] **YOUNSI Mohamed Omar** « Conception et commande d'un convertisseur de puissance entrelacé embarqué dans un véhicule hybride/électrique » Mémoire magistère 2013.
- [12] **Professeur A. Rufer P. Barrade** « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC »
- [13] **M. Rabiâ BENAYACHE**, « Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires incertains : application à un système hydraulique », Thèse de Doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 2009.

- [14] **Nordine MAHERZI**, « Etude, conception et réalisation, dun convertisseur d'énergie DC/DC associe à des supercondensateurs », mémoire d'ingénieur, Conservatoire National des Arts Et Metiers, Lyon, 2010.
- [15] **M. Mohamed AISSANI** « Commande numérique d'un convertisseur triphasé à quatre bras par MLI vectorielle à trois dimensions (application au filtrage actif) ». MEMOIRE Présenté pour l'obtention du diplôme de MAGISTER Par : /ECOLE MILITAIRE POLYTECHNIQUE.
- [16] **G.loannidis /A.Kandianis /S.N.Manias** Novel “control design for the buck converter..
- [17] **J. David Irwin** POWER ELECTRONICS HANDBOOK. Academic Press Series in Engineering, Auburn University, Series Editor.
- [18] **NED MOHAN Oscar A. Schott** Power Electronics A First Course. Professor of Power Electronics and Systems Department of Electrical and Computer Engineering University of Minnesota Minneapolis, MN USA John Wiley.
- [19] **Giuseppe Marsala** Modélisation et réalisation d'un émulateur de système de piles à combustibles Développement des stratégies et des lois de commande. (Modelling and Implementation of an Emulator for Fuel Cell Systems Développement of Control Stratégies and Laws). THESE Présentée à L'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard en vue de l'obtention du titre de Docteur.
- [20] **Alaa HIJAZI** « Modélisation électrothermique, commande et dimensionnement d'un système de stockage d'énergie par supercondensateurs avec prise en compte de son vieillissement : application à la récupération de l'énergie de freinage d'un trolleybus ». Thèse de l'université de Lyon Délivrée par L'UNIVERSITE CLAUDE BERNARD LYON 1 ECOLE DOCTORALE 2010.
- [21] **Astalaseven ,Eskimon et olyte**. « Arduino pour bien commencer en électronique et en programmation ».
- [22] **Mr ZEMOURI AZEDDINE** « ETUDE EXPERIMENTALE D'UN CONVERTISSEUR DC/DC CONTROLER PAR UNE COMMANDE ROBUSTE » Mémoire de Magister En vue de l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique 2014.

[23] **M. REZZAK Daoud** « Modélisation et réalisation d'un émulateur de système à piles à combustibles ». MÉMOIRE Magistère 2010.

[24] **Pierre Mayé** « L'ELECTRONIQUE PAR L'EXPERIENCE. / édition DUNOD.

[25] **Professeur A. Rufer P. Barrade** COURS ELECTRONIQUE DE PUISSANCES.

CONVERSION CONTINU-CONTINU : 1^{ère} partie : HACHEURS . DUT GEii – 2^{ème} année.

ملخص:

تكييف مستويات الجهد و التيار الكهربائي لمكونات الطاقة الكهربائية (الألواح الشمسية، المحولات، البطاريات و الشبكة الكهربائية و المولدات) بالنسبة الى حامل التيار المستمر يتطلب تحويل محول DC – DC في نظام الكهروضوئية و تستخدم المحولات DC – DC انواع : التسلسل – التفرع. الهدف هو تطوير التحكم في بنية المحول DC – DC خلال مرحلتي العملية، هذه المحاكات تعتمد على مقارنة الانظمة الهجينة و المحول يعتبر كنظام تحويل خطي.

Abstract:

Adaptation of the voltage and voltage levels of electrical power components (solar panels, transformers, batteries, electrical grid and generators) for DC power adapter requires the conversion of a DC-DC adapter into the PV system and the DC-DC converters are used.

The aim is to develop the control of the DC-DC adapter structure during the two phases of the process. These simulators are based on the approach of the hybrid systems and the transformer is considered as a linear conversion system.

Résumé:

L'adaptation des niveaux de tension et de courant des éléments de l'énergie électrique (panneaux solaires, charge, batterie et réseaux) par rapport à un bus continu nécessite un convertisseur statique DC-DC. Dans un système photovoltaïque, les convertisseurs DC-DC employés sont de types série, parallèle ou série-parallèle. L'objectif est d'élaborer des commandes tenant compte des différentes topologies d'une structure de convertisseur DC-DC durant les deux phases de fonctionnement.

Cette modélisation se base sur l'approche des systèmes hybrides. Le convertisseur est considéré comme un système à commutation linéaire. Des commandes ont été proposées et validées à travers les résultats de simulation et les résultats expérimentaux.

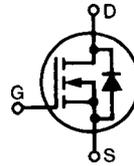
Mot-clés : Convertisseurs DC-DC, convertisseur Buck, convertisseur Boost, convertisseur Buck-Boost, MPPT, commande robuste.

Standard Power MOSFET

IRFP 450

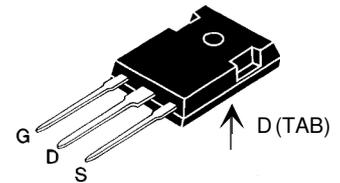
$V_{DSS} = 500 \text{ V}$
 $I_{D(\text{cont})} = 14 \text{ A}$
 $R_{DS(\text{on})} = 0.40 \ \Omega$

N-Channel Enhancement Mode



Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
V_{DSS}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	500	V
V_{DGR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{GS} = 1 \text{ M}\Omega$	500	V
V_{GS}	Continuous	± 20	V
V_{GSM}	Transient	± 30	V
I_{D25}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	14	A
I_{DM}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, pulse width limited by T_{JM}	56	A
I_{AR}		14	A
E_{AR}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	19	mJ
dv/dt	$I_S \leq I_{DM}$, $di/dt \leq 100 \text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq V_{DSS}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$, $R_G = 2 \ \Omega$	3.5	V/ns
P_D	$T_C = 25^\circ\text{C}$	190	W
T_J		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
T_{JM}		150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
M_d	Mounting torque	1.13/10	Nm/lb.in.
Weight		6	g
Maximum lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s		300	$^\circ\text{C}$

TO-247 AD



G = Gate,
 S = Source,
 D = Drain,
 TAB = Drain

Features

- International standard packages
- Low $R_{DS(\text{on})}$ HDMOS™ process
- Rugged polysilicon gate cell structure
- Low package inductance (< 5 nH)
 - easy to drive and to protect
- Fast switching times

Applications

- Switch-mode and resonant-mode power supplies
- Motor controls
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- DC choppers

Advantages

- Easy to mount with 1 screw (isolated mounting screw hole)
- Space savings
- High power density

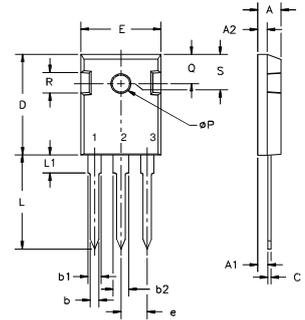
Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
V_{DSS}	$V_{GS} = 0 \text{ V}$, $I_D = 250 \ \mu\text{A}$	500		V
$V_{GS(\text{th})}$	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250 \ \mu\text{A}$	2		V
I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20 \text{ V}_{DC}$, $V_{DS} = 0$			$\pm 100 \text{ nA}$
I_{DSS}	$V_{DS} = 0.8 \cdot V_{DSS}$, $V_{GS} = 0 \text{ V}$			25 μA 250 μA
$R_{DS(\text{on})}$	$V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 8.4 \text{ A}$ Pulse test, $t \leq 300 \ \mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2 \%$			0.40 Ω

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
g_{fs}	$V_{DS} = 10\text{ V}; I_D = 8.4\text{ A}$, pulse test	9.3		S
C_{iss}	$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 25\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$		2800	pF
C_{oss}			300	pF
C_{rss}			150	pF
$t_{d(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, V_{DS} = 0.5 \cdot V_{DSS}, I_D = 14\text{ A}$ $R_G = 6.2\ \Omega$, (External)		18	ns
t_r			47	ns
$t_{d(off)}$			92	ns
t_f			44	ns
$Q_{g(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, V_{DS} = 0.5 \cdot V_{DSS}, I_D = 14\text{ A}$		110	150 nC
Q_{gs}			15	20 nC
Q_{gd}			50	80 nC
R_{thJC}			0.65	K/W
R_{thCK}		0.24		K/W

Source-Drain Diode

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
I_S	$V_{GS} = 0\text{ V}$			14 A
I_{SM}	Repetitive; pulse width limited by T_{JM}			56 A
V_{SD}	$I_F = I_S, V_{GS} = 0\text{ V}$, Pulse test, $t \leq 300\ \mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2\%$			1.4 V
t_{rr}	$I_F = I_S, -di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}, V_R = 100\text{ V}$		500	ns

TO-247 AD Outline



Terminals: 1 - Gate 2 - Drain
3 - Source Tab - Drain

Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	4.7	5.3	.185	.209
A ₁	2.2	2.54	.087	.102
A ₂	2.2	2.6	.059	.098
b	1.0	1.4	.040	.055
b ₁	1.65	2.13	.065	.084
b ₂	2.87	3.12	.113	.123
C	.4	.8	.016	.031
D	20.80	21.46	.819	.845
E	15.75	16.26	.610	.640
e	5.20	5.72	0.205	0.225
L	19.81	20.32	.780	.800
L1		4.50		.177
ØP	3.55	3.65	.140	.144
Q	5.89	6.40	0.232	0.252
R	4.32	5.49	.170	.216
S	6.15	BSC	242	BSC

LM324, LM324A, LM324E, LM224, LM2902, LM2902E, LM2902V, NCV2902



ON Semiconductor®

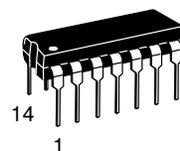
www.onsemi.com

Single Supply Quad Operational Amplifiers

The LM324 series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. They have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

Features

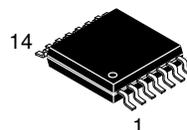
- Short Circuited Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V
- Low Input Bias Currents: 100 nA Maximum (LM324A)
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Industry Standard Pinouts
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness without Affecting Device Operation
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Unique Site and Control Change Requirements; AEC-Q100 Qualified and PPAP Capable
- These Devices are Pb-Free, Halogen Free/BFR Free and are RoHS Compliant



PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646

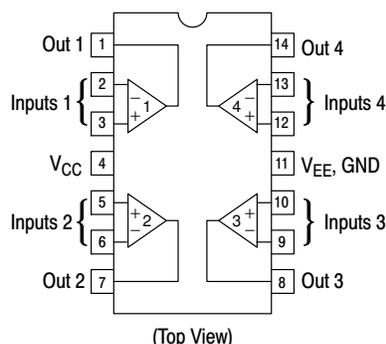


SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A



TSSOP-14
DTB SUFFIX
CASE 948G

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 10 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 11 of this data sheet.

LM324, LM324A, LM324E, LM224, LM2902, LM2902E, LM2902V, NCV2902

MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit	
Power Supply Voltages Single Supply Split Supplies	V _{CC} V _{CC} , V _{EE}	32 ±16	Vdc	
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V _{IDR}	±32	Vdc	
Input Common Mode Voltage Range	V _{ICR}	-0.3 to 32	Vdc	
Output Short Circuit Duration	t _{SC}	Continuous		
Junction Temperature	T _J	150	°C	
Thermal Resistance, Junction-to-Air (Note 2)	R _{θJA}	Case 646 Case 751A Case 948G	118 156 190	°C/W
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C	
Operating Ambient Temperature Range	T _A	LM224 LM324, LM324A, LM324E LM2902, LM2902E LM2902V, NCV2902 (Note 3)	-25 to +85 0 to +70 -40 to +105 -40 to +125	°C

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

1. Split Power Supplies.
2. All R_{θJA} measurements made on evaluation board with 1 oz. copper traces of minimum pad size. All device outputs were active.
3. NCV2902 is qualified for automotive use.

ESD RATINGS

Rating	HBM	MM	Unit
ESD Protection at any Pin (Human Body Model – HBM, Machine Model – MM)			
NCV2902 (Note 3)	2000	200	V
LM324E, LM2902E	2000	200	V
LM324DG/DR2G, LM2902DG/DR2G	200	100	V
All Other Devices	2000	200	V

LM324, LM324A, LM324E, LM224, LM2902, LM2902E, LM2902V, NCV2902

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 5.0 V, V_{EE} = GND, T_A = 25°C, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324, LM324E			LM2902, LM2902E			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage V _{CC} = 5.0 V to 30 V V _{ICR} = 0 V to V _{CC} - 1.7 V, V _O = 1.4 V, R _S = 0 Ω T _A = 25°C T _A = T _{high} (Note 4) T _A = T _{low} (Note 4)	V _{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	3.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage T _A = T _{high} to T _{low} (Notes 4 and 6)	ΔV _{IO} /ΔT	-	7.0	-	-	7.0	30	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	μV/°C
Input Offset Current T _A = T _{high} to T _{low} (Note 4)	I _{IO}	-	3.0	30	-	5.0	30	-	5.0	50	-	5.0	50	-	5.0	50	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current T _A = T _{high} to T _{low} (Notes 4 and 6)	ΔI _{IO} /ΔT	-	10	-	-	10	300	-	10	-	-	10	-	-	10	-	pA/°C
Input Bias Current T _A = T _{high} to T _{low} (Note 4)	I _{IB}	-	-90	-150	-	-45	-100	-	-90	-250	-	-90	-250	-	-90	-250	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 5) V _{CC} = 30 V T _A = +25°C T _A = T _{high} to T _{low} (Note 4)	V _{ICR}	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	28.3	V
Differential Input Voltage Range	V _{IDR}	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	V
Large Signal Open Loop Voltage Gain R _L = 2.0 kΩ, V _{CC} = 15 V, for Large V _O Swing T _A = T _{high} to T _{low} (Note 4)	A _{VOL}	50	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	V/mV
Channel Separation 10 kHz ≤ f ≤ 20 kHz, Input Referenced	CS	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	dB
Common Mode Rejection, R _S ≤ 10 kΩ	CMR	70	85	-	65	70	-	65	70	-	50	70	-	50	70	-	dB
Power Supply Rejection	PSR	65	100	-	65	100	-	65	100	-	50	100	-	50	100	-	dB

4. LM224: T_{low} = -25°C, T_{high} = +85°C
 LM324/LM324A/LM324E: T_{low} = 0°C, T_{high} = +70°C
 LM2902/LM2902E: T_{low} = -40°C, T_{high} = +105°C
 LM2902V & NCV2902: T_{low} = -40°C, T_{high} = +125°C
NCV2902 is qualified for automotive use.

5. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is V_{CC} - 1.7 V, but either or both inputs can go to +32 V without damage, independent of the magnitude of V_{CC}.
6. Guaranteed by design.

LM741

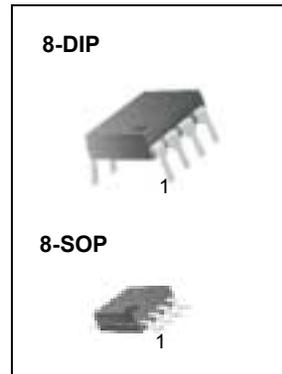
Single Operational Amplifier

Features

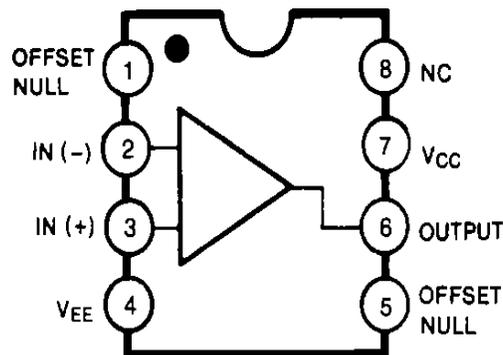
- Short circuit protection
- Excellent temperature stability
- Internal frequency compensation
- High Input voltage range
- Null of offset

Description

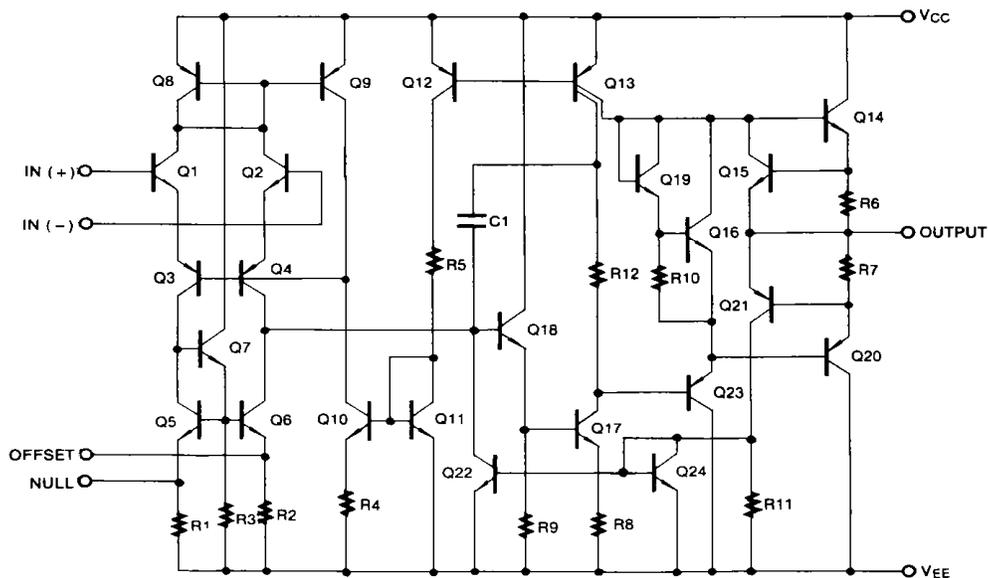
The LM741 series are general purpose operational amplifiers. It is intended for a wide range of analog applications. The high gain and wide range of operating voltage provide superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications.



Internal Block Diagram



Schematic Diagram



Absolute Maximum Ratings (TA = 25°C)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	VCC	±18	V
Differential Input Voltage	VI(DIFF)	30	V
Input Voltage	VI	±15	V
Output Short Circuit Duration	-	Indefinite	-
Power Dissipation	PD	500	mW
Operating Temperature Range LM741C LM741I	TOPR	0 ~ +70 -40 ~ +85	°C
Storage Temperature Range	TSTG	-65 ~ +150	°C

Electrical Characteristics

($V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$. $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

Parameter		Symbol	Conditions	LM741C/LM741I			Unit
				Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage	V_{IO}		$R_S \leq 10K\Omega$	-	2.0	6.0	mV
			$R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	
Input Offset Voltage Adjustment Range	$V_{IO(R)}$		$V_{CC} = \pm 20V$	-	± 15	-	mV
Input Offset Current	I_{IO}		-	-	20	200	nA
Input Bias Current	I_{BIAS}		-	-	80	500	nA
Input Resistance (Note1)	R_I		$V_{CC} = \pm 20V$	0.3	2.0	-	$M\Omega$
Input Voltage Range	$V_{I(R)}$		-	± 12	± 13	-	V
Large Signal Voltage Gain	G_V	$R_L \geq 2K\Omega$	$V_{CC} = \pm 20V$, $V_{O(P-P)} = \pm 15V$	-	-	-	V/mV
			$V_{CC} = \pm 15V$, $V_{O(P-P)} = \pm 10V$	20	200	-	
Output Short Circuit Current	I_{SC}		-	-	25	-	mA
Output Voltage Swing	$V_{O(P-P)}$	$V_{CC} = \pm 20V$	$R_L \geq 10K\Omega$	-	-	-	V
			$R_L \geq 2K\Omega$	-	-	-	
		$V_{CC} = \pm 15V$	$R_L \geq 10K\Omega$	± 12	± 14	-	
			$R_L \geq 2K\Omega$	± 10	± 13	-	
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	$R_S \leq 10K\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$		70	90	-	dB
		$R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$		-	-	-	
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_{CC} = \pm 15V$ to $V_{CC} = \pm 15V$ $R_S \leq 50\Omega$		-	-	-	dB
		$V_{CC} = \pm 15V$ to $V_{CC} = \pm 15V$ $R_S \leq 10K\Omega$		77	96	-	
Transient Response	Rise Time	T_R	Unity Gain	-	0.3	-	μs
	Overshoot	OS		-	10	-	%
Bandwidth		BW	-	-	-	-	MHz
Slew Rate		SR	Unity Gain	-	0.5	-	$V/\mu s$
Supply Current		I_{CC}	$R_L = \infty\Omega$	-	1.5	2.8	mA
Power Consumption	P_C	$V_{CC} = \pm 20V$		-	-	-	mW
		$V_{CC} = \pm 15V$		-	50	85	

Note:

1. Guaranteed by design.

Electrical Characteristics

($0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$ $V_{CC} = \pm 15\text{V}$, unless otherwise specified)

The following specification apply over the range of $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +70^{\circ}\text{C}$ for the LM741C; and the $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ for the LM741I

Parameter	Symbol	Conditions	LM741C/LM741I			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Input Offset Voltage	V_{IO}	$R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	mV	
		$R_S \leq 10\text{K}\Omega$	-	-	7.5		
Input Offset Voltage Drift	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	-	-	-	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	
Input Offset Current	I_{IO}	-	-	-	300	nA	
Input Offset Current Drift	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	-	-	-	$\text{nA}/^{\circ}\text{C}$	
Input Bias Current	I_{BIAS}	-	-	-	0.8	μA	
Input Resistance (Note1)	R_I	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$	-	-	-	$\text{M}\Omega$	
Input Voltage Range	$V_{I(R)}$	-	± 12	± 13	-	V	
Output Voltage Swing	$V_{O(P-P)}$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$	$R_S \geq 10\text{K}\Omega$	-	-	-	V
			$R_S \geq 2\text{K}\Omega$	-	-	-	
		$V_{CC} = \pm 15\text{V}$	$R_S \geq 10\text{K}\Omega$	± 12	± 14	-	
			$R_S \geq 2\text{K}\Omega$	± 10	± 13	-	
Output Short Circuit Current	I_{SC}	-	10	-	40	mA	
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	$R_S \leq 10\text{K}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	70	90	-	dB	
		$R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	-	-	-		
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$ to $\pm 5\text{V}$	$R_S \leq 50\Omega$	-	-	-	dB
			$R_S \leq 10\text{K}\Omega$	77	96	-	
Large Signal Voltage Gain	G_V	$R_S \geq 2\text{K}\Omega$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$, $V_{O(P-P)} = \pm 15\text{V}$	-	-	-	V/mV
			$V_{CC} = \pm 15\text{V}$, $V_{O(P-P)} = \pm 10\text{V}$	15	-	-	
			$V_{CC} = \pm 15\text{V}$, $V_{O(P-P)} = \pm 2\text{V}$	-	-	-	

Note :

1. Guaranteed by design.

Typical Performance Characteristics

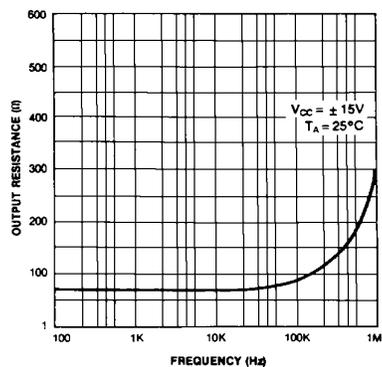


Figure 1. Output Resistance vs Frequency

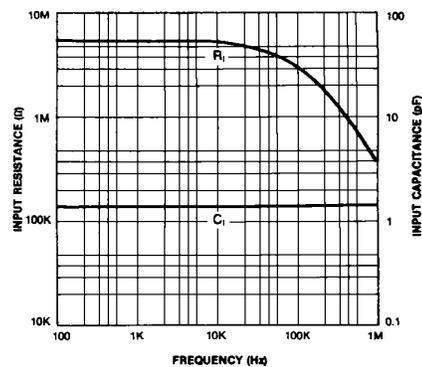


Figure 2. Input Resistance and Input Capacitance vs Frequency

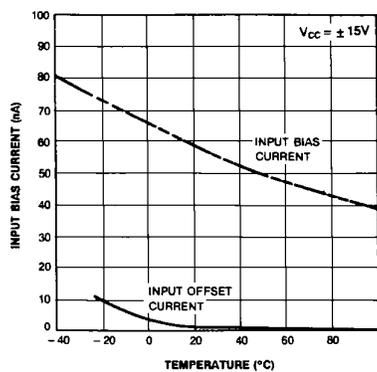


Figure 3. Input Bias Current vs Ambient Temperature

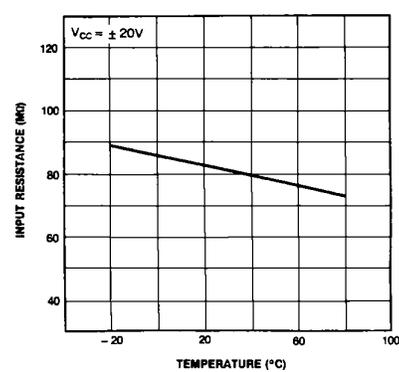


Figure 4. Power Consumption vs Ambient Temperature

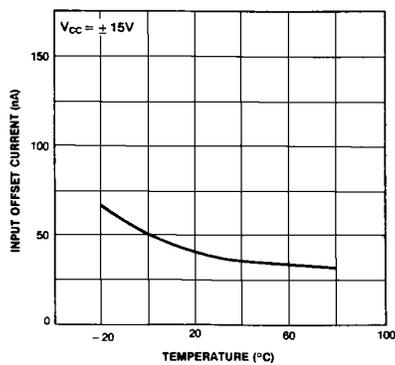


Figure 5. Input Offset Current vs Ambient Temperature

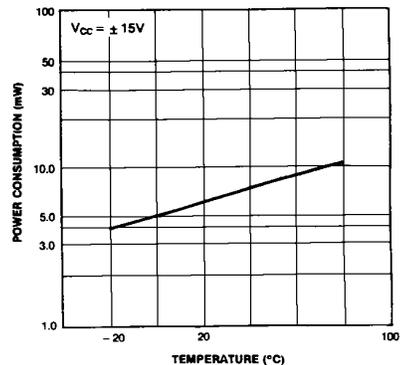


Figure 6. Input Resistance vs Ambient Temperature