

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REpubLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة الدكتور الطاهر مولاي
سعيدة -

Université Saida Dr Tahar Moulay –
Faculté de SCIENCE ET TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Mémoire de fin d'études présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

En : Électrotechnique

Spécialité : Électrotechnique Industrielle

Par : TAIBI Mohamed El Amine et SAIDI Yacine

Sujet

**Réalisation d'un Convertisseur Abaisseur « Buck Converter » en
boucle fermée à l'aide du microcontrôleur STM F28379D**

Soutenue publiquement en 19/06/2025 devant le jury composé de :

Mr. BENYAHYA khaled	MCB	Univ. Saida	Président
Mr. BOUANANE Mokhtar	MCB	Univ. Saida	Rapporteur
Mr. AIMER Fethi	MCA	Univ. Saida	Examineur

Remerciements

Avant tout, nous remercions Dieu, le Tout-Puissant, de nous avoir donné le courage et la volonté pour accomplir ce travail.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur Dr. M.BOUANANE pour sa disponibilité et ses conseils précieux pendant la période de la réalisation de ce travail.

Nos respectueux remerciements à l'ensemble des membres du jury pour l'intérêt porté à notre travail.

Nos remerciements vont également à toutes les personnes qui nous ont aidés à réaliser ce travail.

Enfin, nous adressons nos vifs remerciements à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation.

Dédicace

Je dédie cet humble travail à ma famille

A ma tendre mère Fafa et mon très cher père Benaïssa

pour leurs sacrifices, leur amour, leur soutien et leurs

Prières tout au long de mes études.

A mes frères Sofiane et haroune et chemseddine

Et à mon chère sœur

A toute mes amies

Surtout mes collègues de la promotion 2025

A vous.

Yacine Saïdi

Dédicace

Je dédie cet humble travail à ma famille

A ma tendre mère Oum El Khier et mon très cher père Hadj

Pour leurs sacrifices, leur amour, leur soutien et leurs

Prières tout au long de mes études.

A mon frère Zakaria

Et à ma chère sœur

A toute mes amies

Surtout mes collègues de la promotion 2025

A vous.

TAIBI Mohamed El Amine

TABLE DES MATIERES

Introduction générale	1
Chapitre I : Etat de l'art des hacheurs	
I.1 Introduction	3
I .2 Généralité sur les hacheurs	3
I .3 Domaine d'utilisation des hacheurs	4
I .4 Les différents types des hacheurs	5
I.4.1 Les hacheurs réversibles	5
I.4.1.1 Hacheur série réversible en courant	5
I.4.1.2 Hacheur série réversible en tension	6
I.4.1.3 Hacheur série réversible en tension et en courant en pont)	6
I.4.2 Les hacheurs non réversibles	7
I.4.2.1 Hacheur dévolteur (Buck)	7
I.4.2.2 Convertisseur Boost (hacheur parallèle)	8
I.4.2.3 Hacheur dévolteur-survolteur (Buck-Boost)	9
I .5 Eléments constitutifs d'un hacheur	9
I.5.1 Générateur	9
I.5.2 Interrupteur commandable	10
-Transistor à effet de champ MOSFET « Metal Oxyd Silicon – Filed Effect Transistor »	10
-Thyristor SCR « Silicon Controlled Rectifier »	11
-Transistor bipolaire BJT « Bipolar Junction Transistor »	11
-Transistor bipolaire à grille isolée IGBT « Insulated Gate Bipolar Transistor »	12
I.6 Conclusion	13
Chapitre II : Modélisation et dimensionnement	
II.1 Introduction	14
II.2 Description et hypothèses simplificatrices	14
II.2.1 Description de la structure	14

II.2.2 Hypothèses simplificatrices	15
II.2.3 Principe de fonctionnement	16
II.3 Modélisation du hacheur abaisseur « Buck »	18
II.3.1 Expression généralisée d'une charge continue	18
II.3.2 Modélisation par analyse séquentielle	19
II.3.3 Performances statiques et dynamiques	21
a) Points de fonctionnement généralisé	22
b) Performances dynamiques	22
c) Rendement	24
II.4 Dimensionnement du hacheur	24
II.4.1 Détermination de la valeur d'inductance L	25
II.4.2 Détermination de la valeur de capacité C	26
II.5 Eléments constitutifs d'un hacheur avec prise en compte des imperfections physiques	26
II.5.1 Générateur	26
II.5.2 Interrupteur commandable « MOSFET »	27
a) Paramétrage du MOSFET	29
b) Protection du MOSFET et son environnement	30
c) Pilotage du MOSFET	30
-Principes	30
-Fonctionnement séquentiel de pilotage	32
-Dimensionnement de la capacité d'amorçage « Bootstrapping »	33
II.5.3 Diode de roue libre "continuité de service"	34
II.5.4 Bobine d'accumulation inductive	36
II.5.5 Condensateur d'accumulation capacitive	36
II.6 Bilan énergétique	37
II.6.1 Coté MOSFET	37
a) Pertes statiques	38
b) Pertes dynamiques	38
II.6.2 Coté diode	40
a) Pertes statiques	40

b) Pertes dynamiques	40
II.6.3 Coté bobine	41
II.6.4 Coté condensateur	41
II.6.5 Rendement	41
II.7 Conclusion	43
Chapitre III Simulation et réalisation	
III.1 Introduction	44
III.2 Schéma du montage complet avec ses valeurs	44
III.2.1 Description de la structure	44
III.2.2 Contraintes du calcul	44
III.2.3 Interrupteur commandable « MOSFET »	45
a) Circuit de commande du MOSFET	45
b) Protection du MOSFET	45
III.2.4 Diode de continuité de service	46
III.2.5 Bobine d'accumulation inductive	46
III.2.6 Condensateur d'accumulation capacitive	46
III.3 Simulation et réalisation	46
III.3.1 Simulation	46
III.3.1.1 Résultat de Simulation	47
III.3.1.2 Discussion	48
III.3.2.1 LAUNCHXL-F28379D	48
III.3.2 Réalisation pratique	48
III.3.2.3 Principales caractéristiques du LAUNCHXL-F28379D	49
III.3.2.2 Définition d'un microcontrôleur	49
III.3.2.4 Brochage du LAUNCHXL-F28379D	50
III.3.2.5 Résultat expérimental	51
III.3.2.6 Discussion	53
III.4 Conclusion	54

LISTE DES FIGURES

Figure I.1: Convertisseur Continu (DC) - Continu (DC)	3
Figure I.2 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant	6
Figure I.3 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension	6
Figure I.4 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant et en tension	7
Figure I.5 : Convertisseur dévolteur réel	7
Figure I.6 : Circuit topologies du convertisseur dévolteur	8
Figure I.7 : Convertisseur parallèle (Boost)	9
Figure I.8 : Convertisseur parallèle (Boost) Idéal	9
Figure I.9: Convertisseur Buck-Boost	9
Figure I.10: zones approximatives (Courant/fréquence, tension/fréquence)	10
Figure I.11 : Symbole des Transistors MOSFET	11
Figure I.12 : Symbole d'un Thyristor SCR	11
Figure I.13 : Symbole des Transistor bipolaire BJT de type NPN et PNP	12
Figure I.14 : Symbole d'un Transistor bipolaire à grille isolée IGBT	12
Figure II.1 : Schéma de base d'un hacheur de type Buck	15
Figure II.2 : Formes d'ondes des courants et des tensions pour un hacheur série en conduction continue et discontinue	17
Figure II.3 : Variation de la tension de sortie avec le courant de charge pour un convertisseur Buck.	18
Figure II.4 : allure de courant inductif pour un hacheur Buck.	25
Figure II.5 : schéma équivalent d'un générateur	27
Figure II.6 : schéma interne équivalent d'un MOSFET	28
Figure II.7 : Schéma représentatif des signaux en commutation ON et OFF avec la tension aux bornes d'un MOSFET et ses durées relatives à la commutation.	29
Figure II.8 : Schéma de principe d'un MOSFET	31
Figure II.9 : Circuit de pilotage du MOSFET	32
Figure II.10 : Schéma équivalent d'une diode de puissance.	36
Figure II.11 : Schéma équivalent d'une bobine	36
Figure II.12 : Schéma équivalente d'un condensateur	37

Figure II.13 : Formes d'ondes de la tension et du courant d'un MOSFET pendant une période de commutation	38
Figure II.14 : Représentation des pertes dynamiques dans le MOSFET.	39
Figure II.15 : l'évolution du courant et de la tension aux bornes de la diode lors du phénomène de recouvrement	40
Figure II.16 : les formes d'ondes du courant i_D et de tension v_f et les pertes dans la diode pendant le recouvrement.	40
Figure III.1 : Schéma détaillé à simuler et à réaliser	44
Figure III.2 : Montage du composant intégré TLP350 pour une commande d'un MOSFET	45
Figure III.3 : Schéma bloc du hacheur Buck sous Matlab/Simulink	46
Figure III.4 : Vin Vout et Vref de l'essai d'une sortie désiré a 20V	47
Figure III.5: Erreur entre la tension désirée et la tension de sortie	47
Figure III.6: signale (PWM) de commande de MOSFET	48
Figure III.7: LAUNCHXL-F28379D	49
Figure III.8: BROCHAGE DU LAUNCHXL-F28379D	51
Figure III.9: Phototype du banc d'essai	51
Figure III.10: PWM généré par le DSP f28379D52	
Figure III.11: La tension d'entrée et de la sortie du hacheur	52
Figure III.12: Mesure par oscilloscope de la tension de sortie	53
Figure III.13: Mesure par oscilloscope de la tension d'entrée	53

LISTE DES TABLEAUX

<i>Tableau I.1 : Propriétés relatives des interrupteurs commandable</i>	<i>13</i>
<i>Tableau II.1 : Expression généralisée d'une charge continue</i>	<i>19</i>
<i>Tableau II.2 : représentée La commutation entre les deux séquences ON et OFF</i>	<i>19</i>
<i>Tableau II.3 : représentée les performances statiques et dynamiques</i>	<i>22</i>

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance est une discipline du domaine de génie électrique qui englobe toutes les sciences liées à la production, à l'acheminement et à l'exploitation de l'électricité en tant qu'une forme d'énergie. Le domaine des alimentations a subi des changements fondamentaux dans les topologies des circuits. Les composants de commande numérique y jouent un rôle de plus en plus important. Des modules de puissance à IGBT et à MOSFET, dont les pertes ne cessent de diminuer et la capacité accroître, permettent, avec d'autres composants électroniques, de réaliser des appareils moins encombrants. L'objectif est toujours l'accroissement de la densité de puissance (puissance par unité de volume) tout en réduisant les coûts.

L'objectif de ce travail est l'étude et la réalisation d'un convertisseur DC-DC type Buck utilisé pour abaisser la tension en vue d'alimenter certains modules électroniques à base DSP.

L'objectif est le développement d'un hacheur qui peut fournir une tension continue de 20V et une puissance allant jusqu'à 20W. Ce système peut être exploité pour des travaux de TP utilisant une commande numérique à base de DSP par exemple.

Un circuit prototype sera réalisé et des essais expérimentaux seront faits sur le convertisseur DC-DC. La réalisation expérimentale a été effectuée au Laboratoire d'électronique de puissance

Le travail est divisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présenterons un état de l'art sur les hacheurs comme convertisseurs DC-DC. Selon des critères de classement, nous citerons plusieurs types avec leurs domaines d'application.

Le deuxième chapitre est constitué de deux parties. Dans la première, nous abordons l'analyse du convertisseur DC-DC après la sélection de sa topologie parmi les structures déjà développées en utilisant le principe de commutation à haute fréquence. Après le choix d'une structure DC-DC de type Buck, nous modélisons ce convertisseur puis nous passons ensuite au dimensionnement du système DC-DC en calculant ses composants et ses grandeurs de sortie.

Dans le troisième chapitre, Nous validons d'abord les calculs par la simulation numérique du modèle complet dans l'environnement MATLAB_SIMULINK. Nous présentons ensuite les résultats de simulation en boucle fermée. Nous choisissons les composants destinés à la réalisation

du circuit DC-DC, nous calculons les composants auxiliaires liés aux composants principaux (résistance, condensateurs, régulateurs,...) et nous présentons les résultats expérimentaux.

Dans la conclusion générale, nous faisons une synthèse générale sur l'analyse globale, sur son fonctionnement, sur les avantages et les inconvénients, sur les difficultés rencontrées lors de la modélisation et le dimensionnement. Nous terminons par des propositions en termes de perspectives sur des choix alternatifs, des améliorations

Chapitre I

Etat de l'art des hacheurs

I.1 Introduction :

Les convertisseurs continu-continu ont pour fonction de fournir une tension continue à partir d'une autre tension continue. La tension continue de départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée, ... etc.

On distingue deux types de convertisseurs continu-continu. Ceux qui sont non isolés, que l'on appellera simplement « les hacheurs », qu'ils soient abaisseurs ou élévateurs (dévolteurs ou survolteurs), qui correspondent aux applications moyennes et fortes puissances, et ceux qui contiennent un transformateur galvanique, que l'on appelle « alimentations à découpage », qui correspondent aux applications petites puissances de la conversion DC/DC (cas des alimentations du PC...)

Dans notre cas, nous nous intéressons aux convertisseurs DC-DC non isolés.

I.2 Généralité sur les hacheurs:

Les hacheurs sont des convertisseurs directs du type continu-continu, leur utilisation permet le contrôle de la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé.

D'un point de vue circuit, les hacheurs apparaissent comme un quadripôle Fig. (I.1), jouant le rôle d'organe de liaison entre deux parties d'un réseau, on peut le considérer comme un " transformateur " des grandeurs électriques continues.

Si V_e et I_e sont des grandeurs du quadripôle, V_s et I_s les grandeurs de sortie, les hacheurs introduisent des relations entre ces grandeurs par l'intermédiaire de paramètres variables, ces relations ne sont pas linéaires.

Toutefois, il sera possible d'établir des relations linéaires entre les valeurs moyennes de ces grandeurs qui permettront de caractériser l'échange de puissance moyenne contrôlée par les hacheurs.

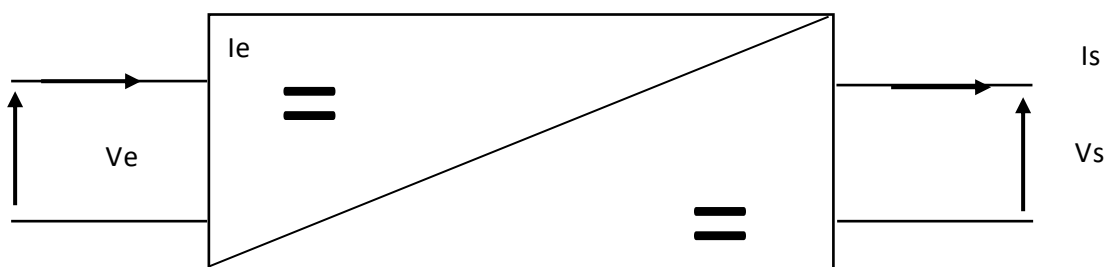


Figure I.1: Convertisseur Continu (DC) - Continu (DC)

Un hacheur est un montage utilisant des transistors ou thyristor qui sera coupé ou établi en courant continu en des instants prévus, (comme le fera un interrupteur manuel) mais a des fréquences très élevées alternant souvent 1 à 10 KHz.

Les hacheurs permettent donc d'obtenir une tension continue réglable à partir d'une tension continue constante suivant le composant électronique utilisé, on distingue deux types d'hacheur :

a) **Les hacheurs à transistors :**

Pour les petites et moyennes puissances.

b) **Les hacheurs à thyristors pour les grandes puissances :**

La mise en œuvre du thyristor dans les interrupteurs lors du blocage n'est pas naturelle.

Cependant aux très fortes puissances, le thyristor est irremplaçable, par composant on peut commuter 2000 A sous tension 2500 V. exemple d'application un thyristor additionnel, inductance et condensateur pour parvenir au blocage du composant principal.

On distingue deux catégories des hacheurs:

1. Réversibles

- Réversible ou courant.
- Réversible ou tension.
- Réversible ou courant et tension.

2. Irréversibles

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

I.3 Domaine d'utilisation des hacheurs:

Dans les applications des convertisseurs pour les équipements portables on trouve que les niveaux de puissance vont de moins d'un watt, ou centaine de watts dans les alimentations des ordinateurs de bureau, dans la commande des moteurs à vitesse variable on parle des Kilowatts ou mégawatts, et plus que ça dans les centrales électriques du secteur. Parmi l'utilisation des hacheurs ou les convertisseurs à les moteurs à courant continu (MCC) pour la variation de vitesse, même pour les engins de moyenne remorque, comme le métro, son basé sur l'ensemble hacheurs-moteurs (DC-DC) par exemple La première génération de TGV. On trouve L'électronique de conversion entre les batteries (la source d'énergie en général) et l'ensemble des blocs constitutifs du système quand on va le considérer comme un exemple, des circuits électroniques numériques et analogiques, des écrans des actionneurs, des claviers, etc. on trouve que 5 à 6 ou plus des niveaux de tension peuvent trouver dans un ordinateur portable et on a aussi des hacheurs pour l'équipement destinés à l'utilisation de l'énergie éolienne ou solaire. Dans notre travail on va s'intéresser à des très basses puissances, pour le rendement et le volume du convertisseur sont critiques, dans le cas

général les convertisseurs DC-DC faire des modifications de niveau de tension (élever ou abaisser) et réguler la tension .

I.4 Les différents types d'hacheur :

Du point de vue réversibilité des grandeurs de sortie, on distingue deux catégories des hacheurs : Réversibles et irréversibles. La réversibilité permet d'apporter certains avantages aux hacheurs. On cite par exemple, l'inversion du sens de rotation des moteurs électriques, le freinage par récupération, rechargement des batteries par récupération ... etc.

I.4.1 Hacheurs réversibles :

Les hacheurs réversibles permettent l'inversion du courant ou de la tension. Ce type de comportement se rencontre usuellement dans les systèmes d'entraînements électriques. Ainsi, un moteur en sortie d'un hacheur représente une charge.

Cependant, si on veut réaliser un freinage, le moteur va devenir une génératrice, ce qui va entraîner un renvoi d'énergie à la source (mieux qu'un simple freinage mécanique).

Dans cette catégorie, on distingue trois types :

I.4.1.1 Hacheur série réversible en courant :

Dans ce système, le changement du sens de parcours de l'énergie est lié au changement de Signe du courant alors que la tension reste de signe constant.

a) Interrupteur réversible en courant :

Cette fois, l'interrupteur est formé de deux composants. Le premier est un composant commandé à l'amorçage et au blocage (transistor, IGBT, GTO ...), alors que le second est une diode. Ils sont montés en antiparallèle.

Cette fois, i_k peut être positif ou négatif. Il n'y aura plus de phénomène de conduction discontinue, dû à l'impossibilité, pour le courant, de changer de signe. Simplement, suivant le sens du courant, l'un ou l'autre des composants assurera la conduction.

b) Structure du hacheur série réversible en courant :

Nous allons reprendre la structure du hacheur série classique par des interrupteurs réversibles en courant.

Nous avons modifié la charge (inutile de demander à une résistance de se transformer en génératrice...) en prenant une machine à courant continu, qui peut, sous tension constantes, fonctionner en génératrice ou en moteur.

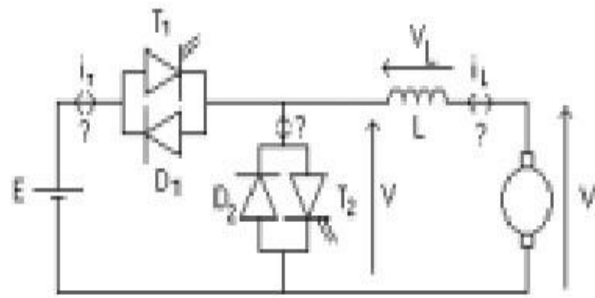


Figure I.2 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant

Remarque : la MCC ayant, en simplifiant, un comportement de filtre passe bas, elle sera insensible à l'ondulation de tension à ses bornes et ne réagira qu'à la valeur moyenne imposée par le hacheur.

I.4.1.2 Hacheur réversible en tension :

La tension appliquée à la charge peut prendre les valeurs $+E$ ou $-E$, ce qui permet, suivants la valeur du rapport cyclique de donner une valeur moyenne de tension de sortie positive où négative. En revanche, le courant doit rester de signe constant dans la charge, car les interrupteurs ne sont pas réversibles.

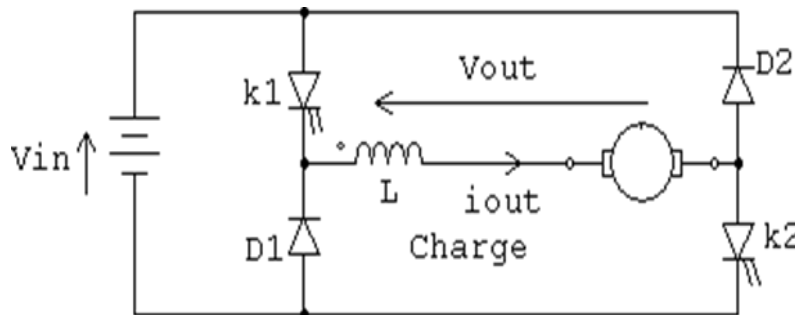


Figure I.3 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension

I.4.1.3 Hacheur réversible en tension et en courant (en pont) :

On reprend la structure du hacheur réversible en tension que nous venons de donner en remplaçant les interrupteurs par des interrupteurs réversibles en courant. Dans ce cas, le courant dans la charge peut changer de signe.

Comme pour le hacheur simplement réversible en courant, ce sera la diode ou le transistor qui sera passant, suivant le signe du courant dans l'interrupteur.

On obtient donc la structure suivante :

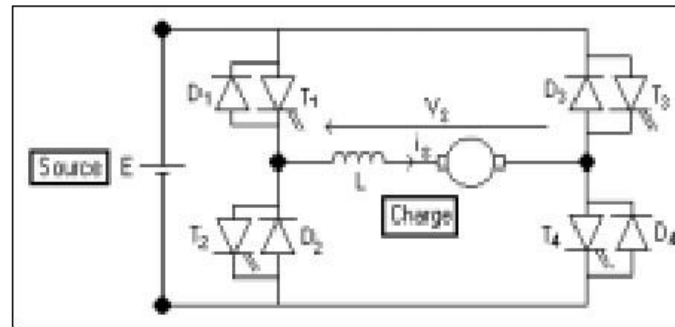


Figure I.4 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant et en tension

Cette fois, la tension moyenne de sortie et le courant moyen de sortie peuvent être positifs ou négatifs. Source et charge peuvent avoir leurs rôles inversés suivant le signe de ces grandeurs.

I.4.2 Hacheur non réversible :

Les hacheurs non réversibles permettent un transfert unidirectionnel de l'énergie électrique (uniquement de la source vers la charge). Dans cette catégorie et selon le type des sources de l'entrée et de la sortie, on distingue deux sous-catégories

I.4.2.1 Hacheur dévolteur (Buck)

Un convertisseur Buck, ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur. Ce type de convertisseur est utilisé pour des applications que l'on peut classer en deux catégories :

- Les applications visant à obtenir une tension continue fixe (et parfois régulée) à partir d'un générateur de tension continue supérieure.
- Les applications permettant d'obtenir une tension réglable mais toujours inférieure à celle présente à l'entrée [17].

La figure (I.5) présente le schéma de principe du convertisseur dévolteur.

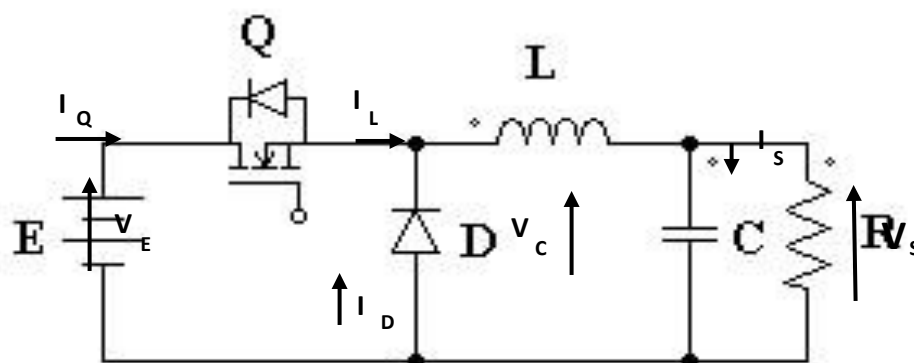


Figure I.5. Convertisseur dévolteur réel.

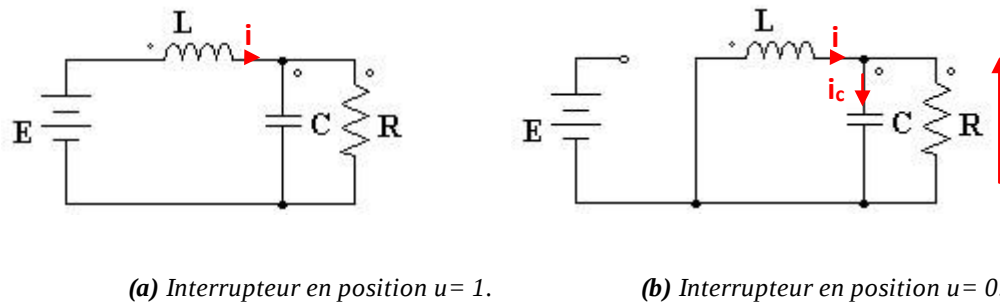


Figure I.6. Circuit topologies du convertisseur dévolteur.

Nous devons mettre en évidence deux points importants.

Le premier est relatif à la nature des commutations au sein de la cellule constituée par Q et D: l'amorçage et le blocage commandés de Q entraînent respectivement le blocage et l'amorçage spontanés de D.

Le second est relatif aux natures des interrupteurs Q et D :

➤ Interrupteurs Q : cet interrupteur doit supporter une tension positive, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, on doit être en mesure de pouvoir commander son amorçage et son blocage.

Cet interrupteur devra donc être de type transistor (bipolaire, MOS, IGBT ou GTO).

➤ Interrupteur D : cet interrupteur doit supporter une tension inverse, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, toutes les commutations de cet interrupteur peuvent être spontanées.

Cet interrupteur sera donc de type diode (D) [8].

La structure obtenue est dite convertisseur asynchrone.

Le couple de composants L et C forment un filtre passe-bas, pour limiter les ondulations du courant dans la charge, ainsi que les ondulations de la tension aux bornes de la charge.

I.4.2.2 Convertisseur Boost (hacheur parallèle) :

Un convertisseur Boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur réglée. Un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par les batteries et ainsi diminuer le nombre d'éléments nécessaires pour atteindre le niveau de tension désiré. Les véhicules hybrides ainsi que les systèmes

d'éclairage sont deux exemples typiques d'utilisation des convertisseurs boost. La figure (I.3) illustre le schéma électrique du convertisseur. Il est basé sur deux interrupteurs (mosfet et diode) fonctionnent en complémentaire durant une période, un filtre LC et une résistance prise comme une charge.

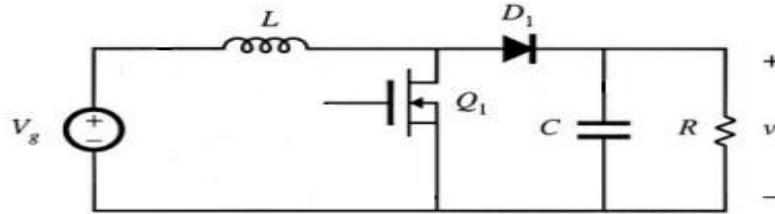


Figure. I. 7 : Convertisseur parallèle (Boost)

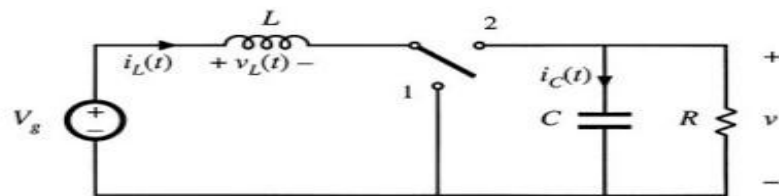


Figure. I.8 : Convertisseur parallèle (Boost) Idéal

I.4.2.3. Hacheur dévolteur-survolteur (BUCK-BOOST)

Ce dernier a acquis les caractéristiques et les propriétés électriques des deux types évoqués précédemment. Il présente donc une sorte d'un transformateur hybride (abaisseur/élevateur) pour une tension d'entrée/sortie continue ; son schéma de base est illustré par la figure suivante :

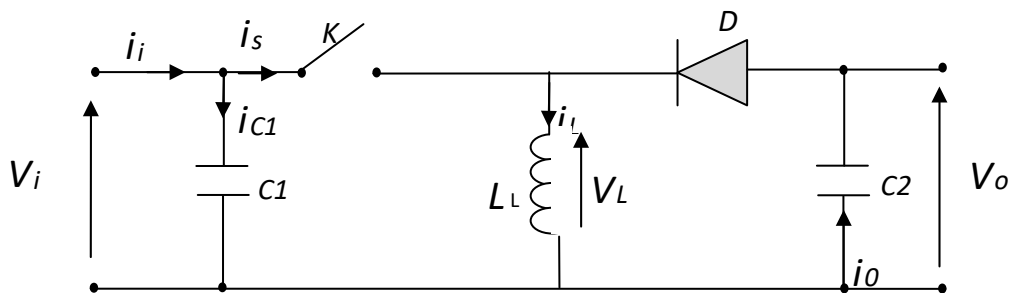


Figure I.9 : Convertisseur Buck-Boost

I.5 Eléments constitutifs d'un hacheur :

I.5.1 Générateur :

Le générateur c'est la source de tension fournie à l'entrée de surcircuit d'hacheur, cette tension doit être constante son voire la valeur du courant débité, il y'avais des sources qui peuvent assurer la tentions constant comme, Pile ou batterie ou Alimentation stabilisée et une Source de courant (machine ou transformateur) avec condensateur suffisamment grande mise en parallèle .

I.5.2 Interrupteur commandable :

L'interrupteur command able de nature semi-conducteurs à avec l'existence de borne de commande, son principe de fonctionnement est assurée à remettre conducteur ou à bloquer l'élément commutateur, pour Le choix de ce dernier modifie a des nombreux épreuves. Parmes ces épreuves quand la tension maximale et le courant direct maximal pouvant être bloquée en permanence et accidentellement, lors de fermeture ON s'accompagne avec une chute de tension directe, il Ya une fréquence de commutation entre les états de fermeture et d'ouverture.

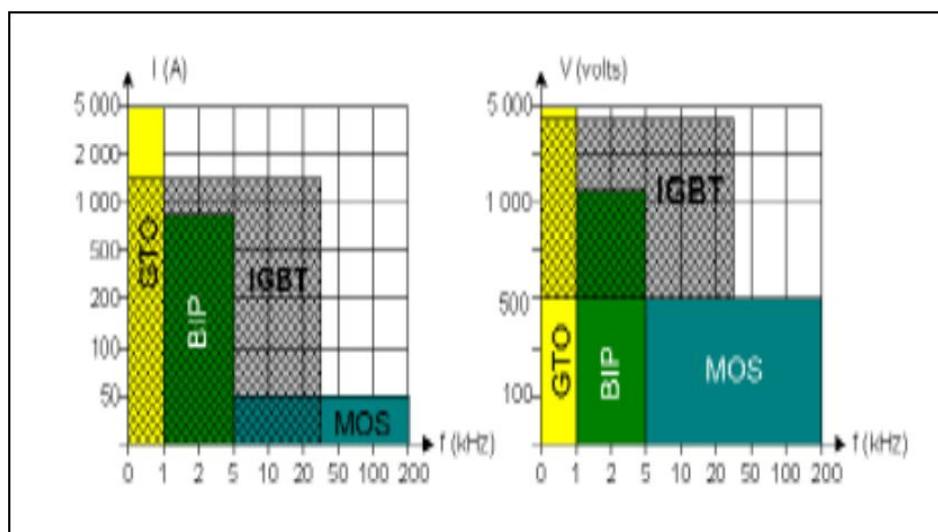


Figure I.10: zones approximatives (courant / fréquence, tension / fréquence)

Dans le domaine de l'industrie on trouve des nombreux semi-conducteurs de puissance comme :

***Transistor à effet de champ MOSFET « Metal Oxyd Silicon – Filed Effect Transistor» :** Il base principe ment à l'ouverture et la fermeture, avec la présence d'une tension entre sa grille et sa source la figure(I.2) indique son symbole

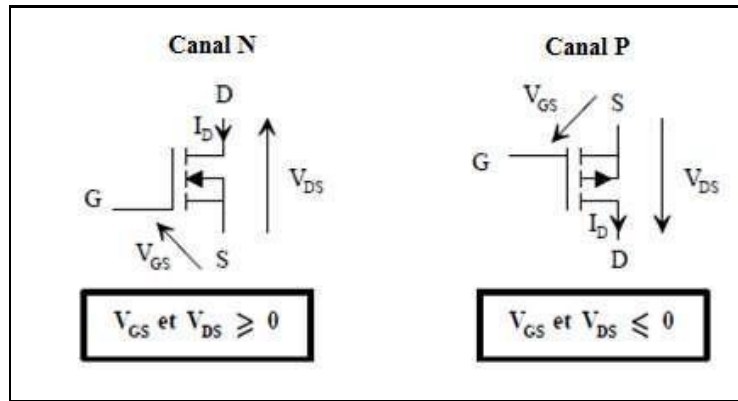


Figure I.11 : Symbole des Transistors MOSFET

C'est un interrupteur commandable à la fermeture et à l'ouverture par une tension entre sa grille et sa source. Il est caractérisé par:

- Pouvoir commuter des puissances faibles et moyennement faibles,
 - Etre très rapide du point de vue fréquence de commutation.
 - Isolation de la partie commande Grille <<< Gate >>> de la partie puissance Drain-Source,
 - Très faibles dimensions (technologie submicronique).
 - Très faible consommation.
 - Impédance d'entrée élevée.
 - Comportement électrothermique positif (augmentation de la résistance à l'état passant lorsque la température augmente) qui empêche l'emballement thermique.
 - Présence dans des applications du domaine de télécommunication et de conversion à faible puissance et haute fréquence.
- **Le Thyristor SCR « Silicon Controlled Rectifier »** : il base principe ment à la fermeture seulement, quand a un courant à sa gâchette avec faibles fréquences de commutation, et une grande résistance a des grandes puissances la figure(I.3) indique son symbole.

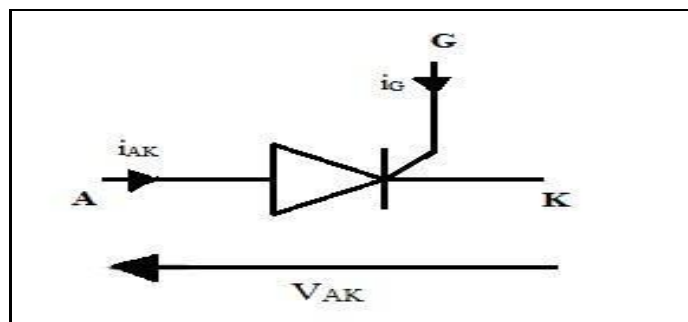


Figure I.12 : Symbole d'un Thyristor SCR

- **Transistor bipolaire BJT « Bipolar Junction Transistor »** :

C'est un interrupteur commandé à la fermeture et à l'ouverture, à l'existence d'un courant à sa base a une bonne résistance à des moyennes puissances et des fréquences de commutation, comme l'indique la figure(I.4).

- **Transistor bipolaire à grille isolée IGBT « Insulated Gate Bipolar Transistor » :**

C'est un interrupteur commandé à la fermeture et à l'ouverture, à l'existence d'une tension entre sa grille et son émetteur, Il est pour des grandes puissances et des moyennement fréquences de commutation, On le trouve spécialement dans le domaine de traction électromécanique. Il arrange entre les avantages du BJT et MOSFET pour donner un bon arrangement comme l'indique la figure

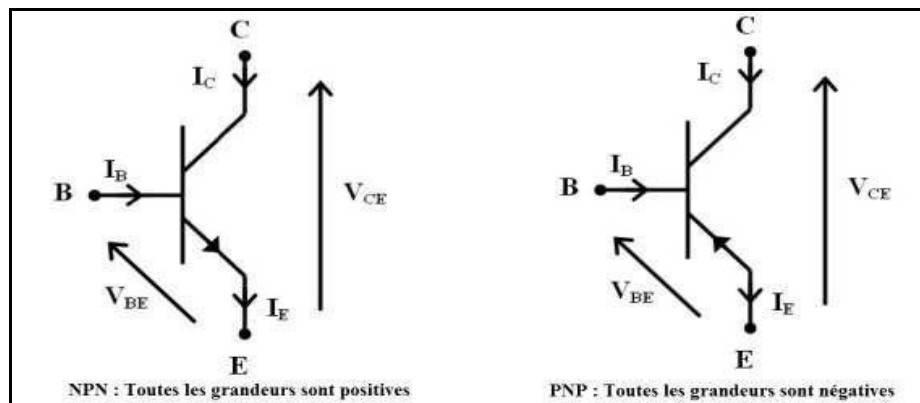


Figure I.13: Symbole des Transistor bipolaire BJT de type NPN et PNP

Il y a aussi d'autres semi-conducteurs non cités par mes :

- Thyristor à grille contrôlable à la fermeture GTO (Gate-Turn-Off thyristor).
- Thyristor contrôlable par grille intégrée IGCT (Integrated-Gate-Controlled Thyristor).
- Transistor statique à induction SITs (Static Induction Transistor).
- Thyristor contrôlable à oxyde de silicium MCTs (MOS-Controlled Thyristor).

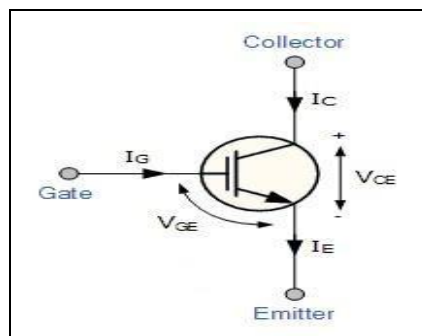


Figure I.14 : Symbole d'un Transistor bipolaire à grille isolée IGBT

Semiconducteur	Niveaux de puissance pouvant manipuler	Vitesse de commutation < fréquences >
BJT	Moyen	Moyen
MOSFET	Faible	Rapide
GTO	Fort	Lent
IGBT	Moyen	Moyen
MCT	Moyen	Moyen

Tableau I.1 : Propriétés relatives des interrupteurs commandable

III Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art non exhaustif sur les convertisseurs DC-DC nommés «hacheurs ». Des différentes structures et catégories des hacheurs selon certains critères de classement ont été relativement explicitées.

Chapitre II
Modélisation et
dimensionnement

II.1 Introduction

Partant d'une autre continue, les convertisseurs continu-continu hacheurs » ont pour fonction de fournir une tension continue réglable en agissant généralement sur le rapport cyclique comme degré de liberté relatif à l'organe de commande

La structure concernée par cette étude est le hacheur abaisseur de tension « Buck. Il sert à alimenter une charge interchangeable (R, RL, RLE). Afin d'atteindre la phase de réalisation, on aborde dans ce chapitre sa modélisation et son dimensionnement. L'objectif du premier stade est de déduire les dynamiques des variables d'état ainsi que les expressions d'un point de fonctionnement généralisé. Dans le deuxième stade, on détermine les valeurs paramétriques des éléments passifs et actifs à utiliser dans la structure du hacheur à réaliser

II.2 Description et hypothèses simplificatrices

II.2.1 Description de la structure

Le hacheur Buck (abaisseur, dévolteur ou step-down) est un convertisseur DC-DC à liaison directe entre une source d'entrée en tension (générateur) et une source de sortie en courant (récepteur).

Il comporte deux interrupteurs complémentaires positionnés de façon à former un commutateur bi-positionnel << power-pole »:

- Le premier est un interrupteur commandable en tension ou en courant à l'amorçage comme au blocage placé en série avec la source d'alimentation. Cet interrupteur peut être de type transistor bipolaire BJT, transistor à effet de champ MOSFET ou transistor bipolaire à grille isolée IGBT, thyristor SCR, thyristor à grille bloquante GTO,...etc.
- Le deuxième est un interrupteur unidirectionnel spontanément amorçable et blocable, placé en antiparallèle avec la branche Alimentation-interrupteur commandable.

Des éléments passifs L. et C placés en ordre servant à accumulateurs inductif et capacitif de l'entrée vers la sortie et formant un filtre pour le courant et la tension respectivement.

La figure (Fig II.1) suivante représente le schéma de principe d'un hacheur Buck:

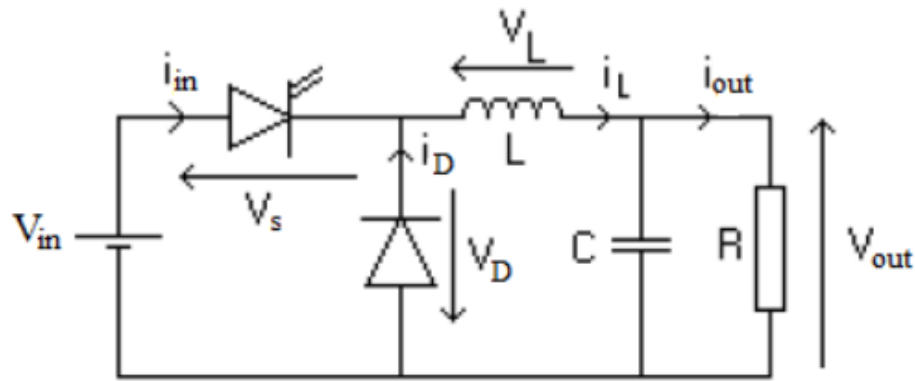


Figure II.1: Schéma de base d'un hacheur de type Buck

Ce type de convertisseur est utilisé pour des applications que l'on peut classer en deux catégories :

- ✓ Les applications visant à obtenir une tension continue fixe (et parfois régulée) à partir d'un générateur de tension continue supérieure.
 - Conversion des 12-24V fournis par une batterie d'ordinateur portable vers les quelques Volts nécessaires au processeur.
 - Conversion de la tension du secteur redressée en continu fixe.
- ✓ Les applications permettant d'obtenir une tension réglable mais toujours inférieure à celle présente à l'entrée.

II.2.2 Hypothèses simplificatrices

Tout élément électrique présente des imperfections et des comportements lors de son fonctionnement au sein d'un schéma électronique. Ces aspects portent des natures électroniques, thermiques et électromagnétiques. C'est l'allure de certaines grandeurs qui permet d'explorer tous ces phénomènes qui reflètent les réactions statiques et dynamiques de ces composants.

Parmi les grandeurs considérées comme empreintes des phénomènes internes, on cite par exemple les tensions, les courants, les champs électriques/magnétiques, la chaleur,...etc. Prendre en compte toutes ces imperfections rend la modélisation et le dimensionnement très difficile voire impossible. Pour cela, le recours à des hypothèses simplificatrices autour d'un régime de fonctionnement choisi devient une nécessité.

Dans notre travail en cours, nous adoptons certaines hypothèses permettant de faciliter l'étude. Sauf indication contraire, on suppose:

- Due à la commutation à fréquence élevée, les allures de rechargement et de décharge des bobines et des condensateurs sont linéaires.

- Les composants du hacheur sont idéaux Effets Joules, chutes de tension intrinsèques, résistances internes, saturations et hystérésis inductives, retards d'établissement ou d'extinction dans les interrupteurs sont négligés.
- La tension du générateur est considérée comme continue et parfaitement constante.

II.2.3 Principe de fonctionnement

Selon le principe de découpage (commutation à fréquence élevée), le hacheur permet de transférer de l'énergie d'une source vers une charge en rechargeant et déchargeant des éléments accumulateurs L . et C à la même cadence ON et OFF de l'interrupteur.

Pendant la fermeture, la diode sera polarisée en inverse et elle se bloque spontanément.

La bobine se recharge par un courant d'un niveau minimal précédent vers un autre maximal. Au bout de cette durée de fermeture t_{off} l'interrupteur s'ouvre à la demande d'une commande extérieure appliquée sous forme d'un rapport cyclique entre la durée t_{on} et la période de commutation T . Au cours de cette ouverture OFF, la charge inductive acquise sera transmise au condensateur de sortie C et à l'élément de charge (Résistance R par exemple) à travers une maille de roue libre via la diode qui est polarisée en directe et devient passante

En fonction de la valeur minimale du courant inductif, on distingue deux modes de conduction dans l'élément L . à accumulation: Mode de Conduction Continue <<CCM>> et Mode de Conduction Discontinue << DCM »

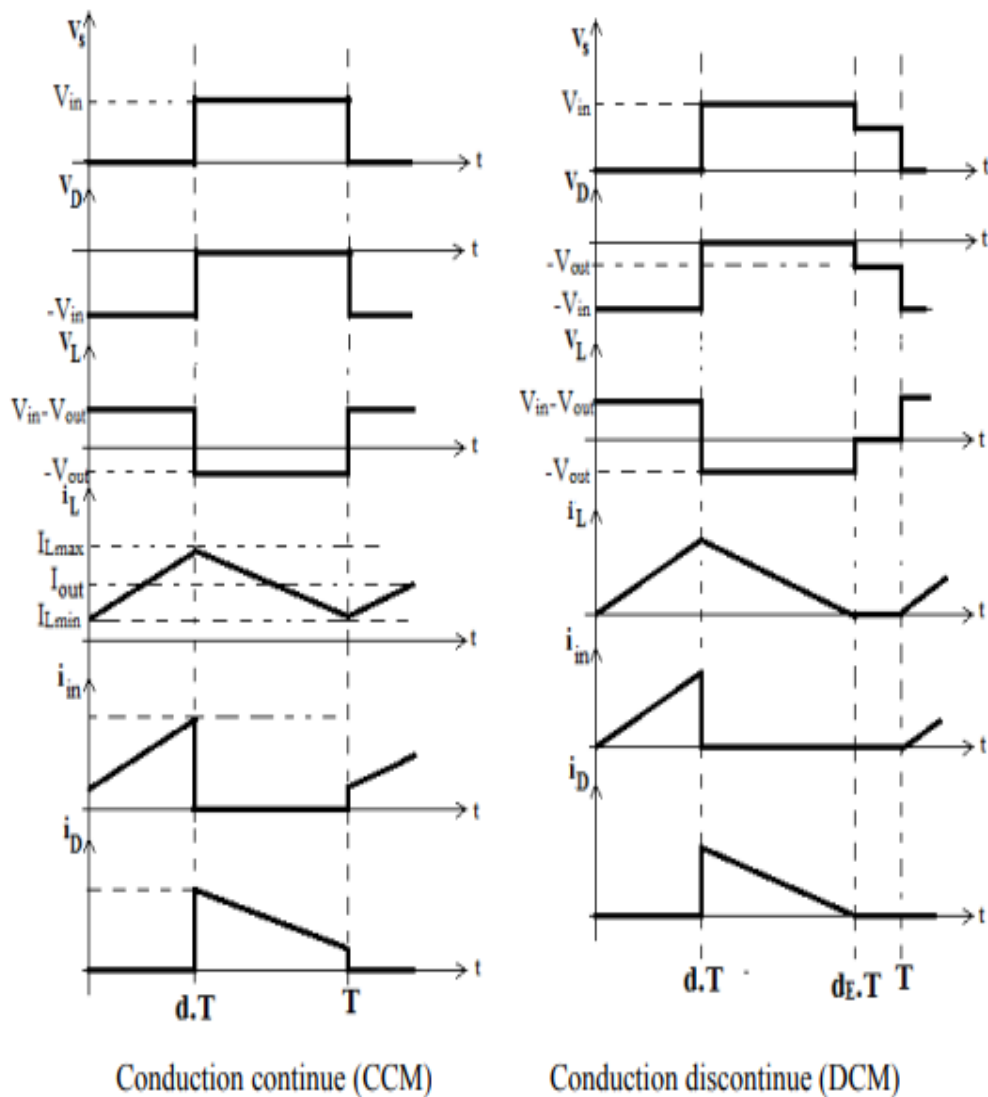


Figure II.2: Formes d'ondes des courants et des tensions pour un hacheur série en conduction continue et discontinue.

Lorsque le courant de l'inductance ne s'annule jamais, le convertisseur fonctionne en mode de conduction continue. Dans ce cas, la tension de charge dépend seulement de la tension d'entrée et du rapport cyclique $d = t_m/T$.

Dans le cas contraire, le courant de la bobine s'annule avant la fin de la durée OFF de l'interrupteur. C'est l'extinction prématurée de la charge inductive. Cela mène à un transfert incomplet de l'énergie de la source vers la charge. Par conséquent, on trouve une double dépendance de la tension de sortie d'une part et le courant de charge et le rapport cyclique d'autre part.

Cette dépendance de la tension de sortie liée au mode de conduction est représentée par la figure (II.3)

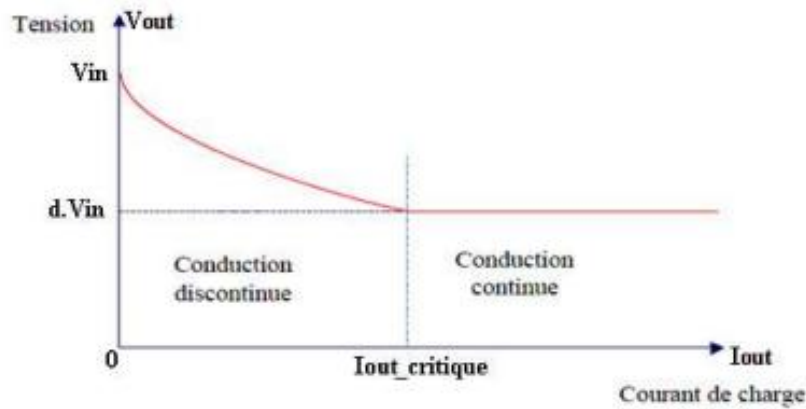


Figure II.3: Variation de la tension de sortie avec le courant de charge pour un convertisseur Buck.

II.3 Modélisation du hacheur abaisseur < Buck >

En partant du principe de commutation entre deux séquences temporelles, le hacheur présente une structure variable suivant l'état logique (0, 1) de l'interrupteur S. La diode D n'est qu'un complément spontané de cet interrupteur commandable.

II.3.1 Expression généralisée d'une charge continue

L'expression de la charge est supposée généralisée en un seul terme qui englobe les trois types (R, RL et RLE). L'acronyme RLE représente un récepteur électromécanique (MCC) dont son expression peut être facilement ramenée à une charge purement résistive ou même inductive.

	Charge R	Charge RL	Charge RLE
Modèle dynamique	$V_{ou} + R_{ou} \cdot I_{ou}$	$V_{ou} + R_{ou} \cdot I_{ou} + L_{ou} \cdot \frac{dI_{ou}}{dt}$	$V_{ou} + R_{ou} \cdot I_{ou} + L_{ou} \cdot \frac{dI_{ou}}{dt} + E_a$ $E \cdot I$

			$\frac{J.L_{out}}{K} \cdot \frac{d^2 I_{out}}{dt^2} + \left(\frac{J.R_{out}}{K} + \frac{f.L_{out}}{K} \right) \cdot \frac{dI_{out}}{dt} + \left(\frac{f.R_{out}}{K} + K \right) I_{out} = \frac{J}{K} \cdot \frac{dV_{out}}{dt} + \frac{f}{K} V_{out} + T_u$
Point de fonctionnement moyen et permanent $t \rightarrow +\infty$	$I_{out} = \frac{1}{R_{out}} \cdot V_{out}$	$I_{out} = \frac{1}{R_{out}} \cdot V_{out}$	$I_{out} = \frac{f}{f.R_{out} + K^2} V_{out} + \frac{K}{f.R_{out} + K^2} T_u$ $\Rightarrow \boxed{I_{out} = \frac{1}{R} V_{out} + \frac{1}{K'} T_u}$

Tableau II.1 : Expression généralisée d'une charge continue

Pour ramener une charge de type RLE à une autre purement résistive ou inductive, on considère que le rotor est bloqué et sans couple utile c-à-d: $T_u=0$ et $t \rightarrow +\infty$

II.3.2 Modélisation par analyse séquentielle

La commutation entre les deux séquences ON et OFF est représentée dans le tableau ci-dessous.

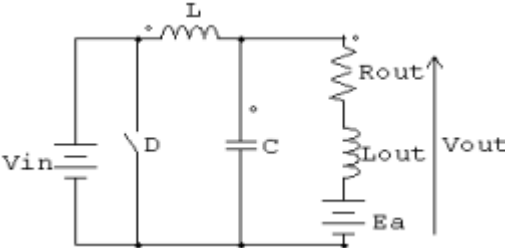
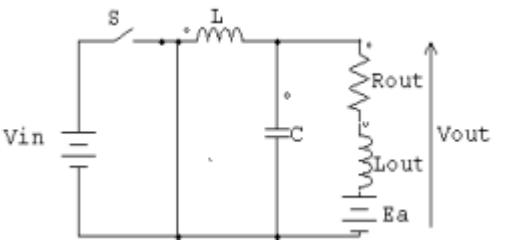
Etat ON	Etat OFF
$0 \leq t < d.T$	$d.T \leq t < T$
	
$\begin{cases} v_{in} = L \cdot \frac{di_L}{dt} + v_{out} \\ i_{in} = i_L \\ i_D = 0 \\ i_L = C \cdot \frac{dv_{out}}{dt} + i_{out} \end{cases} \quad (II.1)$	$\begin{cases} 0 = L \cdot \frac{di_L}{dt} + v_{out} \\ i_{in} = 0 \\ i_D = i_L \\ i_L = C \cdot \frac{dv_{out}}{dt} + i_{out} \end{cases} \quad (II.2)$

Tableau II.2 : représentée La commutation entre les deux séquences ON et OFF

En combinant (II.1) avec (112) par une variable logique discrète u qui représente l'état de l'interrupteur S .

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}y_{out} + \frac{u}{L}y_{in} \\ \frac{dv_{out}}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}y_{out} - \frac{1}{CK'}T_u \end{cases} \quad (II.3) \quad \text{et} \quad \begin{cases} i_{in} = ui_L \\ i_D = (1-u)i_L \end{cases} \quad (II.4)$$

C'est un modèle dynamique mais discret et non linéaire. On doit lever l'aspect discret de toute variable booléenne afin de déduire un modèle possédant le rapport cyclique d comme degré de liberté.

En régime permanent, on peut recourir au principe de transformation en modèle moyen continu énonçant Sur une période de commutation, la moyenne d'un produit des variables commutées est rapprochée à un produit des moyennes de ces mêmes variables ». Le modèle devient alors,

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = -\frac{1}{L}V_{out} + \frac{d}{L}V_{in} \\ \frac{dV_{out}}{dt} = \frac{1}{C}I_L - \frac{1}{RC}V_{out} - \frac{1}{CK'}T_u \end{cases} \quad (\Pi. 5) \quad \text{et} \quad \begin{cases} I_{in} = d \cdot I_L \\ I_D = (1-d)I_L \end{cases} \quad (II.6)$$

$$\begin{cases} V_{out} = \frac{V_{in}}{LC} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{1}{RC}s + V_{LC}} d - \frac{1}{K' C} \cdot \frac{s}{s^2 + \frac{1}{RC}s + V_{LC}} T_u \\ I_L = \frac{V_{in}}{L} \cdot \frac{s + \frac{1}{RC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + V_{LC}} d + \frac{1}{LCK'} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{1}{RC}s + V_{LC}} T_u \end{cases} \quad (II.7)$$

Les variables en minuscule sont des grandeurs instantanées « réelles et celles en majuscule sont des grandeurs moyennes. Pour la variable de commande booléenne (logique) $(1,0)$, sa valeur moyenne est le rapport cyclique: $d=[0..1]$

Le nouveau modèle obtenu est dynamique et continu mais il est toujours non linéaire.

La représentation d'état de ce modèle est:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad \text{Avec: } X = \begin{bmatrix} I_L \\ V_{out} \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} V_{in} \\ T_u \end{bmatrix}, Y = \begin{bmatrix} I_{in} \\ I_L \\ I_D \\ V_{out} \\ I_{out} \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CK'} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} d & 0 \\ 1 & -d \\ 0 & 1 \\ 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{K'} \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

Les variables de sortie choisies pour être explicitées représentent les coordonnées du point de fonctionnement à expression généralisée.

II.3.3 Performances statiques et dynamiques:

Les performances d'un système représenté par un modèle mathématique approche sont des qualités fonctionnelles liées aux comportements et aux réactions de ce système physique suite aux excitations et aux influences externes. On cite par exemple, la rapidité, la stabilité et la précision de sa réponse, sa robustesse envers des altérations physiques internes, sa fiabilité, son rendement....etc.

Chaque performance est traduite par une ou plusieurs variables ou paramètres dont leurs valeurs numériques évaluent le degré de la performance correspondante.

On distingue des performances statiques et dynamiques. Les performances dynamiques sont des qualités relatives au régime transitoire de démarrage ou du changement de point de fonctionnement.

Les performances statiques sont qualités liées à un point de fonctionnement stable et final. Ci-dessous un tableau résumant certaines performances d'un système physique associées à des variables/paramètres:

La rapidité, la stabilité et la précision de sa réponse, sa robustesse envers des altérations physiques internes, sa fiabilité, son rendement.

Type de performance	Performance	Variable(s)/Paramètre(s) associés
Statique	Précision de la réponse de rapprocher à la forme voulue	Erreur statique
	Stabilité de la réponse à une forme stationnaire	
	Lissage ou Degré de rapprochement du signal à la forme continue idéale	Taux d'ondulation Facteur d'ondulation Facteur de forme
	Existence d'un point de fonctionnement	Variables de sortie au régime permanent
	Rendement ou Efficacité énergétique de conversion d'une valeur d'une forme à une autre	Rapport de puissance entre entrée et sortie

	Fiabilité ou Capacité du système d'accomplir correctement ses tâches prédéfinies sans défaillance totale ni partielle	Fonction de densité de probabilité de défaillance PDF
	Robustesse ou Capacité de fonctionnement d'un système dans un intervalle acceptable de ses valeurs lorsque la valeur de l'un des composants a été altérée	Variation acceptable en % des variables de sortie en fonction d'une autre variation en % d'un paramètre d'un composant
	Mode de conduction continue/discontinue	Annulation ou non du courant inductif
Dynamique	Rapidité d'atteindre la réponse finale	Temps de réponse Temps de montée

Tableau II.3 : représentée les performances statiques et dynamiques

Parmi toutes ces performances, nous examinons seulement certaines qui sont plus important dans l'évaluation de l'acceptabilité de notre structure de conçue.

a) Points de fonctionnement généralisé

On peut déduire directement du modèle moyen les expressions des valeurs finales moyennes déterminant le point de fonctionnement généralisé. Les valeurs finales sont obtenues en régime permanent en mettant toutes les dérivées à zéro.

$$\begin{cases} V_{out} = dV_{in} \\ I_L = \frac{1}{R}dV_{in} + \frac{1}{K'}T_u \\ I_{in} = \frac{d^2}{R}V_{in} + \frac{d}{K'}T_u \\ I_D = \frac{(1-d)d}{R}V_{in} + \frac{(1-d)}{K'}T_u \\ I_{out} = \frac{1}{R}dV_{in} + \frac{1}{K'}T_u \end{cases} \quad (II.10)$$

b) Performances dynamiques

Pour les performances dynamiques, nous pouvons déduire les temps de réponse, les dépassements transitoires, les temps de montée, les décréments logarithmiques et les pulsations propres du courant inductif et la tension capacitive. Pour se faire, il est nécessaire de linéariser le modèle autour d'un point de fonctionnement.

On suppose que les réponses des états du modèle oscillent de $(\Delta I_L, \Delta V_{out})$ autour d'un point fixe (I_{L0}, V_{out0}) respectivement lorsqu'on applique une petite variation Δd du rapport cyclique autour d'une valeur d_0 .

$$\begin{cases} d = d_0 + \Delta d \\ I_L = I_{L0} + \Delta I_L \\ V_{out} = V_{out0} + \Delta V_{out} \end{cases} \quad (II.11)$$

Ou

$$\begin{cases} I_{L0} = \frac{1}{R} d_0 V_{in} + \frac{1}{K'} T_u \\ V_{out0} = d_0 V_{in} \end{cases} \quad (II.12)$$

En remplaçant dans le modèle moyen, continu et non linéaire,

$$\begin{cases} \frac{d\Delta I_L}{dt} = -\frac{1}{L} \cdot \Delta V_{out} + V_{in} \cdot \frac{\Delta d}{L} \\ \frac{d\Delta V_{out}}{dt} = -\frac{1}{RC} \cdot \Delta V_{out} + \frac{1}{C} \cdot \Delta I_L \end{cases} \quad (II.13)$$

Les performances dynamiques du modèle sont facilement déduites des fonctions de transfert de chaque variable d'état. Supposant que toutes les conditions initiales sont nulles, les fonctions de transfert du courant inductif et de la tension capacitive seront :

$$\begin{cases} \frac{\Delta V_{out}(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_{in}}{L \cdot C} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C} s + \frac{1}{L \cdot C}} \\ \frac{\Delta I_L(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_{in}}{L} \cdot \frac{s + \frac{1}{R \cdot C}}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C} s + \frac{1}{L \cdot C}} \end{cases} \quad (II.14)$$

D'après les deux fonctions de transfert, on remarque que le courant est plus oscillant et plus rapide que la tension. Le tableau ci-dessous résume quelques paramètres déduits du modèle de commande:

Paramètre de performance	Expression
Valeurs finales	$\begin{cases} \Delta V_{out} = V_{in} \cdot \Delta d \\ \Delta I_L = \frac{V_{in}}{R} \cdot \Delta d \end{cases}$
Constantes de temps et les zéros oscillants de la tension et du courant	$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{L}{R} \\ \tau_2 &= R \cdot C \\ z &= \frac{1}{R \cdot C} \end{aligned}$
Pulsation propre commune	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
Facteur d'amortissement commun	$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{R^2 C}}$
Temps de montée de la tension Et de courant	$\begin{aligned} t_{rise, Vout} &= \frac{\sqrt{4 \cdot R^2 \cdot LC^2}}{\sqrt{4 \cdot R^2 \cdot C} - L} \left[\pi \right. \\ &\quad \left. - \text{ArcCos} \left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{R^2 C}} \right) \right] \end{aligned}$

	$t_{rise,IL} \approx \frac{0,33\sqrt{4.R^2.LC^2}}{\sqrt{4.R^2.C - L}} \left[\pi - \text{ArcCos} \left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{R^2C}} \right) \right]$
Temps de réponse à $\pm 5\%$ de la valeur finale de la tension	$\begin{cases} \xi < 0,7 \Rightarrow t_{rep} \approx 5,9914.R.C \\ \xi = 0,7 \Rightarrow t_{rep} \approx 3.\sqrt{LC} \\ \xi > 0,7 \Rightarrow t_{rep} \approx 2.9957.\frac{L}{R} \end{cases}$
Instant du premier pic de la tension et de courant	$t_{pic1,Vout} = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}}}$ $t_{pic1,IL} \approx \frac{\pi}{1,74\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}}}$
Pseudo période commune	$T_p = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2.C^2}}}$
Pourcentage commun du premier dépassement de la tension	$Dp(\%) = 100e^{\frac{-\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$
Décrément logarithmique	$\delta_{L\%} = 100.\frac{2\pi}{\sqrt{\frac{L}{R^2C} - \frac{L^2}{4R^4C^2}}}$ $\delta_{Vo\%} = 100.\frac{2\pi}{\sqrt{\frac{R^2C^2}{L.C} - \frac{1}{4}}}$

Tableau II.3 : représentée les performances statiques et leurs expression

a) Rendement

Depuis le début de l'étude, nous avons considéré que le convertisseur est idéal dans ses composants (pertes nulles). Or, dans la réalité, tout composant présente des imperfections lors de son fonctionnement telles que: échauffements, retards, chutes de tension,...etc.

Dans la rubrique qui suit, nous étudions ces imperfections afin d'analyser le bilan énergétique et déduire l'expression du rendement.

II.4 Dimensionnement du hacheur

Un dimensionnement « sizing » d'un système est la procédure de trouver les expressions donnant les valeurs des paramètres associés aux composants physiques constituant ce système et cela pour un cahier des charges bien déterminé .

Pour un certain régime de fonctionnement et un certain point de fonctionnement, les valeurs numériques de ces paramètres seront déduites autour d'un cas d'application bien déterminée. Par sécurité de dimensionnement, on applique un coefficient de sécurité (de 1,2 à 2) aux valeurs calculées des paramètres. C'est avec ces valeurs que le choix du composant soit réalisé.

II.4.1 Détermination de la valeur d'inductance L

Vu la fréquence de commutation élevée, l'allure du courant de recharge et de décharge de la bobine est presque linéaire. Le long d'une période et en régime permanent, l'ondulation Δi_L est la valeur moyenne I_L est constante (Fig. II.4).

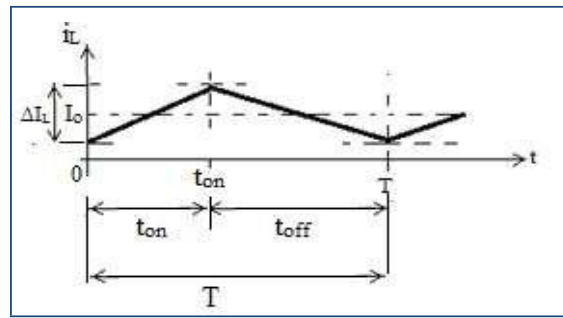


Figure II.4 : allure de courant inductif pour un hacheur Buck.

A l'état ON, l'équation différentielle d'entrée devient :

$$V_{in} = L \cdot \frac{di_L}{dt} + V_{out} \Rightarrow \frac{\Delta i_L}{t_{on}} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \Leftrightarrow \Delta i_{L_{on}} = \frac{V_{out}(1-d)}{f_{sw} L} \quad (II.15)$$

Si on veut imposer un taux d'ondulation fixe : $\rho_{IL} = \Delta i_L / I_L$ pour un point de fonctionnement nominal (d, I_L, V_{out}), on peut déduire l'inductance correspondante comme suit :

$$\Delta i_L = \frac{V_{out}(1-d)}{L} T \Rightarrow \boxed{L = \frac{V_{out}(1-d)}{f_{sw} \cdot \rho_{IL} \cdot I_L} = \frac{V_{out}(1-d)}{f_{sw} \cdot \rho_{IL} \cdot I_{out}}} \quad (II.16)$$

Cette inductance est calculée dans le cas d'un hacheur idéal et elle ne correspond qu'au point de fonctionnement nominal. Pour un point flottant, un intervalle de cette inductance doit être trouvé.

Pour assurer un mode de conduction continue CCM, il faut que :

$$I_L - \frac{\Delta I_L}{2} > 0 \Leftrightarrow \Delta I_L < 2 I_L \quad (II.17)$$

En remplaçant dans l'équation d'ondulation,

$$L > \frac{V_{out} \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right)}{2 \cdot I_{out} f_{sw}} \quad (II.18)$$

L'intervalle des points de fonctionnement du hacheur est déterminé par les bornes limites des intervalles de la tension et du courant de charge V_{out} et I_{out} respectivement. L'intervalle de l'inductance minimale sera déduit comme suit :

$$L_{min} = \text{Max} \left\{ \frac{V_{out} \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right)}{2 \cdot I_{out} f_{sw}} \right\} \Rightarrow \boxed{L_{min} = \frac{V_{in}}{8 \cdot I_{outmin} f_{swmin}}} \quad (II.19)$$

La taille de l'inductance diminue avec l'augmentation de la fréquence de commutation.

II.4.2 Détermination de la valeur de capacité C

L'équation différentielle décrivant le rechargement de condensateur C est la même qui décrit sa décharge

$$i_L = C \cdot \frac{dv_{out}}{dt} + i_{out} \quad (II.20)$$

Par conséquent, une simple valeur de la capacité suffit pour garder la tension de sortie V_{out} parfaitement lisse voire constante. La détermination de la capacité du condensateur devient plus difficile. Pour cela, on utilise des méthodes autres que celle relative à l'inductance L.

La plus simple est de fixer une capacité C de valeur assez grande et connue pour les montages type "hacheurs de base". Elle peut prendre comme capacité entre $100 \mu\text{F}$ et $4700 \mu\text{F}$. Cette valeur imposée est utilisée comme base de calcul pour l'analyse et le dimensionnement du reste des composants.

Une deuxième méthode consiste à considérer la tension de sortie comme alternative avec une composante continue qui est sa valeur moyenne. Ce signal composé est issu de l'oscillateur RLC.

La capacité sera exceptionnellement donnée en fonction de l'inductance L.

$$C = \frac{d \cdot (1 - d)}{8 \cdot L \cdot f_{sw}^2 \cdot \frac{\Delta V_{out}}{\bar{V}_{out}}} \quad (II.21)$$

Pour un mode de conduction continue, la capacité doit dépasser un certain minimum C_{min} ;

$$\bar{V}_{out} > \frac{\Delta V_{out}}{2} \Rightarrow C > \frac{d \cdot (1 - d)}{16 \cdot L \cdot f_{sw}^2} \Rightarrow \boxed{C_{min} = \frac{d \cdot (1 - d)}{16 \cdot L \cdot f_{sw}^2}} \quad (II.22)$$

II.5 Eléments constitutifs d'un hacheur avec prise en compte des imperfections physiques

II.5.1 Générateur

Le générateur est une source de puissance ayant une tension moyenne fixe V_{in} qui peut fluctuer de ΔV_{in} . Il possède aussi une résistance interne R_{in} qui concrétise l'effet Joule dans l'alimentation.

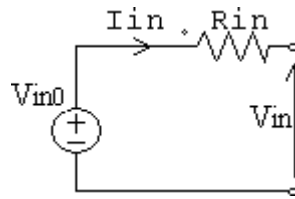


Figure II.5 : schéma équivalent d'un générateur

La grande contrainte du générateur c'est qu'il ne délivre qu'un courant maximal I_{inmax} à prendre en considération lors de la conception. Du point de vue réaliste, la tension délivrée par le générateur présente des fluctuations dues à plusieurs facteurs. Pour cette raison, il est préférable de mettre un condensateur en parallèle avec la source pour compenser ces fluctuations.

II.5.2 Interrupteur commandable « MOSFET »

Pour choisir le bon semi-conducteur destiné à commuter la puissance d'entrée à une certaine cadence, on recourt au réseau des courbes concernant la région du bon fonctionnement de ce composant. Cette région est en fonction de la puissance manipulée et de la fréquence de commutation ou bien le courant et la tension au lieu de la puissance.

Dans notre application, le hacheur Buck sert à alimenter en tension des dispositifs domotiques de petites puissances allant jusqu'à 25W sous 5V à 12V. Ces dispositifs peuvent être des lecteurs et baladeurs USB +5V, téléphonie et tablette, routeur et commutateur, & etc. La qualité des signaux (tension de sortie surtout) requise pour ces applications doit être optimale. Pour cela, on opte pour une commutation à une fréquence élevée de ce hacheur.

Le meilleur semi-conducteur commandable pour cette application est le transistor MOSFET qui combine l'avantage de commuter des faibles puissances à des fréquences pouvant aller jusqu'aux centaines de Hertz. En outre, il ne demande qu'une faible énergie sous forme de tension V_{GS} pour fermer et ouvrir cet interrupteur [9].

L'insertion d'un MOSFET plus réaliste comme interrupteur de commutation mène à prendre en compte ses comportements électroniques internes révélés par certaines allures de ces propres tensions et courants. Ces allures peuvent être des retards d'établissement ou d'extinction

inattendus, des pics de courants et de tensions qui surgissent, des oscillations résonantes ou stationnaires, & etc.

En explorant les allures de tension et de courant dans chaque partie du MOSFET (Grille, Drain, Source), cet interrupteur peut être modélisé par un schéma interne équivalent (Voir FigII.6).

Les comportements électroniques internes peuvent être classés en dynamiques et statiques. Un comportement dynamique décrit l'allure d'une grandeur électrique (Tension, courant, charge) pendant la transition bidirectionnelle ON-OFF. Or, celui statique est relatif à un état stable ON ou OFF.

Ci-dessous le schéma équivalent simplifié d'un MOSFET de puissance avec ses signaux en commutation ON et OFF. La majorité des MOSFET en marché dispose d'une diode en antiparallèle interne destinée à des applications de roue libre, de récupération et de protection.

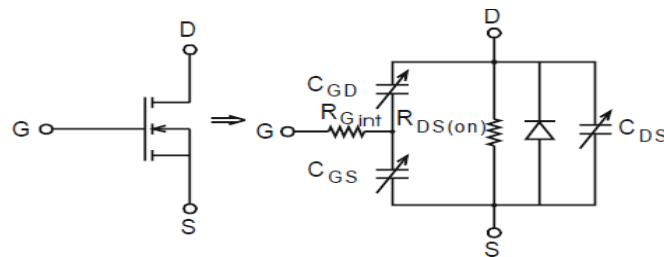


Figure II.6 : schéma interne équivalent d'un MOSFET

$$C_{iss} \approx C_{GS} + C_{GD}$$

$$C_{oss} \approx C_{GD} + C_{DS}$$

$$C_{tss} \approx C_{GD}$$

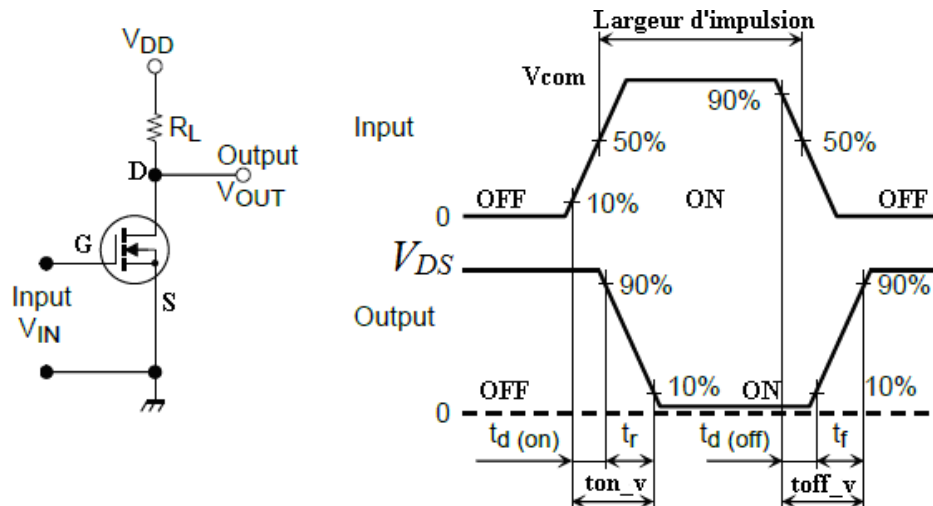


Figure II.7 : Schéma représentatif des signaux en commutation ON et OFF avec la tension aux bornes d'un MOSFET et ses durées relatives à la commutation.

a) Paramétrage du MOSFET [9][10]

➤ Paramètres dimensionnant un comportement dynamique :

- t_d « Delay Time »: Retard d'établissement du courant à conduire ou de la tension à bloquer pour passer de 0 à 10% du courant ou de tension finaux.
- t_r « Rise Time » : Temps de montée du courant à conduire ou de la tension à bloquer pour passer de 10% à 90% du courant ou de tension finaux.
- t_f « Fall Time » : Temps de descente du courant à éteindre ou de la tension à chuter pour passer de 90% à 10% du courant ou de tension finaux.
- Q_{rr} « Recovery Charge » : Charge de recouvrement emmagasinée dans le condensateur interne de la partie commande juste avant le blocage du semi-conducteur.

➤ Paramètres dimensionnant un comportement statique :

- $R_{DS(ON)}$: Résistance directe à l'état ON

- V_F : Chute de tension intrinsèque directe à l'état ON

b) Protection du MOSFET et son environnement

Ils existent des paramètres internes liés à la sécurité du semi-conducteur et de son entourage (montage + ambiance). La sécurité du semi-conducteur concerne sa protection contre la destruction ou contre tout dysfonctionnement menant le composant à des états indésirables. Pour la sécurité du montage et de l'ambiance, il faut prendre connaissance des comportements imprévus issus du semi-conducteur pouvant nuire au montage ou à son environnement. On cite par exemple, les courants de fuites, les rayonnements thermiques et électromagnétiques, &etc.

- Pour la sécurité du semi-conducteur lui-même, on cite par exemple :
 - V_{DSS} : Tension maximale à l'état bloqué,
 - I_{DM} : Courant maximale à l'état de conduction,
 - V_{GDM} : Tension maximale de commande V_{gs} ,
 - dV_{DS}/dt et dI_d/dt : Pente maximale de tension et du courant lors de transition bidirectionnel ON-OFF,
 - R_{Th} : Résistance thermique contraignant la conduction thermique entre le composant et le milieu externe pour dégager la chaleur du composant.
 - T_j : Température de fonctionnement
- Pour la sécurité du montage et de l'environnement, on cite :
 - I_L : Courant de fuite inverse à l'état bloqué
 - EMI : Degré d'interférence électromagnétique avec le milieu ambiant

Pour la sécurité du semi-conducteur et du montage, on opte pour des éléments électroniques à ajouter au alentour de cet interrupteur afin de maintenir son fonctionnement à l'intérieur d'un certain intervalle sécurisé. Les circuits autour de ces éléments s'appellent Circuit d'Aide à la Commutation "SNUBBER"

c) Pilotage du MOSFET

➤ Principes

La procédure de commander correctement un MOSFET (ou même un IGBT) entre un état de conduction et de blocage s'appelle: pilotage "Driving". Le dispositif chargé de cette tâche s'appelle

ainsi un pilote "Driver".

Avant d'aborder le problème de pilotage, on doit savoir la position du MOSFET par rapport au montage. Selon cette position, on distingue des MOSFET en coté haut " High Side" et d'autres en coté bas " Low Side". Si la borne Source du MOSFET est connectée à la masse du circuit (0V), on dit que le MOSFET est en coté bas "Low side". Par contre, si elle est connectée à un élément électrique à potentiel élevé (bien différent de zéro), on dit que le MOSFET est en coté haut "High side".

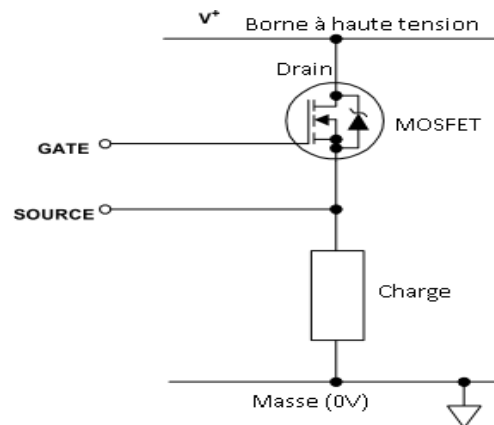


Figure II.8 : Schéma de principe d'un MOSFET.

Piloter un MOSFET "Low side" diffère du pilotage "High side". Pour notre montage du hacheur Buck, le MOSFET est en high side. Les conditions générales à fournir pour piloter la grille d'un MOSFET en "High side" sont:

- La tension V_{gs} entre la grille et la source doit être majorée de 10 à 15V.
- Il faut bien un circuit logique ayant une référence à la masse pour contrôler cette tension V_{gs} en "Tout Ou Rien".
- La puissance absorbée par le circuit de pilotage de la grille ne doit pas affecter beaucoup le rendement total.

Parmi les solutions les plus convenables pour piloter un MOSFET, on trouve un circuit intégré de commutation logique associé à une paire condensateur-diode destinée à l'amorçage "Bootstrapping" de la grille.

Le pilotage doit aussi être sécurisé en mettant des éléments qui servent à la limitation du courant et de la tension ainsi que leurs pentes. On trouve par exemple:

- Résistance R_g de faible valeur en série avec la grille pour limiter son courant I_g ,
- Diode D_g inversée mise en parallèle avec la résistance série R_g pour accélérer le

blocage du MOSFET en vidant rapidement le condensateur C_{gs} .

- Résistance R_p de grande valeur et/ou diode zener D_z en parallèle avec la grille pour limiter sa tension V_{gs} ,

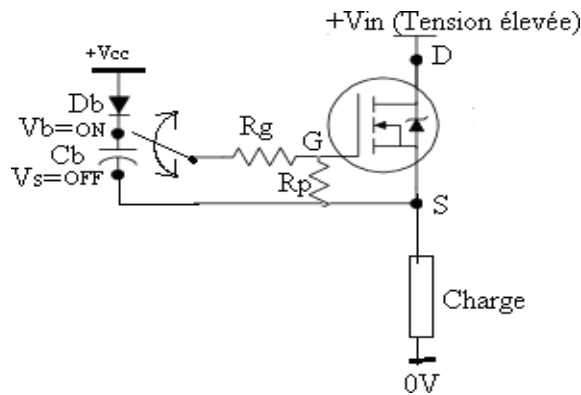


Figure II.9 : Circuit de pilotage du MOSFET

Le circuit logique sert à commuter la grille G entre deux positions (ON, OFF) correspondantes aux bornes V_b et V_s . Au passage à l'état ON de conduction, la tension V_{gs} de la grille est égale à la tension du condensateur C_b préchargé par l'alimentation V_{cc} à travers une diode D_b . Or, au passage à l'état OFF de blocage, la grille sera court-circuitée à la borne V_s afin de décharger la tension V_{gs} portée par le condensateur interne C_{gs} du MOSFET.

Parmi les circuits logiques de commutation, on trouve la gamme IR21xx d'International Rectifier et les gammes TLP de TOSHIBA.

➤ Fonctionnement séquentiel de pilotage

A l'action de passage en état ON, le condensateur C_b décharge sa tension V_{cc} vers le condensateur d'entrée C_{gs} du MOSFET à travers les éléments R_g , R_p . Dès que cette tension atteint un seuil $V_{gs(th)}$, le courant du drain I_s commence à circuler. Plus la tension V_{gs} augmente, plus le courant du drain linéairement augmente. A l'atteinte d'un niveau $V_{gs(sat)}$, la conduction du MOSFET s'établit en mode de saturation. C-à-d, même on augmente V_{gs} , le courant du drain ne sera dépend que de la charge. Le condensateur C_b n'a gardé de sa charge qu'une tension minimale V_{cbmin} . La durée de décharge de C_b vers V_{cbmin} est: $t_{cb,off}$. La durée de rechargement de C_{gs} vers $V_{gs(sat)}$ est: $t_{g,on}$. La commande du MOSFET peut étaler un temps de conduction facultatif et supplémentaire $t_{com,on}$ dès la fin de la durée $t_{g,off}$. Le temps total entre l'instant d'application de l'action ON et la fin commandable de la conduction parfaite est:

$$t_{on} = t_{cb,off} + t_{delay} + t_{rise} + t_{com,on} \quad (II.23)$$

A l'action de passage en état OFF, le condensateur C_{gs} commence à décharger son ancienne tension $V_{gs(sat)}$ à travers la diode D_g et la résistance R_p . A la même action de passage en état OFF, le condensateur C_b se recharge de l'alimentation V_{CC} via une diode D_b assez rapide qui a comme fonction la limitation de la charge V_{cb} à un niveau CMOS voulu ($V_{CC}=10V... 20V$). Dès que la tension V_{gs} descend au dessous d'un seuil **$V_{gs(th)}$** , le MOSFET se bloque. La durée nécessaire pour avoir un blocage effectif en déchargeant **C_{gs}** est **$t_{g,off}$** . La commande du MOSFET peut étaler un temps de blocage facultatif et supplémentaire **$t_{com,off}$** dès la fin de la durée minimale d'extinction **$t_{g,off}$** . La durée nécessaire pour recharger C_b à un niveau V_{CC} est $t_{cb,on}$. On note que: $t_{g,off} \ll t_{cb,on}$. La raison est d'assurer un blocage parfaitement terminé avant le début d'une nouvelle conduction. Le temps total entre l'instant d'application de l'action OFF et la fin commandable du blocage parfait est: $t_{off}=t_{cb,on}+t_{delay}+t_{fall}+t_{com,off}$.

➤ Dimensionnement de la capacité d'amorçage "Bootstrapping"

L'élément clé dans la circuiterie de pilotage est le condensateur d'amorçage C_b .

Sa détermination est subie à quelques des contraintes telles que:

- Caractéristiques physiques de la grille du MOSFET,
- Courant de repos I_{qbs} du circuit intégré de commutation "High side",
- Courants à l'intérieur du bloc "Level shift" du circuit intégré de commutation,
- Courant de fuite direct "Grille-source" du MOSFET,
- Courant de fuite du condensateur d'amorçage (cas électrolytique).

D'après la littérature, la valeur minimale du condensateur est calculée à partir de l'inéquation suivante:

$$C \geq \frac{2 \cdot \left[2 \cdot Q_g + \frac{I_{abs(max)}}{f_{sw}} + Q_{ls} + \frac{I_{cbs(leak)}}{f_{sw}} \right]}{V_{CC} - V_F - V_{LS} - V_{min}} \quad (II.24)$$

- Q_g : Charge de la grille du MOSFET placé en "High side" (valeur issue des courbes de la fiche technique),
- f_{sw} : Fréquence de fonctionnement,
- $I_{cbs(leak)}$: Courant de fuite du condensateur d'amorçage, $I_{lson}=20mA$, $I_{lsoff}=20mA$, $t_w=200ns$

- V_{cc} : tension d'alimentation de la circuiterie de pilotage (10V à 20V),
- V_F : Chute de tension directe à travers la diode d'amorçage,
- V_{LS} : Chute de tension à travers la charge (Condition de: $V_{LS} < V_{cc}$),
- Q_{ls} : Charge requise par cycle du bloc interne "Level Shift" du circuit intégré de commutation.

$Q_{ls}=5nC$ (Pour les CI à $V_{DS}=500V/600V$) ou $Q_{ls}=20nC$ (Pour les CI à $V_{DS}=1200V$)

- V_{min} : Tension minimale entre les bornes V_b et V_s (valeur issue de la fiche technique)

Malgré que la valeur de la capacité C_b se calcule à partir de la formule ci-dessus, sa valeur à choisir doit être 15 fois la valeur calculée (raisons pratiques). Cela permet d'éviter la surcharge du condensateur C_b au-delà de V_{cc} et de limiter considérablement les fluctuations à ses bornes.

Une deuxième méthode consiste à écrire l'équation différentielle à l'état OFF (durée maximale de rechargement de C_b).

$$\frac{d^2 v_{cb}}{dt^2} + \frac{R_{out} \cdot (C_b + C_o)}{L_{out} \cdot C_b} \cdot \frac{dv_{cb}}{dt} + \frac{1}{L_{out} \cdot C_b} y_{cb} = \frac{1}{L_{out} \cdot C_b} y_{cc} + \frac{R_{out} \cdot C_o}{L_{out} \cdot C_b} \cdot \frac{dv_{cc}}{dt} \quad (II.25)$$

Pour un rechargement rapide (avant l'écoulement de t_{off}) et sans oscillation, le taux d'amortissement est d'environ 0,7. Le temps de réponse ne doit pas durer t_{off} de l'interrupteur commandable.

$$\begin{cases} t_{rep} = 3\sqrt{L_{out}C_b} < \frac{1-d}{f_{sw}} \\ \xi = \frac{R_{out} \cdot (C_b + C_o)}{2\sqrt{L_{out}C_b}} = 0,7 \end{cases} \Rightarrow \boxed{C_b < \frac{(1-d)^2}{9f_{sw}^2 L_{out}}} \quad (II.26)$$

L'expression de la capacité sans relation avec le rapport cyclique sera ;

$$C_b = \frac{1,4 \cdot \sqrt{L_{out}C_o} - C_o R_{out}}{R_{out}} \quad (II.27)$$

$$\text{à condition que } \frac{L_{out}}{R_{out}^2 C_o} > 0,51 \quad (II.28)$$

$$\text{seulement pour } \frac{L_{out}}{R_{out}^2 C_o} = 2,041 \text{ alors, } C_b = C_o \quad (II.29)$$

II.5.3 Diode de roue libre "continuité de service"

Comme le MOSFET, une diode réelle présente aussi des comportements électroniques internes.

- Paramètres dimensionnant un comportement dynamique :
 - t_d « Delay Time »: Retard d'établissement du courant à conduire ou de la tension à bloquer pour passer de 0 à 10% du courant ou de tension finaux.
 - t_r « Rise Time » : Temps de montée du courant à conduire ou de la tension à bloquer pour passer de 10% à 90% du courant ou de tension finaux.
 - t_f « Fall Time » : Temps de descente du courant à éteindre ou de la tension à chuter pour passer de 90% à 10% du courant ou de tension finaux.
 - Q_{rr} « Recovery Charge » : Charge de recouvrement emmagasinée dans le condensateur interne du semi-conducteur juste avant son blocage.
- Paramètres dimensionnant un comportement statique :
 - R_D : Résistance directe à l'état passant.
 - V_F : Chute de tension intrinsèque directe à l'état passant.

Les paramètres internes liés à la sécurité du MOSFET et à la sécurité du milieu de montage pouvant être :

- V_{RM} : Tension maximale à l'état bloqué,
- I_{FM} : Courant maximale à l'état de conduction,
- dV_{ds}/dt et dI_d/dt : Pente maximale de tension et du courant lors de transition bidirectionnel ON-OFF
- R_{Th} : Résistance thermique contraignant la conduction thermique entre le composant et le milieu externe pour dégager la chaleur du composant.

Pour la sécurité du montage, on cite :

- I_L : Courant de fuite inverse à l'état bloqué
- EMI : Degré d'interférence électromagnétique avec le milieu ambiant

Ci-dessous le schéma équivalent simplifié d'une diode de puissance commutée à des faibles et moyennes fréquences. Il représente l'effet Joule à la conduction (R_D), la chute de tension intrinsèque (V_F) et la capacité de diffusion thermique interne (C_D).

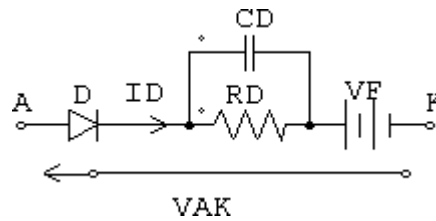


Figure II.10 : Schéma équivalent d'une diode de puissance.

II.5.4 Bobine d'accumulation inductive

La bobine agit comme intermédiaire accumulatif pour l'énergie à transmettre de la source vers la charge. Elle sert aussi comme filtre passe bas pour le courant inductif. Du point de vue réaliste et pour des fréquences ne dépassant pas les centaines de Hertz, elle est considérée comme une inductance L avec sa résistance interne en série R_L .

Pour les paramètres internes liés à sa sécurité et à la sécurité du milieu, on trouve un seul paramètre plus influant. C'est le courant maximal supporté avant destruction I_{LM} .

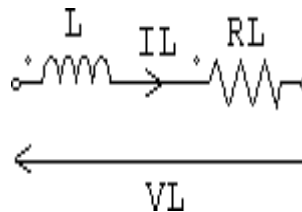


Figure II.11 : Schéma équivalent d'une bobine

II.5.5 Condensateur d'accumulation capacitive

Le condensateur agit comme compensateur de l'énergie manquante pour la charge lors de l'état OFF. Il sert comme filtre passe bas pour la tension de charge.

Du point de vue réaliste, pour des fréquences ne dépassant pas les dizaines de Hertz et de faibles puissances, le condensateur peut être modélisé tout seul sans sa résistance interne en série ESR ni son inductance interne en série ESL.

Le type de condensateur le plus stable en valeur de capacité C est le condensateur électrolytique. Il présente une basse fréquence de résonance lorsqu'on adopte les imperfections

ESR et ESL en considération. Ces caractéristiques sont inversées pour les condensateurs en polypropylène métallique.

Pour les paramètres internes liés à sa sécurité et à la sécurité du milieu, on trouve un seul paramètre plus influant. C'est la tension maximale supportée avant destruction V_{CM} .

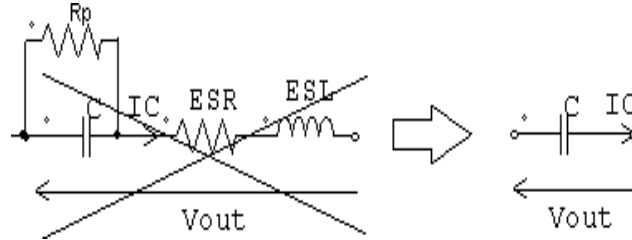


Figure II.12 : Schéma équivalent d'un condensateur

II.6 Bilan énergétique

Le générateur fournit une puissance continue P_{in} traduite par une tension continue supposée constante V_{in} et un courant positif allant de zéro à un certain maximum I_{inmax} .

$$P_{inmax} = V_{in} \times I_{inmax} \quad (II.30)$$

Le hacheur permet de moduler cette puissance en assumant des pertes $\square P$ de tout type. Elles dépendent des imperfections internes des composants (effet Joule, chutes de tension, &etc), de la fréquence de commutation et du rapport cyclique.

Selon le niveau de la charge qui peut s'étaler de P_{outmin} à P_{outmax} , les grandeurs électriques de sortie peuvent être ajustées comme suit:

$$P_{outmin} \leq P_{out} \leq P_{outmax} \Rightarrow V_{outmin} \cdot I_{outmin} \leq P_{out} \leq V_{outmax} \cdot I_{outmax} \quad (II.31)$$

Dans le cas d'une charge résistive à résistance équivalente R_{out} :

$$R_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} \Rightarrow \frac{V_{outmin}}{I_{outmax}} \leq R_{out} \leq \frac{V_{outmax}}{I_{outmin}} \quad (II.32)$$

Le hacheur dispose d'un point de fonctionnement nominal dont ses coordonnées sont (V_{out0}, I_{out0}) atteint en mettant le rapport cyclique à un certain réglage d_0 . A ce point, le rendement du hacheur est maximal.

En prenant en compte un hacheur plus réaliste avec ses imperfections internes, on cite les pertes de puissance suivantes:

II.6.1 Côté MOSFET

a) Pertes statiques

Ce sont des pertes à l'état stable de conduction et de blocage dues aux effets Joule et aux chutes de tension intrinsèque. Pour simplifier le calcul, l'état de blocage est considéré comme parfait. Cela veut dire que le MOSFET est parfaitement ouvert et que tout courant de fuite stable à cet état n'engendre qu'une perte de puissance négligeable par rapport aux autres pertes.

A l'état de conduction, le MOSFET présente dans son schéma équivalent une résistance série $R_{DS(ON)}$ et une chute de tension intrinsèque V_q . Alors, pour un courant Drain- Source I_s , les pertes de conduction dans un MOSFET seront :

$$\Delta P_S = R_{DS(ON)} I_S^2 + V_q I_S \quad (II.33)$$

L'effet de la diode en antiparallèle est écarté en mettant une diode directe en série avec le générateur.

b) Pertes dynamiques

Ce sont des pertes créées pendant la transition entre les états de conduction et de blocage. Elles sont dues au blocage provisoire de la puissance électrique écoulee pendant un temps court où la tension et le courant dans le semi-conducteur ne sont pas nulles simultanément (Voir Fig ci-après).

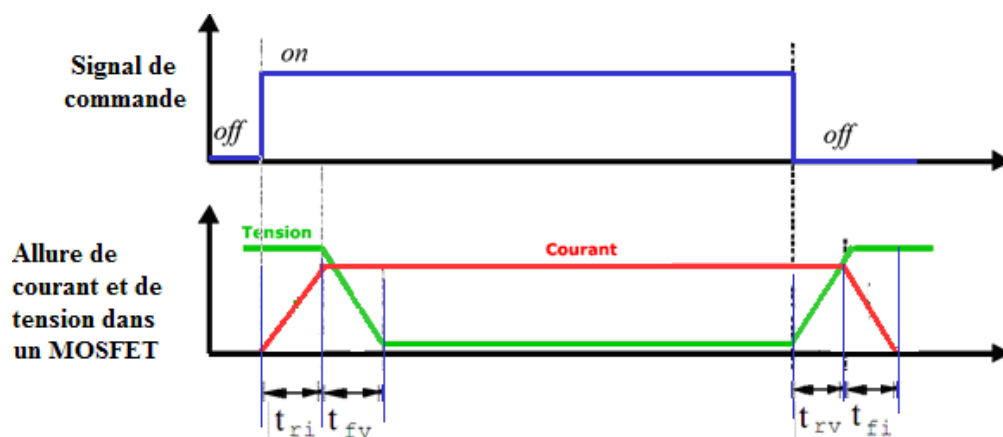


Figure II.13 : Formes d'ondes de la tension et du courant d'un MOSFET pendant une période de commutation

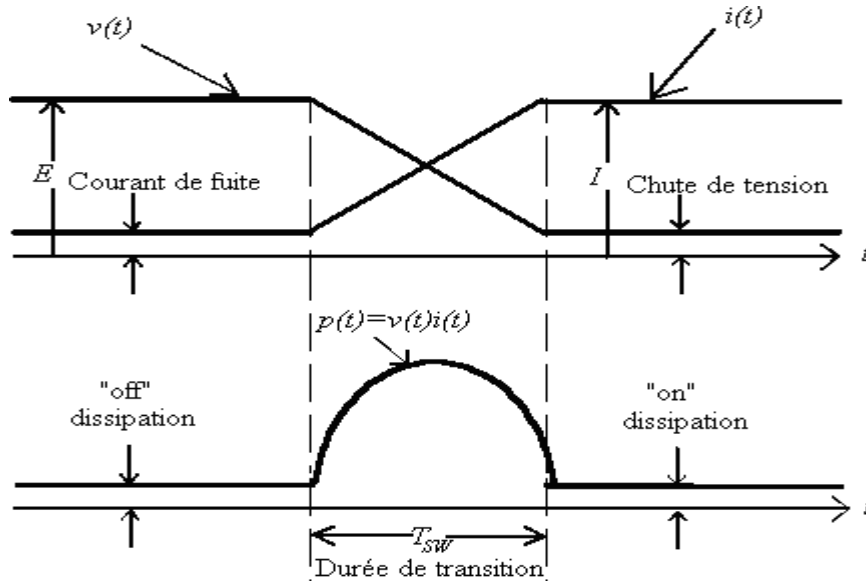


Figure II.14 : Représentation des pertes dynamiques dans le MOSFET.

En vu de calcul des pertes par commutation "dynamiques", on utilise les temps de transitions cités dans le paragraphe (II.3.2).

En fonction de la fréquence de commutation, de la tension et du courant à commuter par le semi-conducteur et les retards d'établissement les pertes par commutation dynamiques s'évaluent comme suit:

$$\Delta P_{s,sw} = \frac{1}{2} V_{DS} I_s \cdot (t_{c,on} + t_{c,off}) f_{sw} \quad (II.34)$$

Dont les temps transitoires sont donnés par:

$$\begin{cases} t_{c,on} = t_{ri} + t_{fv} & (II.35) \\ t_{c,off} = t_{rv} + t_{fi} \dots & (II.36) \end{cases}$$

On trouve aussi d'autres pertes du coté commande de MOSFET. On cite par exemple:

- Pertes dues à la charge de la grille du MOSFET "Gate drive losses"
- Pertes dues au courant au repos du driver "Controller quiescent current"

II.6.2 Côté diode

1. Pertes statiques

A l'état de conduction, la diode présente dans son schéma équivalent une résistance série R_D et une chute de tension intrinsèque V_F . Alors, pour un courant anodique I_D , les pertes de conduction dans une diode seront:

$$\Delta P_{D,ON} = R_D I_D^2 + V_F I_D \quad (II.37)$$

2. Pertes dynamiques.

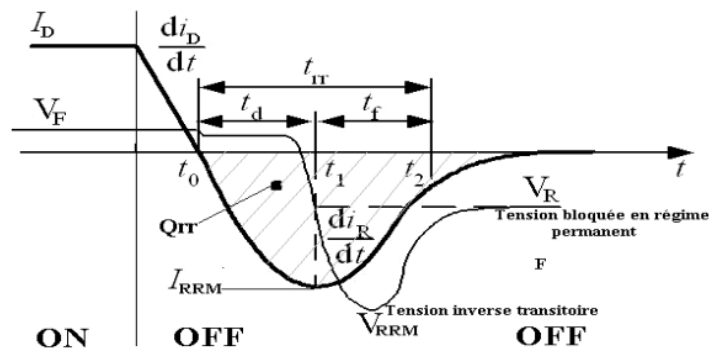


Figure II.15 : l'évolution du courant et de la tension aux bornes de la diode lors du phénomène de recouvrement

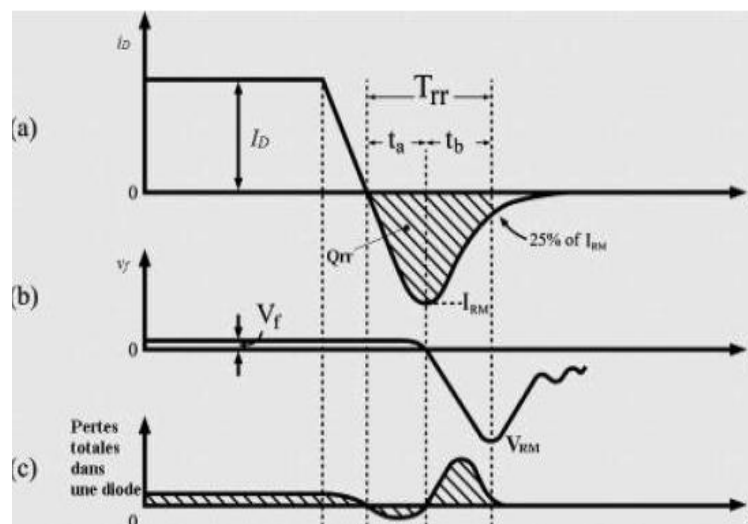


Figure II.16 : les formes d'ondes du courant i_D et de tension v_f et les pertes dans la diode pendant le recouvrement.

En fonction de la fréquence de commutation, de la tension et du courant à commuter par la diode et la charge électrostatique de recouvrement, les pertes par commutation dynamiques s'évaluent comme suit :

$$\Delta P_{D,SW,MAX} = Q_{rr} V_{rm} f_{sw} = \frac{1}{2} t_{rr} I_{rm} V_{rm} f_{sw} \quad (II.38)$$

Pour des diodes de commutation rapide, Schottky et d'autres, ces pertes sont négligeables par rapport au total des pertes.

II.6.3 Coté bobine:

Selon le niveau de fréquence de commutation et de la puissance manipulée par la bobine, l'expression des pertes peuvent prendre changer. Dans notre application, les seules pertes de puissance à prendre en considération sont les pertes Joule matérialisées par une résistance R_L en série. Les autres pertes sont négligeables par rapport aux autres pertes du hacheur.

$$\Delta P_L = R_L I_{out}^2 \quad (II.39)$$

II.6.4 Coté condensateur

Comme la bobine, les pertes de puissance dans un condensateur varient selon la fréquence et la puissance ainsi que la nature de l'isolant (électrolytique, céramique, Tantale, etc).

Dans notre hacheur, le condensateur de sortie présente des pertes négligeables par rapport aux autres pertes du hacheur.

II.6.5 Rendement

Le rendement du hacheur est le rapport entre la puissance moyenne de sortie (charge) et la puissance moyenne d'entrée (alimentation). On peut considérer que la charge est une puissance du générateur subie à une soustraction d'un certain taux de pertes.

$$\eta = \frac{\bar{P}_{out}}{\bar{P}_{in}} = \frac{\bar{P}_{out}}{\bar{P}_{out} + \Delta P} = \frac{V_{out} I_{out}}{V_{out} I_{out} + \Delta P} \quad (II.40)$$

En sommant toutes les pertes en fonction du courant de charge I_{out} :

$$\Delta P = \{dR_{DS(ON)} + (1-d).R_D + R_L\}.I_{out}^2 + \left\{\frac{1}{2}V_{in}.(t_n + t_{fv} + t_{rv} + t_{fi})f_{sw} + dV_q + (1-d)V_F\right\}.I_{out} \quad (II.41)$$

Pour un hacheur quasi-réel, la tension de sortie a comme expression :

$$V_{out} = d.(V_{in} - V_q) - (1-d)V_F - \{(1-d)R_D + dR_{DS(ON)} + R_L\}.I_{out} \quad (II.42)$$

Pour une tension de sortie préalablement fixée, le rapport cyclique correspondant est:

$$d = \frac{V_{out} + (R_L + R_D)I_{out} + V_F}{V_{in} + (R_D - R_{DS(ON)})I_{out} + V_F - V_q} \quad (II.43)$$

Le rendement sera donné en fonction du courant de charge et du rapport cyclique.

$$\eta = \frac{d \cdot (V_{in} - V_q) - (1 - d)V_F - \{(1 - d)R_D + d \cdot R_{DS(ON)} + R_L\}I_{out}}{\frac{1}{2}V_{in} \cdot (t_n + t_{fv} + t_{rv} + t_{fi})f_{sw} + dV_{in}} \dots \dots \dots (II.44)$$

Le point de fonctionnement nominal correspond au rendement maximal à une certaine valeur du courant de charge I_{out} . L'annulation de la dérivée de l'expression ci-dessus par rapport au courant de charge permet de trouver quel valeur de I_{out} qui donne lieu à un maximum de η .

$$n = \frac{(V_{in} - V_q + V_F) \cdot d + (R_D - R_{DS(ON)}) \cdot d \cdot I_{out} - (R_D + R_L) \cdot I_{out} - V_F}{\frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot (t_{ri} + t_{fv} + t_{rv} + t_{fi}) \cdot f_{sw} + V_{in} \cdot d} \quad (II.45)$$

et

$$d = \frac{V_{out} + V_F + (R_L + R_D) \cdot I_{out}}{V_{in} + V_F - V_q + (R_D - R_{DS(ON)}) \cdot I_{out}} \quad (II.46)$$

De l'équation(II.45)et(II.46):

$$\eta = \frac{b \cdot I_{out} + c}{g \cdot I_{out} + h} \quad (II.47)$$

Dont :

$$\begin{cases} b = (R_D - R_{DS(ON)})V_{out} \\ c = (V_{in} - V_q + V_F)V_{out} \\ g = \frac{1}{2}V_{in} \cdot (t_n + t_{fv} + t_{rv} + t_{fi})f_{sw} \cdot (R_D - R_{DS(ON)}) + V_{in} \cdot (R_L + R_D) \\ h = \frac{1}{2}V_{in} \cdot (t_n + t_{fv} + t_{rv} + t_{fi})f_{sw} \cdot (V_{in} + V_F - V_q) + V_{in} \cdot (V_{out} + V_F) \end{cases} \quad (II.48)$$

Pour calculer numériquement le point de fonctionnement nominal, on fixe la tension de sortie voulue et on trace l'allure du rendement par rapport à I_{out} . Le maximum sera choisi comme point nominal.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une modélisation et un dimensionnement du hacheur en déduisant les indices de performances statiques et dynamiques d'une part et les valeurs des composants à employer en simulation et en réalisation d'autre part. Ainsi, nous avons relativement explicité le circuit de pilotage du MOSFET utilisé comme interrupteur commandable.

Le prochain chapitre sera consacré à la simulation et à la réalisation du hacheur conçu.

Chapitre III

Simulation et réalisation

III.1 Introduction :

Dans les chapitres précédents, nous avons analysé et développé les outils de dimensionnement du convertisseur DC-DC "hacheur". Pour la source du convertisseur, nous allons utiliser une alimentation continue stabilisée lors des essais.

La validation du dimensionnement se fera d'abord en simulation sous PSIM® avant de passer à la réalisation expérimentale.

III.2 Schéma du montage complet avec ses valeurs:

III.2.1 Description de la structure :

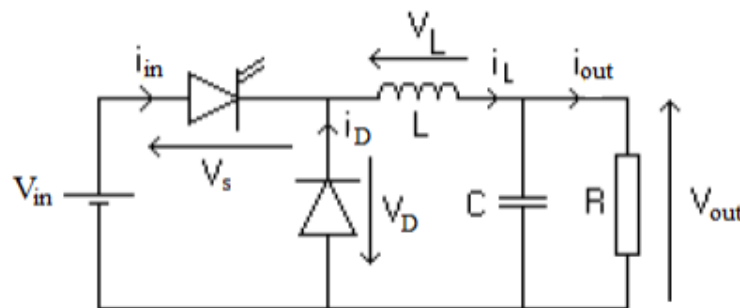


Figure III.1 : Schéma détaillé à simuler et à réaliser

III.2.2 Contraintes du calcul

Les données extraites du cahier des charges permettent d'étudier le dimensionnement des composants soumis aux contraintes suivantes :

- Bloc d'alimentation qui développe un courant continu jusqu'à 5A sous une tension de 24V
- Une fréquence de commutation de 1kHz et qui peut aller jusqu'à 20kHz.
- Une tension désirée comme continue nominale à la sortie du hacheur $20 \pm 1V$.
- Un rendement minimal de 70% pour la structure de puissance globale.
- Un courant nominal à la sortie du hacheur de $1 \pm 0,5A$.
- La charge peut être purement résistive, inductive ou même active (moteur à CC).

A partir de ce cahier des charges, les composants optimaux judicieusement satisfaisant sont:

- Un MOSFET IRF3205.
- Une diode 1N5822.
- L'inductance calculée à partir des ondulations de courant et de la fréquence de commutation est $L=4,7mH$ dont sa résistance série est égale à $R_L = 1,2\Omega$.
- La capacité minimale satisfaisant un bon filtrage de la tension de sortie sans beaucoup diminuer son temps de réponse ni perturber le fonctionnement du circuit de commande est: $220\mu F$.

Néanmoins, lors de la réalisation expérimentale, nous avons pris les composants disponibles au marché qui étaient relativement surdimensionnés mais qui permettaient de faire les premières validations des calculs théoriques effectués.

III.2.3 Interrupteur commandable « MOSFET »:

C'est un MOSFET IRF3205 de la société International Rectifier. Il a comme tension maximale directe de 55V, une résistance à l'état passant de $8\text{m}\Omega$, un courant direct maximal de 110A et une chute de tension directe de 0.36V. Ses caractéristiques statiques et dynamiques issues de la fiche technique "Datasheet" sont indiquées dans l'annexe à ce mémoire.

a) Circuit de commande du MOSFET

Dans notre application, nous avons utilisé un circuit de commande rapproché à base de TLP 350 de TOSHIBA associé à certains éléments passif et actif. Le schéma est indiqué dans la figure qui suit.

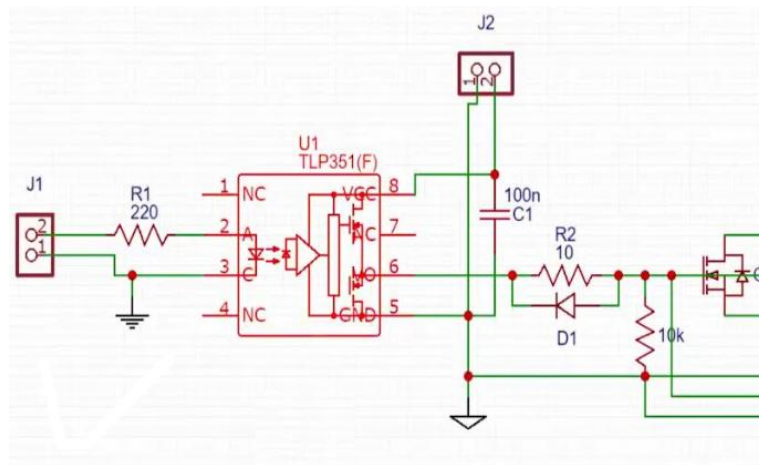


Figure III.2 : Montage du composant intégré TLP350 pour une commande d'un MOSFET.

Pour les valeurs des éléments associés au circuit de commande;

C1 (électrolytique+Céramique en)=100 nF.

Vcc=12 à 20V,

Rg=10 Ω

R1= 220 Ω

b) Protection du MOSFET

Pour la protection du MOSFET contre une pente excessive de montée ou de descente dV/dt ou dI/dt qui peut engendrer sa destruction, on met en parallèle aux bornes D-S un circuit d'aide à la commutation "Snubber" composé d'une résistance Rs=44 Ω en série avec une capacité céramique de C=680pF.

III.2.4 Diode de continuité de service

C'est une diode Schottky 1N5822 de la société Farnell Incorporated. Elle a une tension inverse maximale de 40V, une résistance à l'état passant de $0,019\Omega$, un courant direct maximal de 3A et une chute de tension directe de 0,50V. Ses caractéristiques statiques et dynamiques issues de la fiche technique "Datasheet" sont indiquées dans l'annexe à ce mémoire.

III.2.5 Bobine d'accumulation inductive

Une bobine à noyau ferromagnétique d'inductance de 3.2mH. Elle possède une résistance interne maximale de 1.2Ω et supporte un courant maximal de 7A et une fréquence maximale de 100kHz.

III.2.6 Condensateur d'accumulation capacitive

C'est un condensateur électrolytique de capacité 220 μ F. Il a comme tension d'isolation 35V.

III.3 Simulation et réalisation:

III.3.1 Simulation:

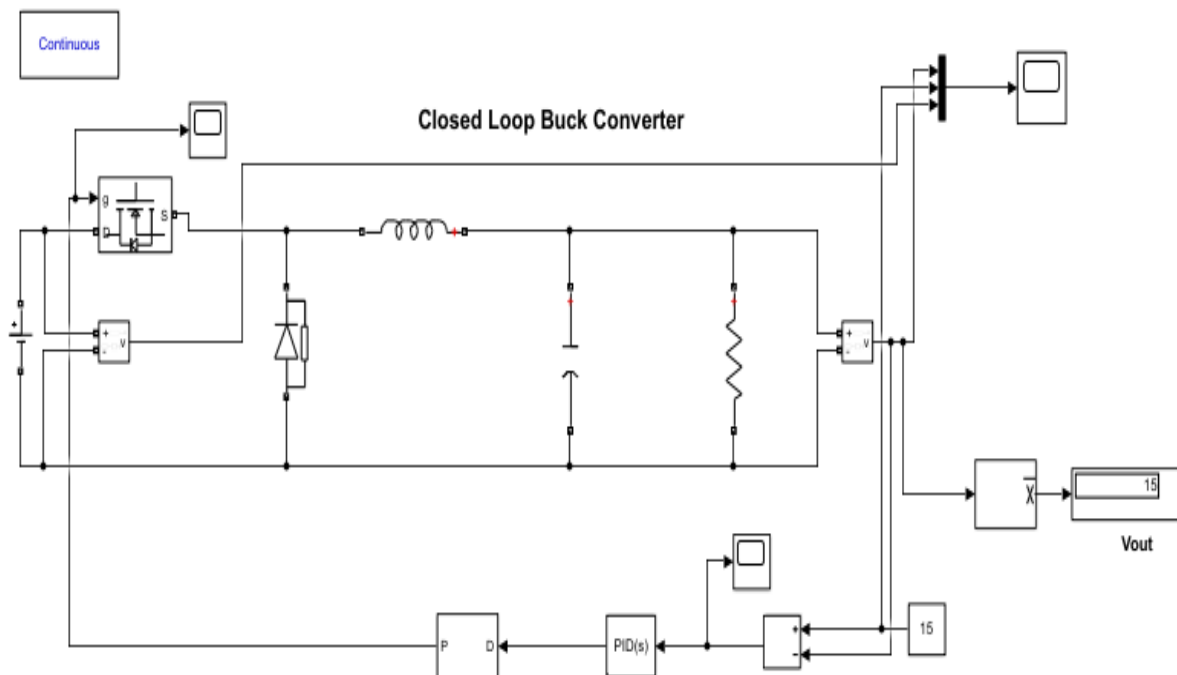


Figure III.3 : Schéma bloc du hacheur Buck sous Matlab/Simulink

III.3.1.1 Résultat de Simulation:

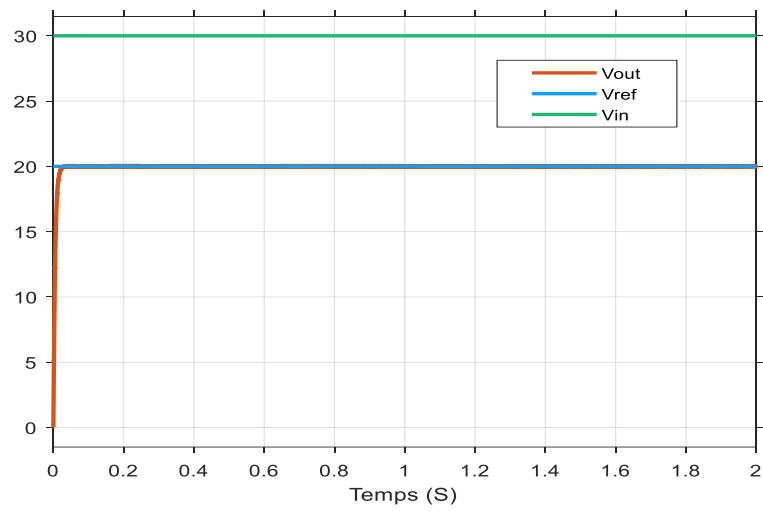


Figure III.4 : V_{in} V_{out} et V_{ref} de l'essai d'une sortie désiré a 20V

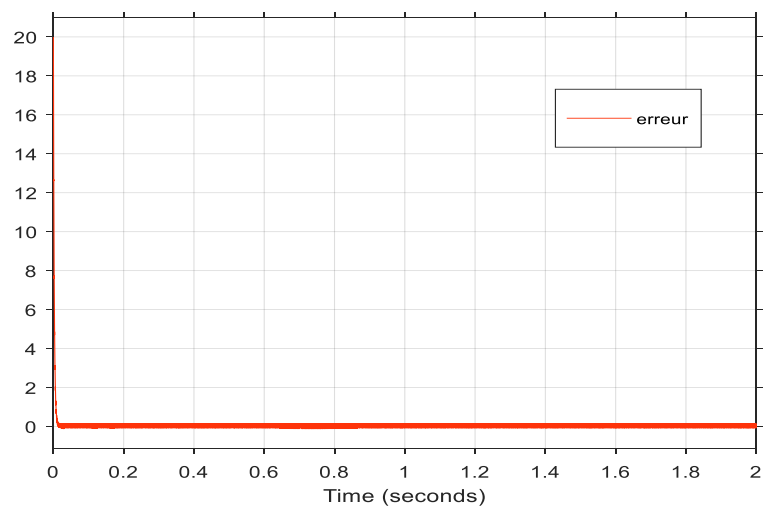


Figure III.5: Erreur entre la tension désirée et la tension de sortie

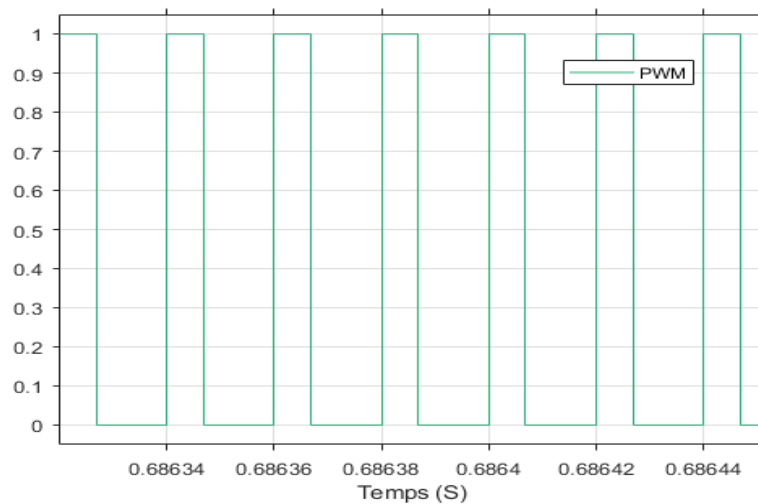


Figure III.6: *signal (PWM) de commande de MOSFET*

III.3.1.2 Discussion:

À travers ces résultats, nous notons que :

La tension de sortie atteint la valeur désirée de 20V avec une erreur presque nulle.

La PWM se convertit avec la variation de la consigne.

III.3.2 Réalisation pratique

III.3.2.1 LAUNCHXL-F28379D :

Le C2000™ Delfino™ LaunchPad™, LAUNCHXL-F28379D, est une carte de développement complète à faible coût. Pour les dispositifs Texas Instruments Delfino F2837xD. Le kit LAUNCHXL-F28379D comprend tout le matériel et le logiciel nécessaires au développement d'applications basées sur les dispositifs Delfino F2837xD de Texas Instruments. Matériel et le logiciel nécessaires pour développer des applications basées sur les microcontrôleurs F2837xD. Le LaunchPad est basé sur le dispositif super set F28379D, et permet facilement aux utilisateurs de migrer vers un jeu de fonctionnalités inférieur et/ou un nombre de broches inférieur pour le F2837xD. de fonctionnalités et/ou un nombre de broches plus faible une fois que les besoins de conception sont connus. Il offre un outil d'émulation JTAG intégré permettant une interface directe avec un PC pour faciliter la programmation, le débogage et l'évaluation.

En plus de l'émulation JTAG, l'interface USB fournit une connexion série UART entre le dispositif F28379D et le PC.

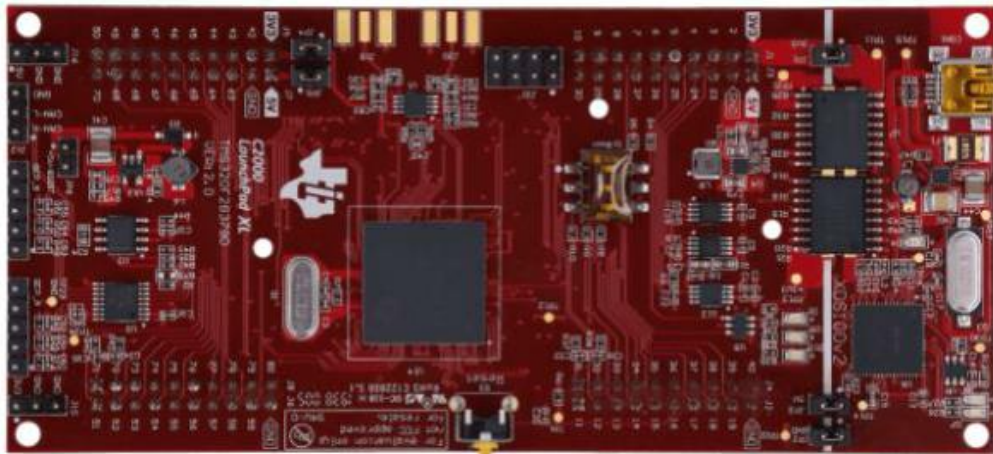


Figure III.7: LAUNCHXL-F28379D

III.3.2.2 Définition d'un microcontrôleur :

Un microcontrôleur est un circuit intégré micro-programmés dont plusieurs langages sont utilisés : assembleur (bas niveau), Basic, langage C et plus récemment C++, rassemblant dans un même boîtier un microprocesseur (généralement peu puissant), plusieurs types de mémoires et des périphériques de communication (Entrées-Sorties). [15]

III.3.2.3 Principales caractéristiques du LAUNCHXL-F28379D :

Caractéristiques matérielles:

- Sonde de débogage JTAG XDS100v2 isolée connectée à l'USB pour le débogage en temps réel et la programmation flash
- 4 x connecteurs/en-têtes à 20 broches
- Boutons et LEDs programmables
- Les fichiers matériels peuvent être trouvés en téléchargeant C2000Ware dans ce dossier : boards\LaunchPads\LAUNCHXL_F28379D
- TMS320F28379D : 200 MHz dual C28xCPU's and dual CLAs, 1 MB Flash, 16-bit or 12-bit ADCs, comparators, 12-bit DACs, delta-sigma sinc filters, HRPWMs, eCAPs, eQEPs, CANs and more .
- C2000 Delfino™ MCU prêt à gérer la position TMS320F28379D MCU capable de s'interfacer avec des codeurs absolus ainsi qu'avec des résolveurs et des transducteurs SINCOS.
- Prend en charge deux modules enfichables BoosterPack™
- Deux connecteurs d'interface codeur
- Connecteur émetteur-récepteur CAN isolé

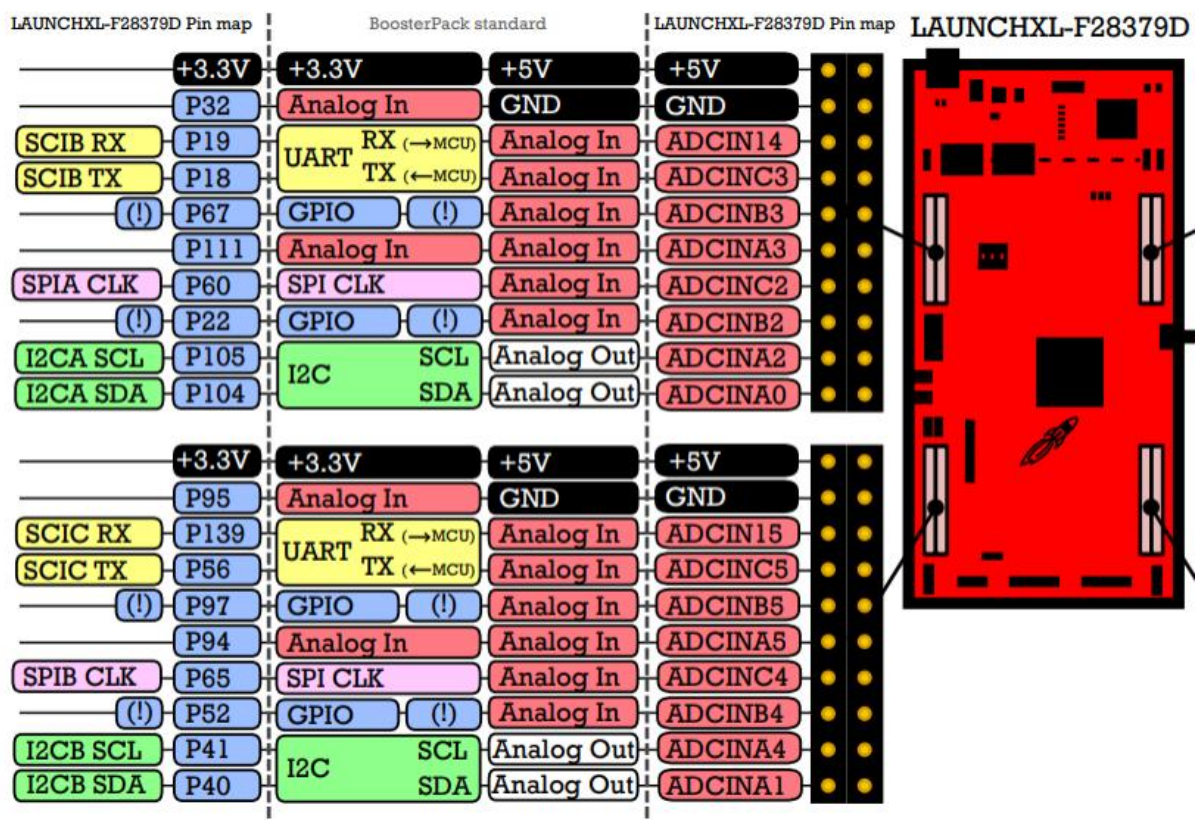
Caractéristiques du logiciel:

- Téléchargement gratuit de Code Composer Studio™ IDE
- Téléchargement gratuit de C2000Ware pour les pilotes de périphériques et les projets d'exemple.
- Prise en charge de la plate-forme DesignDRIVE
- Prise en charge du logiciel powerSUITE
- Prise en charge de la cible MathWorks Embedded
- Support solid Thinking Embedded

III.3.2.4 Brochage du LAUNCHXL-F28379D :

Le boîtier figure III.8 décrit l'architecture externe LAUNCHXL-F28379D qui comprend:

- les pins d'entrées /sorties, pins PWM, pins GPIO multiplexées avec d'autres fonction.
- La broche MCLR sert à initialiser le pic qui dispose de plusieurs sources de RESET. [15]



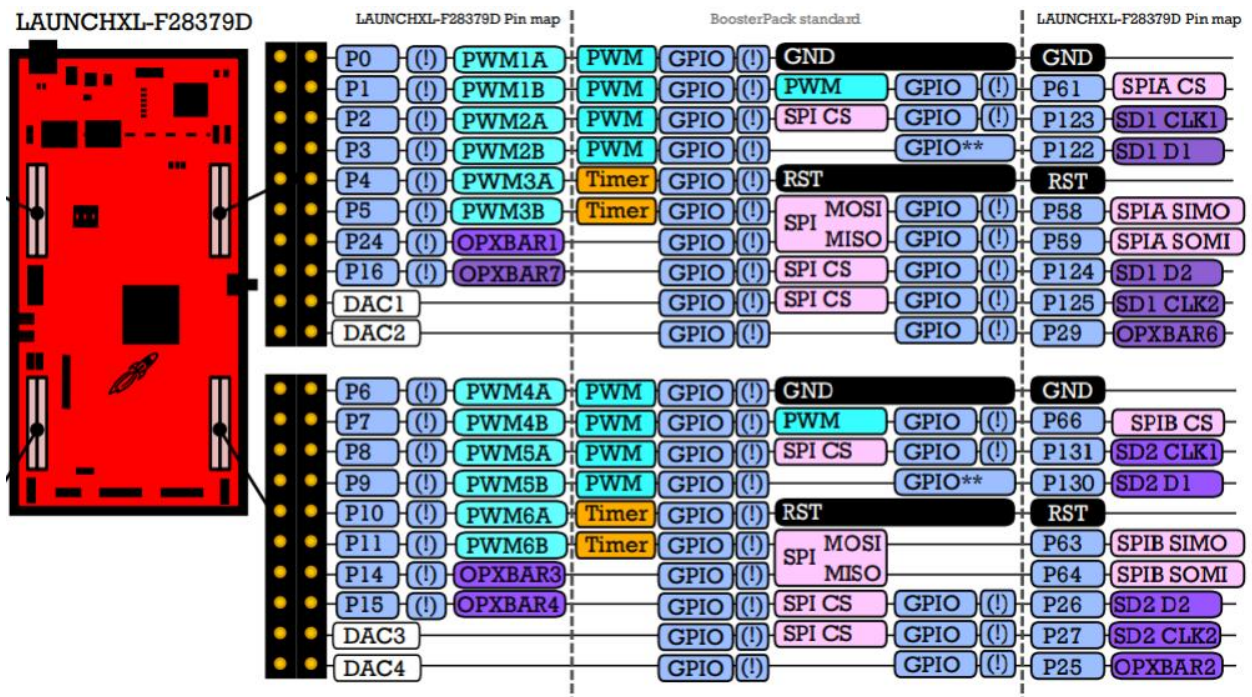


Figure III.8: BROCHAGE DU LAUNCHXL-F28379D

III.3.2.5 Résultat expérimental

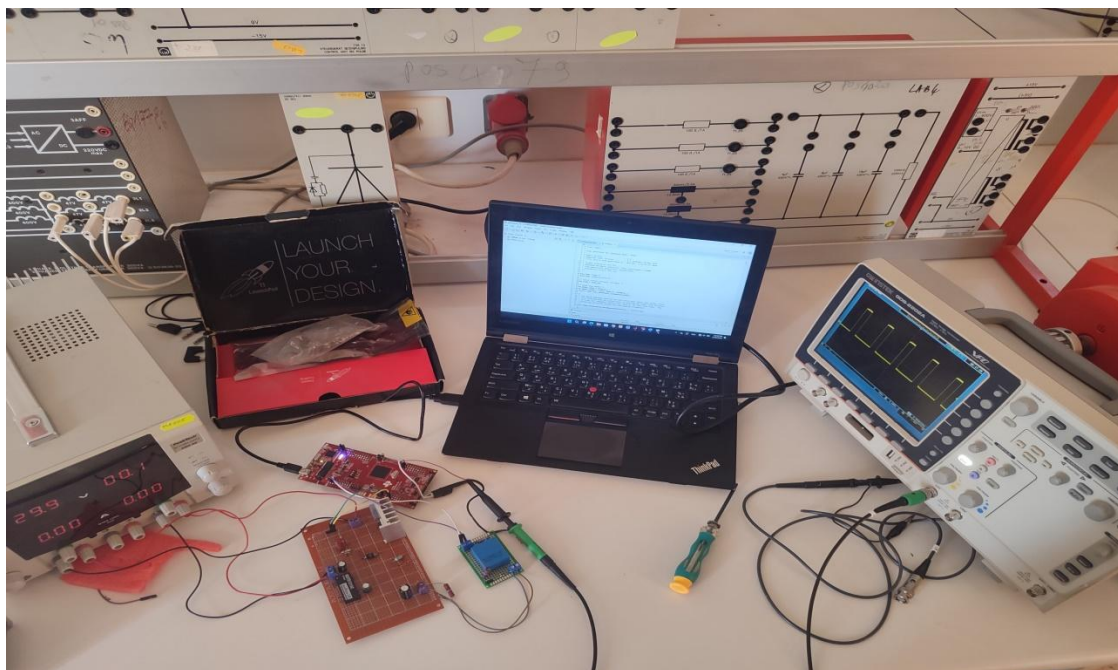


Figure III.9: Phototype du banc d'essai

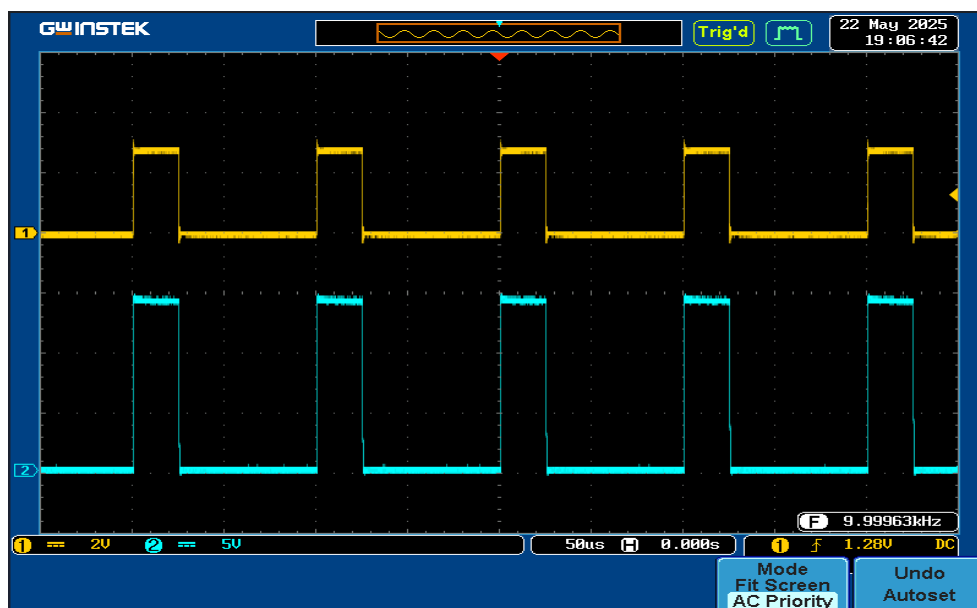


Figure III.10: PWM généré par le DSP 28379D

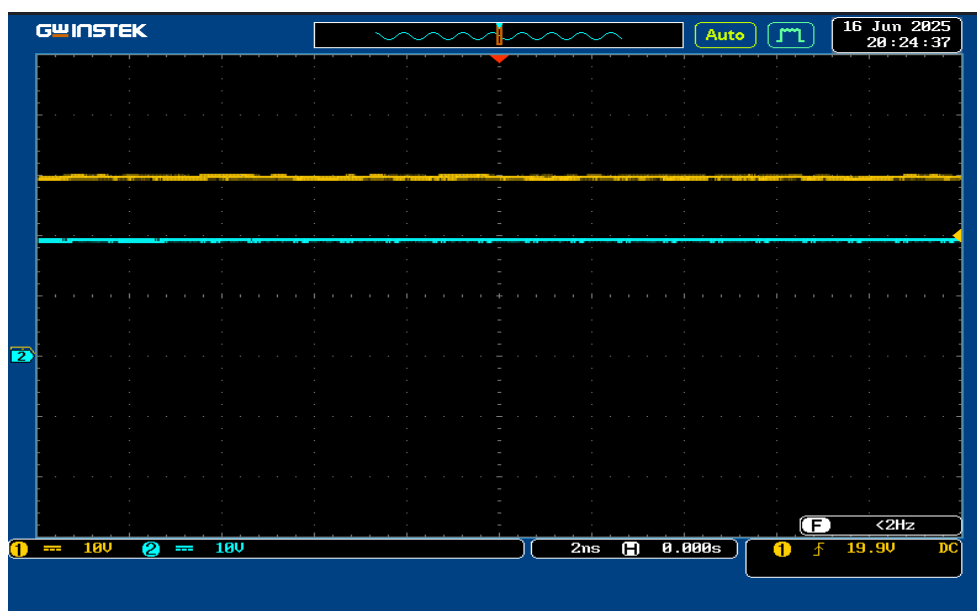


Figure III.11: La tension d'entrée et de la sortie du hacheur

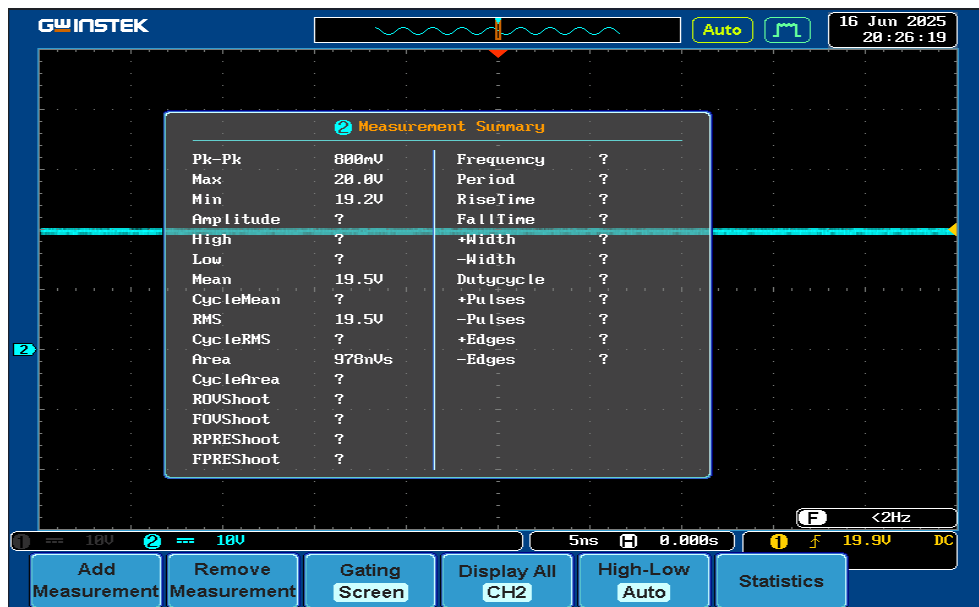


Figure III.12: Mesure par oscilloscope de la tension de sortie

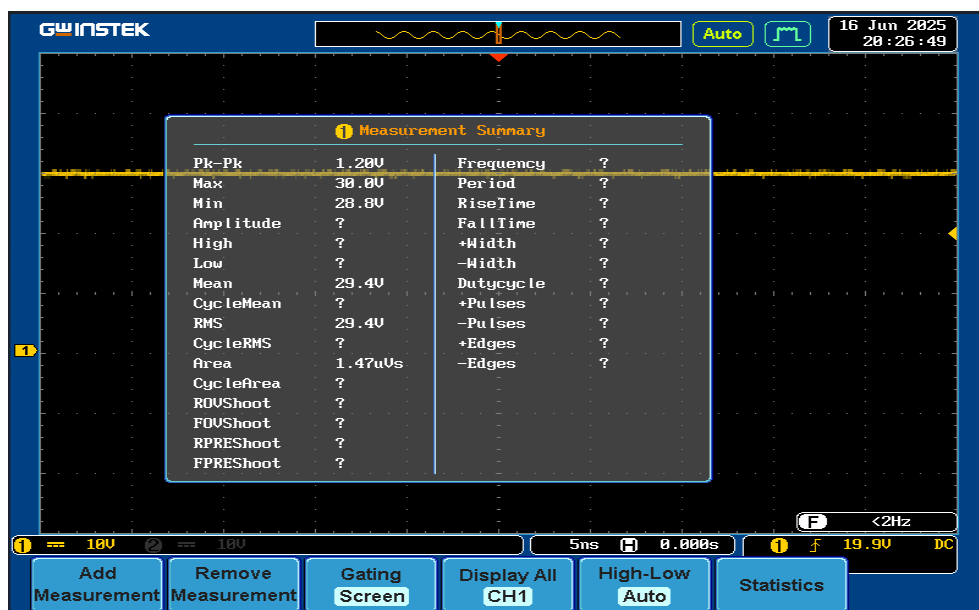


Figure III.13: Mesure par oscilloscope de la tension d'entrée

III.3.2.6 Discussion:

La figure III.11 montre la tension d'entr de 30V et la tension de sortie de 20V.

En Remarque que la tension de sortie et suit sa valeur de référence de 20V comme le montre la figure III.12

III.4 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté la simulation sous MATLAB a été effectuée en imposant un certain rapport cyclique, une certaine tension d'alimentation et une certaine charge nominale. Une suite expérimentale a été engagée en appliquant la commande à partir d'un module DSP de type TMS320F28379D.

Au vu de ces premiers résultats, les performances statiques et dynamiques de la tension convergent vers les valeurs désirées avec ondulations relativement acceptables..

Les premiers résultats expérimentaux sont encourageants et nous incitent à poursuivre la validation en testant les performances au sein de l'une des contrôles classiques ou même avancées. D'autres validations sont espérées vis à vis des variations paramétriques du convertisseur et vis à vis des variations de la charge ou de tension d'alimentation.

CONCLUSION GENERALE

Le travail qu'on a présenté est consacré à l'étude du hacheur de type Buck. Cette étude est commencée par un état de l'art sur les convertisseurs continu-continu et le hacheur Buck en particulier, suivi par la modélisation de ce type ainsi le dimensionnement des éléments constituant le montage Buck, nous avons aussi simulé et réalisé notre modèle et présenté les résultats de simulation et expérimentaux.

Pour la modélisation, nous avons pris un modèle idéal qui ne tient pas compte les chutes de tension et les résistances internes des composants. Nous avons obtenu des relations de tension de sortie, du courant de l'inductance, du courant d'entrée et du courant dans la diode. Nous avons aussi obtenu une relation entre le rapport cyclique et le rendement.

Nous avons dimensionné la bobine et le condensateur, puis on fait le choix des composants exigé dans notre montage pour un cahier des charges défini. Donc la conception d'un convertisseur d'électronique de puissance passe par un dimensionnement adapté au cahier des charges pour lequel il est réalisé. Cela implique une étude nouvelle pour chaque application qui conduira à une structure et à un choix de composants spécifique à ce cahier des charges.

Enfin, on a simulé notre modèle sous le MATLAB et réalisé le prototype en prenant ses résultats expérimentaux.

Malgré les problèmes rencontrés dans l'expérimental, on aboutit sur un bon point de fonctionnement, mais ce n'est pas le meilleur point. Le problème majeur dans notre expérimental est le non disponibilité des composants dans laboratoire, ainsi le dimensionnement de la capacité de charge du driver commandé notre interrupteur.

Finalement, on va dire que le convertisseur Buck a un domaine d'application très vaste dans l'électronique de puissance.

Comme perspective, nous souhaitons concevoir un hacheur à rendement aux alentours de 90% en calculant précisément la majorité des pertes significatives.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Guy Séguier, "Électronique de puissance", 7th Edition, Dunod, Paris 1999,
- [2] Hansruedi Bühler, "Convertisseurs statiques", Presses polytechniques et universitaires romandes, 1991,
- [3] Henri FOCH et autres, "Electronique de Puissance", Vol. D3000 à D3233, Ed. Techniques de l'Ingénieur, 1989,
- [4] Keng Chih Wu, "Pulse Width Modulated DC-DC Converters", Ed. Chapman, 1997,
- [5] Fang Lin Luo, Hong Ye, "Advanced DC/DC Converters", Ed. CRC Press, 2003,
- [6] "Etude d'un Hacheur à Stockage Capacitif", Mémoire de Master, 2014, Université Larbi Ben M'hidi-Oum El Bouaghi, Département de Génie Electrique,
- [7] "Etude sur la Commande du Hacheur Quatre Quadrants", Mémoire de Master, 2013, Université Larbi Ben M'hidi-Oum El Bouaghi, Département Sciences & Technologie,
- [8] B. W. Williams, "Power Electronics: Devices, Drivers, Applications and Passive Components", 2 Sub-Ed, Mcgraw-Hill, 1992,
- [9] International Rectifier®, "HV Floating MOS-Gate Driver ICs", Application Note, AN-978, Rev-D,
- [10] Jonathan Adams, "Bootstrap Component Selection For Control IC's", DESIGN TIP, DT98-2a, International Rectifier,
- [11] Robert W. Erickson (Auteur), Dragan Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", 2nd Ed. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [12] Christophe Sueur, Philippe Vanheeghe, Pierre Borne, "Automatique des systèmes continus", Ed. Technip, 1997.
- [13] Faraheddine Belkacem, "Contribution à la commande des convertisseurs DC-AC alimentés par un panneau photovoltaïque", thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Verne, Amiens, France 2006.

الملخص :

إلكترونيات القدرة تخصص ضمن مجال الهندسة الكهربائية، يشمل جميع العلوم المتعلقة بإنتاج الكهرباء ونقلها واستخدامها كطاقة. وقد شهد مجال إمدادات الطاقة تغييرات جوهرية في طوبولوجيات الدوائر الكهربائية. وتلعب مكونات التحكم الرقمي دورًا متزايد الأهمية. تتيح وحدات الطاقة IGBT و MOSFET، التي تتناقص خسائرها باستمرار وتتنزاد سعتها، إلى جانب المكونات الإلكترونية الأخرى، إنتاج أجهزة أصغر حجمًا. والهدف دائمًا هو زيادة كثافة الطاقة (الطاقة لكل وحدة حجم) مع خفض التكاليف.

يهدف هذا العمل إلى دراسة وتطوير محول تيار مستمر-تيار مستمر من نوع باك، يُستخدم لخفض الجهد لتشغيل بعض الوحدات الإلكترونية القائمة على تقنية معالجة الإشارات الرقمية (DSP).

ويهدف إلى تطوير قاطع قادر على توفير جهد تيار مستمر يبلغ 20 فولت وقدرة خرج تصل إلى 20 واط. يمكن استخدام هذا النظام في التطبيقات العملية باستخدام التحكم الرقمي القائم على تقنية معالجة الإشارات الرقمية، على سبيل المثال.

سيتم بناء نموذج أولي لدائرة كهربائية، وإجراء اختبارات تجريبية على محول التيار المستمر-التيار المستمر. وقد أُجري التنفيذ التجريبي في مختبر إلكترونيات القدرة.

Abstract:

Power electronics is a discipline within the field of electrical engineering that encompasses all sciences related to the production, transmission, and use of electricity as a form of energy. The field of power supplies has undergone fundamental changes in circuit topologies. Digital control components are playing an increasingly important role. IGBT and MOSFET power modules, whose losses are constantly decreasing and their capacity is increasing, allow, along with other electronic components, the creation of smaller devices. The goal is always to increase power density (power per unit volume) while reducing costs.

The objective of this work is the study and development of a buck-type DC-DC converter used to lower voltage to power certain DSP-based electronic modules.

The objective is to develop a chopper capable of supplying a DC voltage of 20V and a power output of up to 20W. This system can be used for practical work using DSP-based digital control, for example.

A prototype circuit will be built and experimental tests will be conducted on the DC-DC converter. The experimental implementation was carried out at the Power Electronics Laboratory.

Mots-clés :

Hacheur buck, DSP, F28379D, convertisseurs, IGBT, Mosfet, gate driver, TLP351