REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

UNIVERSITE LARBI BEN M'HIDI DE OUM EL BOUAGHI
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES APPLIQUEES
DEPERTEMENT DE L'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention du

DIPLOME DE MASTER

Spécialité: Energie et Réseaux Electriques

Thème :

Etude et réalisation d'un hacheur Buck destiné à l'implémentation des commandes à base de DSP

Mémoire de fin d'études soutenu publiquement à Oum El Bouaghi le : 05/06/2016

Dirigé par :

Dr.Belkacem Faraheddine

Présenté par :

Soltani Ali

Année universitaire : **2015/2016**

بسم الله الرحمن الرحيم

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A mon très cher père
A la mémoire de ma très chère mère
A la mémoire aussi de ma très chère grande sœur
A ma sœur
A mes nièces : Sondos et Salma
Aux petits « Islam, Amani, Oussama, Yasser »
A tout mes collègues d'étude
A mes amis

Remerciements

Ce n'est pas facile d'arriver à accomplir mon travail sans aide ni conseils à cause des problèmes rencontrés tant pratiques que théoriques.

Pour cela Je tiens tout d'abord à remercier Allah tout puissant qui nous a donné la santé, le courage, la volonté et la patience qu'il me les a données durant toutes ces années d'études.

Je tiens à remercier sincèrement mon encadreur Doc. Belkacem Faraheddine pour son soutien ses conseils, ses observations et sa disponibilité durant la réalisation de ce mémoire.

Je remercie tous les membres du laboratoire LGEA chacun en son nom ainsi que tous ceux qui ont contribués de prés ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

J'adresse mes remerciements à tous les membres du Jury.

Je souhaite exprimer mes profondes gratitudes à tous les enseignants qui m'ont formé dés la 1^{ere} année jusqu'à la 5eme année à l'Université Larbi Ben M'hidi - Oum El Bouaghi.

Pour finir je remercie mes proches et plus particulièrement mon père pour son soutien et son aide durant toutes ces années ainsi que tous mes amis.

Sommaire :

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 Types des hacheurs 4

I.4.1 Les hacheurs réversibles 4

I.4.2 Les hacheurs non réversibles 6

I .5 Eléments constitutifs d'un hacheur 7

I.5.1 Générateur 7

I.5.2 Interrupteur commandable 8

-Transistor à effet de champ MOSFET « Metal Oxyd Silicon – Filed Effect Transistor » 9

-Thyristor SCR « Silicon Controlled Rectifier » 10

-Transistor bipolaire BJT « Bipolar Junction Transistor » 10

-Transistor bipolaire à grille isolée IGBT « Insulated Gate Bipolar Transistor » 11

I.6 Conclusion 12

Chapitre II : Modélisation et dimensionnement

II.1 Introduction 13

II.2 Description et hypothèses simplificatrices 13

II.2.1 Description de la structure 13

II.2.2 Hypothèses simplificatrices 14

II.2.3 Principe de fonctionnement 15

II.3 Modélisation du hacheur abaisseur « Buck » 17

II.3.1 Expression généralisée d'une charge continue 17

II.3.2 Modélisation par analyse séquentielle 18
II.3.3 Performances statiques et dynamiques 20
a) Points de fonctionnement généralisé 22
b) Performances dynamiques 22
c) Rendement 25
II.4 Dimensionnement du hacheur 25
II.4.1 Détermination de la valeur d'inductance L 26
II.4.2 Détermination de la valeur de capacité C 27
II.5 Eléments constitutifs d'un hacheur avec prise en compte des imperfections physiques 28
II.5.1 Générateur 28
II.5.2 Interrupteur commandable « MOSFET » 28
a) Paramétrage du MOSFET 30
b) Protection du MOSFET et son environnement 31
c) Pilotage du MOSFET 32
-Principes 32
-Fonctionnement séquentiel de pilotage 34
-Dimensionnement de la capacité d'amorçage « Bootstrapping » 35
II.5.3 Diode de roue libre "continuité de service" 36
II.5.4 Bobine d'accumulation inductive 38
II.5.5 Condensateur d'accumulation capacitive 38
II.6 Bilan énergétique 39
II.6.1 Coté MOSFET 39
a) Pertes statiques 39
b) Pertes dynamiques 40
II.6.2 Coté diode 42
a) Pertes statiques 42
b) Pertes dynamiques 42
II.6.3 Coté bobine 43

II.6.4 Coté condensateur 43
II.6.5 Rendement 43
II.7 Conclusion 45

Chapitre III : Simulation et réalisation

III.1 Introduction 46
III.2 Schéma du montage complet avec ses valeurs 46
III.2.1 Description de la structure 46
III.2.2 Contraintes du calcul 46
III.2.3 Interrupteur commandable « MOSFET » 47
a) Circuit de commande du MOSFET 47
b) Protection du MOSFET 48
III.2.4 Diode de continuité de service 49
III.2.5 Bobine d'accumulation inductive 49
III.2.6 Condensateur d'accumulation capacitive 49
III.3 Calcul des grandeurs et des paramètres résultantes (théoriques). 49
III.3.1 Performances statiques 49
a) Point de fonctionnement 49
b) Rendement 50
III.3.2 Performances dynamiques 50
III.4 Simulation et réalisation 50
III.4.1 Simulation 50
III.4.2 Réalisation 51
III.4.3 Valeurs, allures et interprétations 52
III.5 Conclusion 55

Conclusion générale 56

Liste des figures :

Figure I.1 : schéma de principe du hacheur. 3

Figure I.2 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension 5

Figure I.3 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant 5

Figure I.4 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant et en tension 5

Figure I.5 : Schéma de principe d'un hacheur Buck. 6

Figure I.6 : Schéma de principe d'un hacheur Boost. 6

Figure I.7 : Schéma de principe d'un hacheur Buck-Boost 6

Figure I.8 : Schéma de principe d'un hacheur Çuk 7

Figure I.9: Représentation générale des hacheurs non réversibles. 7

Figure I.10: zones approximatives (Courant/fréquence, tension/fréquence) d'utilisation des principaux semi-conducteurs de puissance. 8

Figure I.11 : Symbole des Transistors MOSFET 9

Figure I.12 : Symbole d'un Thyristor SCR 10

Figure I.13 : Symbole des Transistor bipolaire BJT de type NPN et PNP 10

Figure I.14 : Symbole d'un Transistor bipolaire à grille isolée IGBT 11

Figure II.1 : Schéma de base d'un hacheur de type Buck 14

Figure II.2 : Formes d'ondes des courants et des tensions pour un hacheur série en conduction continue et discontinue. 16

Figure II.3 : Variation de la tension de sortie avec le courant de charge pour un convertisseur Buck. 17

Figure II.4 : allure de courant inductif pour un hacheur Buck. 26

Figure II.5 : schéma équivalent d'un générateur 28

Figure II.6 : schéma interne équivalent d'un MOSFET 30

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. 30

Figure II.8 : Schéma de principe d'un MOSFET. 32

Figure II.9 : Circuit de pilotage du MOSFET 33

Figure II.10 : Schéma équivalent d'une diode de puissance. 37

Figure II.11 : Schéma équivalent d'une bobine 38

Figure II.12 : Schéma équivalente d'un condensateur 38

Figure II.13 : Formes d'ondes de la tension et du courant d'un MOSFET pendant une période de commutation 40

Figure II.14 : Représentation des pertes dynamiques dans le MOSFET. 41

Figure II.15 : l'évolution du courant et de la tension aux bornes de la diode lors du phénomène de recouvrement. 42

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. 42

Figure III.1 : Schéma détaillé à simuler et à réaliser 46

Figure III.2 : Montage du composant intégré IR2110 pour une commande d'un MOSFET. 48

Figure III.3 : Schéma du PSIM 51

Figure III.4: Photographie du banc d'essai 52

Figure III.5: Allures de simulation 53

Figure III.6 : Allures issues de l'expérimental 54

LISTE DES SYMBOLES :

LES INDICES

X_{in} : Grandeur d'entrée.

X_{out} : Grandeur de sortie.

X_L : Grandeur de la bobine.

X_D : Grandeur de la diode.

X_C : Grandeur de condensateur.

X_s : Grandeur de l'interrupteur.

$\overline{X}$: Grandeur moyen.

GRANDEURS ET PARAMÈTRES

d : Rapport cyclique.

u: Etat logique de l'interrupteur (Ouvert/Fermé).

f_{sw} : Fréquence de commutation.

t_{on} : Temps ce conduction de l'interrupteur.

t_{off} : Temps ce blocage de l'interrupteur.

T : Période de commutation.

t_{ri} : Temps de monté de courant.

t_{rv} : Temps de monté de tension.

t_{fi} : Temps de descente de courant.

t_{fv} : Temps de descente de tension.

ON : Etat de conduction.

OFF : Etat de blocage.

V_q : Chute de tension directe de l'interrupteur commandable à l'état passant.

V_F : Chute de tension directe « intrinsèque » de la diode à l'état passant.

R_D : Résistance directe à l'état passant.

R_L : Résistance interne de la bobine.

η: Rendement.

ρI_L : Taux d'ondulation du courant.

E_a : Force Contre électromotrice du moteur charge

T_{em} : Couple électromagnétique

K : Constante de conversion électromécanique liée au couple électromagnétique.

K' : Constante de conversion électromécanique liée au couple de charge.

Ω : Vitesse angulaire du moteur à courant continu.

J : Moment d'inertie.

f : Coefficient de frottement.

T_u : Couple utile du moteur à courant continu.

C_{iss} : Capacité d'entrée.

C_{oss} : Capacité de sortie.

C_{rss} : Capacité de transfert inverse.

C_{GS} : Capacité parasite entre Grille et Source.

C_{GD} : Capacité parasite entre Grille et Drain.

C_{DS} : Capacité parasite entre Drain et Source.

V_{gs} : Tension entre la grille et la source.

V_{cc} : Tension d'alimentation de circuit de pilotage.

R : Résistance fictive englobant la partie électrique et mécanique du moteur

Introduction générale

Introduction générale

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 TTL.

L'objectif est le développement d'un hacheur qui peut fournir une tension continue de 5V et une faible puissance allant jusqu'à 2W à partir d'une batterie de véhicule de 12V. 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 du Génie Électrique et d'Automatique (LGEA).

Le rapport est divisé en trois chapitres :

• Etat de l'art sur les hacheurs.

• Modélisation et dimensionnement du convertisseur DC-DC.

• Simulation et réalisation.

• Conclusion générale.

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 présentons le calcul numérique de tous les éléments modélisés et dimensionnés pour le circuit de puissance. Nous validons d'abord ces calculs par la simulation numérique du modèle complet dans l'environnement PSIM®. Nous présentons ensuite les résultats de simulation pour un fonctionnement nominal. 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,...etc.

Chapitre I

Etat d'art sur les hacheurs

I.1 Introduction

Les convertisseurs continu-continu ont pour fonction de fournir une tension continue à partir d'une autre source continue. La tension continue de départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée,…etc. [1]

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 assurant l'isolation galvanique, que l'on appelle « alimentations à découpage », qui correspondent aux applications petites puissances de la conversion *DC/DC* (cas des alimentations du PC…). [3]

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

I .2 Généralité sur les hacheurs

Un hacheur ou "chopper" est un convertisseur statique qui permet de transformer une tension continue de valeur fixe en une autre tension continue réglable. C'est l'équivalent du transformateur en alternatif.

La figure I.1 montre le schéma de principe du hacheur :

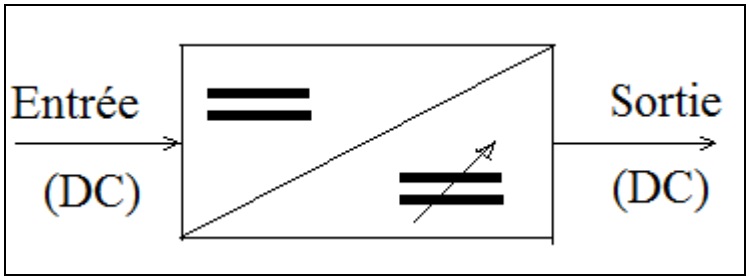


Figure I.1 : schéma de principe du hacheur**.**

Le hacheur permet la modulation de l'énergie entre une source et une charge continues. Cette source et cette charge peuvent être soit de nature capacitive (source de tension), soit de nature inductive (source de courant).

Il est constitué d'un interrupteur commandable qui peut être un transistor (pour des faibles puissances) ou un thyristor (pour grande puissance).

Le rapport entre la durée t_{on} de fermeture de l'interrupteur et la période de commutation T s'appelle le rapport cyclique « Duty Cycle ».

$d=t_{on}/T$ ou bien : $t_{on}=d.T$ d'où : $t_{off}=(1-d).T$

Pour des raisons expérimentales, on donne toujours la fréquence de commutation f_{sw} « switching frequency » au lieu de la période de commutation.

Un hacheur est un abaisseur (dévolteur ou Buck) lorsque la tension de sortie est inférieure à celle d'entrée. L'inverse est un hacheur élévateur (survolteur ou Boost).

Selon le procédé de hachage (découpage), on peut faire varier la valeur moyenne de la tension de sortie de 3 manières:

1. Hacheur à fréquence fixe et à largeur d'impulsion variable PWM.
2. Hacheur à fréquence variable et à largeur d'impulsion fixe PFM.
3. Hacheur à fréquence et à largeur d'impulsion variable.

I .3 Domaine d'utilisation des hacheurs

Un des gros domaines d'utilisation des hacheurs est la variation de vitesse du moteur à courant continu (MCC), Ils équipent par exemple la majorité des engins de moyenne traction, tels que ceux utilisés pour le métro. La première génération de TGV (TGV Sud Est) est équipée d'ensembles hacheurs-moteurs à courant continu.

On trouve aussi des hacheurs dans tous les équipements destinés à l'utilisation de l'énergie éolienne ou solaire. Ils permettent de rendre constante une tension d'entrée très versatile. Les hacheurs sont également utilisés dans l'alimentation des moteurs pas à pas.

I .4 Types des hacheurs

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. [2]

I.4.1 Les hacheurs réversibles : Les hacheurs réversibles permet 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). [6]

Dans cette catégorie, on distingue trois types :

- ✓ hacheur réversible en tension (deux quadrants) : C'est uniquement la tension appliquée à la charge qui peut prendre des valeurs positives ou négatives.

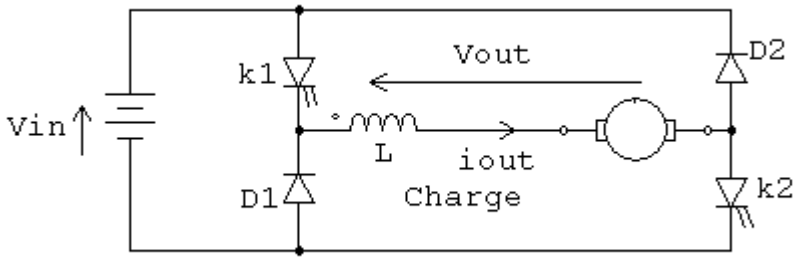


Figure I.2 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension

- ✓ hacheur réversible en courant (deux quadrants) : C'est uniquement le courant de charge qui peut prendre des valeurs positives ou négatives.

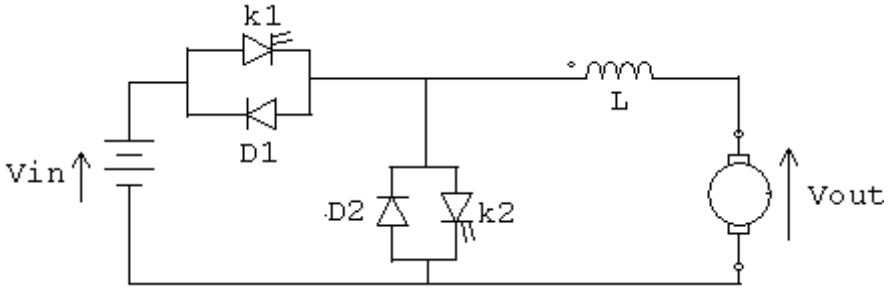


Figure I.3 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant

- ✓ hacheur réversible en courant et en tension (quatre quadrants) : Grâce à la structure quatre quadrants, la tension et le courant de charge peuvent les deux avoir des allures positives ou négatives.

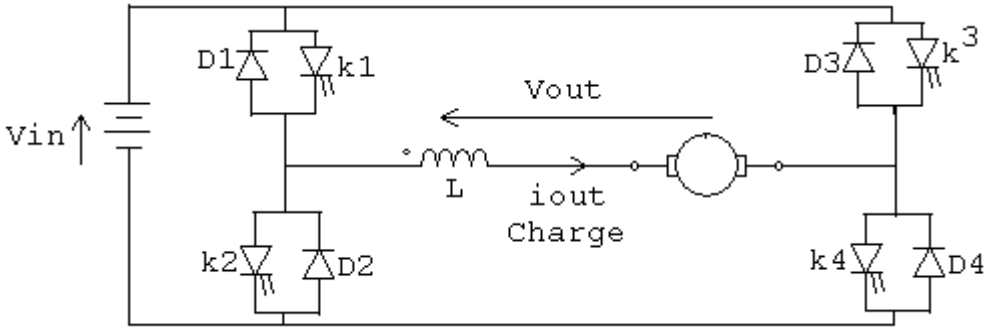


Figure I.4 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant et en tension

I.4.2 Les hacheurs non réversibles : Les hacheurs non réversibles permet un transfert unidirectionnel de l'énergie électrique (uniquement de la source vers la charge). **[6]**

Dans cette catégorie et selon le type des sources de l'entrée et de la sortie, on distingue deux sous-catégories :

- Les hacheurs à liaison directe qui associent deux sources de nature différentes :
  - Le hacheur série (dévolteur ou Buck).

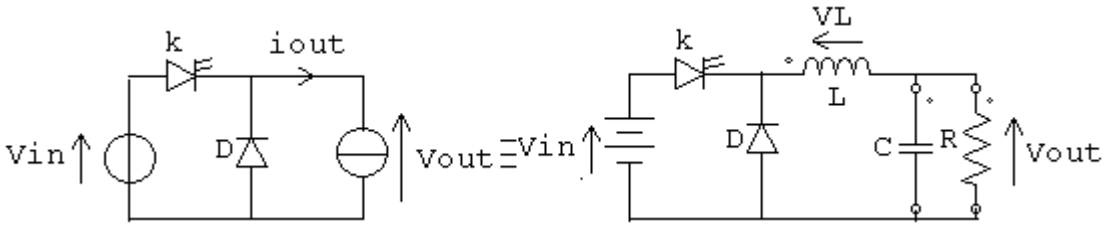


Figure I.5 : Schéma de principe d'un hacheur Buck.

- Le hacheur parallèle (survolteur ou Boost).

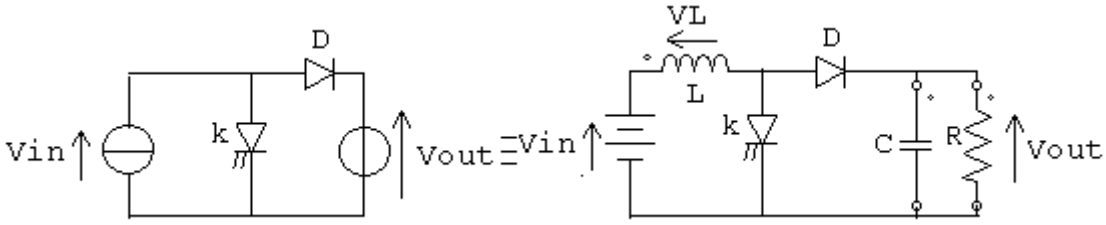


Figure I.6 : Schéma de principe d'un hacheur Boost.

- Les hacheurs à liaison indirecte ou à accumulation qui associent deux sources de même nature :
  - Le hacheur à stockage inductif ou série-parallèle (Buck-Boost).

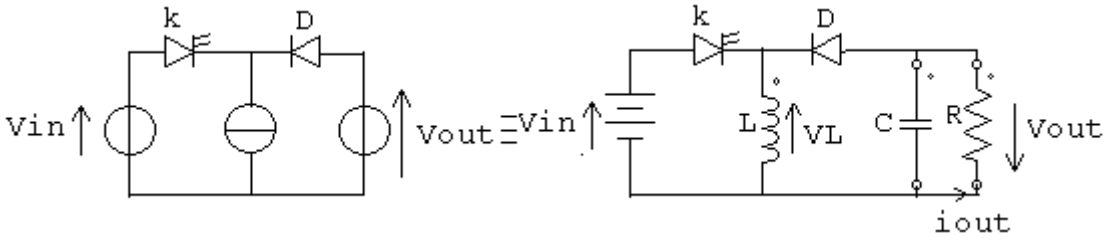


Figure I.7 : Schéma de principe d'un hacheur Buck-Boost

- Le hacheur à stockage capacitif (Çuk).

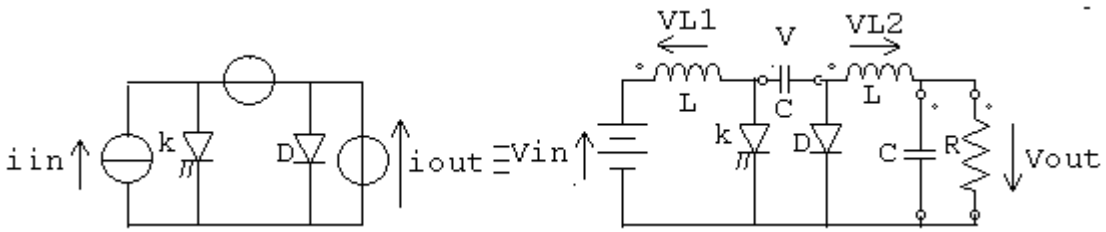


Figure I.8 : Schéma de principe d'un hacheur Çuk

Le schéma synoptique qui résume les liaisons entre une source entrée (alimentation) et une source de sortie (charge) que se soient des sources de courant ou de tension est représenté dans la figure ci-dessous.

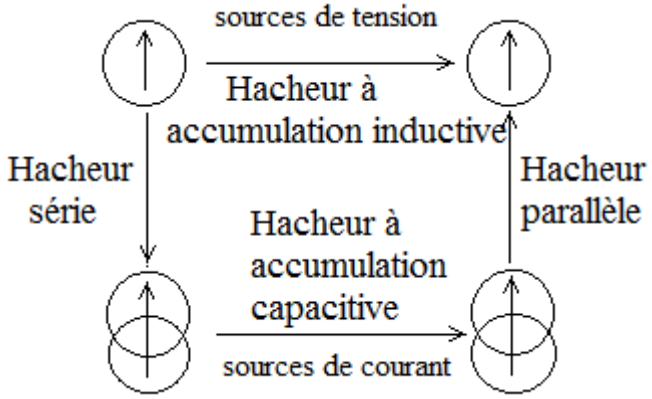


Figure I.9: Représentation générale des hacheurs non réversibles.

I .5. Eléments constitutifs d'un hacheur

I.5.1 Générateur

Le générateur d'entrée présente une source de tension dont la tension est supposée constante quel que soit le courant débité. Les sources qui peuvent porter cette nature sont :

- Pile ou batterie d'accumulateurs bien chargés.
- Source de courant (machine ou transformateur) avec condensateur suffisamment grande mise en parallèle.
- Alimentation stabilisée. [11].

I.5.2 Interrupteur commandable

L'interrupteur commandable peut être l'une des semi-conducteurs à borne de commande servant à rendre conducteur ou à bloquer l'élément commutateur. Le choix de ce dernier varie selon plusieurs critères :

- La tension maximale pouvant être bloquée en permanence et accidentellement.
- Le courant direct maximal pouvant conduire en permanence et accidentellement.
- La fréquence de commutation entre les états de fermeture et d'ouverture.
- Chute de tension directe lors de fermeture ON.
- Procédé d'application de la commande (Commande par tension ou par courant).
- Commandabilité à la fermeture et/ou à l'ouverture. [8]

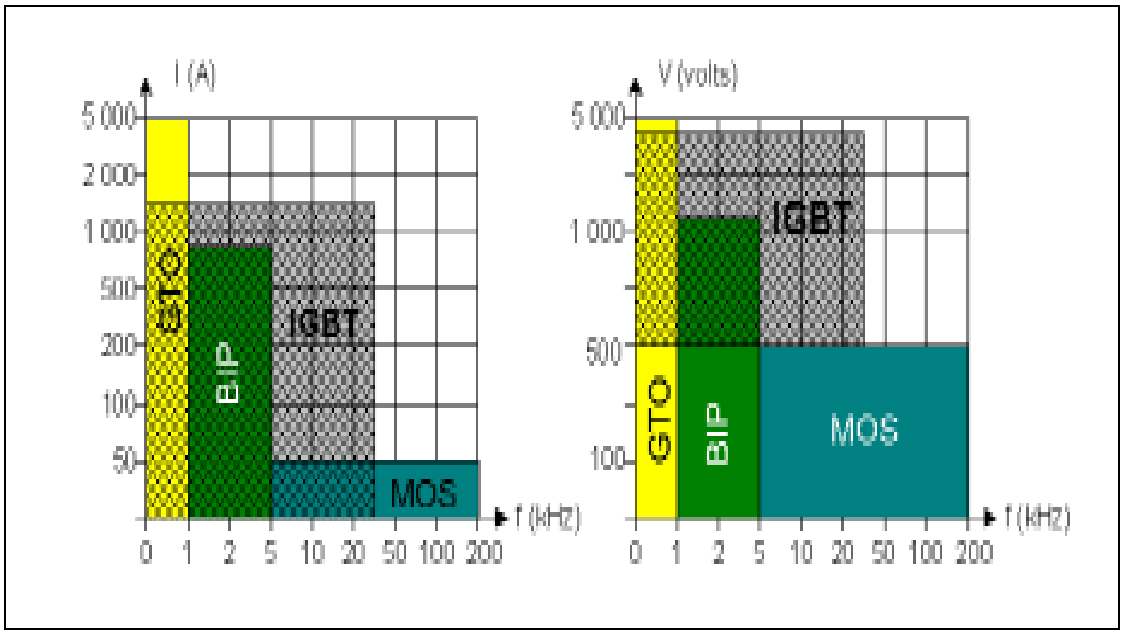


Figure I.10: zones approximatives (Courant/fréquence, tension/fréquence) d'utilisation des principaux semi-conducteurs de puissance.

Dans l'industrie, on trouve plusieurs semi-conducteurs de puissance conçus. On cite par exemple :

- **Transistor à effet de champ MOSFET « Metal Oxyd Silicon – Filed Effect Transistor »**

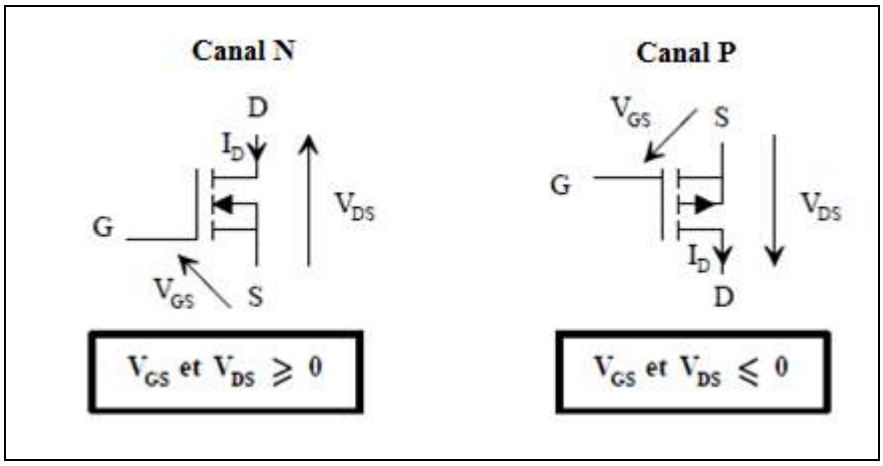


Figure I.11 : Symbole des Transistors MOSFET

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.

- **Thyristor SCR « Silicon Controlled Rectifier »**

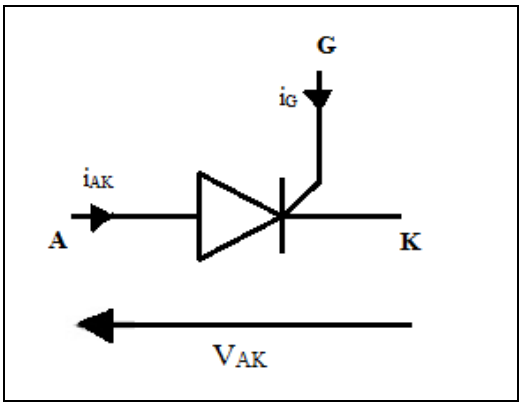


Figure I.12 : Symbole d'un Thyristor SCR

C'est un interrupteur commandable seulement à la fermeture par un courant à la gâchette. Il supporte des grandes puissances et des fréquences relativement faibles de commutation. On le trouve spécialement dans les modules de conversion et de transfert de puissance liées à la filiale production, transport et distribution d'énergie électrique ainsi que les tractions. Son avantage réside dans sa capacité de commuter de très grandes puissances. Or, son inconvénient majeur consiste en son processus de blocage OFF qui est réalisé par un dispositif plus coûteux et plus complexe.

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

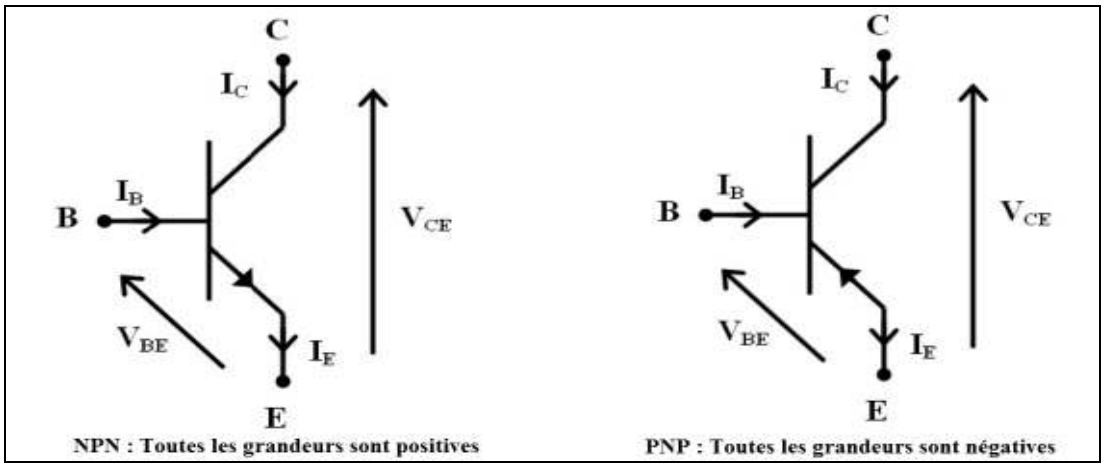


Figure I.13 : Symbole des Transistor bipolaire BJT de type NPN et PNP

C'est un interrupteur commandable à la fermeture et à l'ouverture par un courant à la base. Il supporte des moyennes puissances et des moyennes fréquences de

commutation. On le trouve spécialement dans les modules domotiques et de petits commerces tels que les chargeurs, les connecteurs et les interfaces.

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

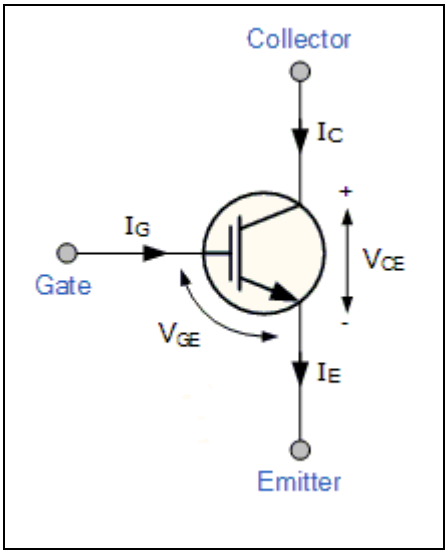


Figure I.14 : Symbole d'un Transistor bipolaire à grille isolée IGBT

C'est un interrupteur commandable à la fermeture et à l'ouverture par une tension entre sa grille et son émetteur. Il supporte des grandes puissances et des fréquences de commutation moyennement grandes. On le trouve spécialement dans le domaine de traction électromécanique. Il combine entre les avantages du BJT et MOSFET pour donner un bon compromis.

- Il y a aussi d'autres semi-conducteurs non cités tels que :
  - 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).

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 : Propriétés relatives des interrupteurs commandables.[11]

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). [7]

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 placé 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 :

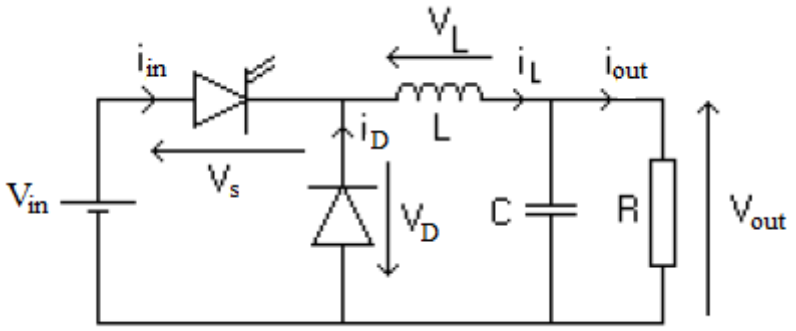


Figure II.1 : Schéma de base d'un hacheur de type Buck

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.
  - Variateur de tension continue.

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 :

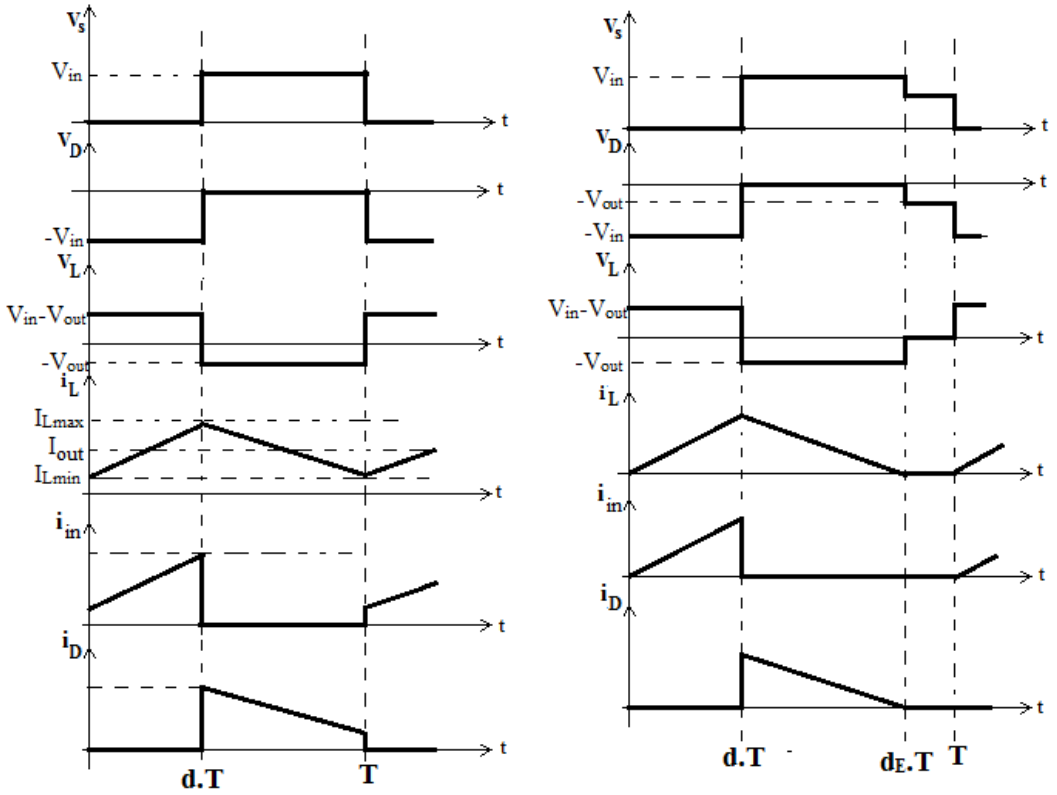
- Due à la commutation à fréquence élevée, les allures de rechargement et de décharge des bobines et des condensateurs sont linéaires.
- Les composants du hacheur sont idéaux : Effets Joules, chutes de tension intrinsèques, résistances internes, saturations et hystérésis inductives, retards d'établissement 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_{on}, 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 ».



Conduction continue (CCM) 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 $d=t_{on}/T$.

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) :

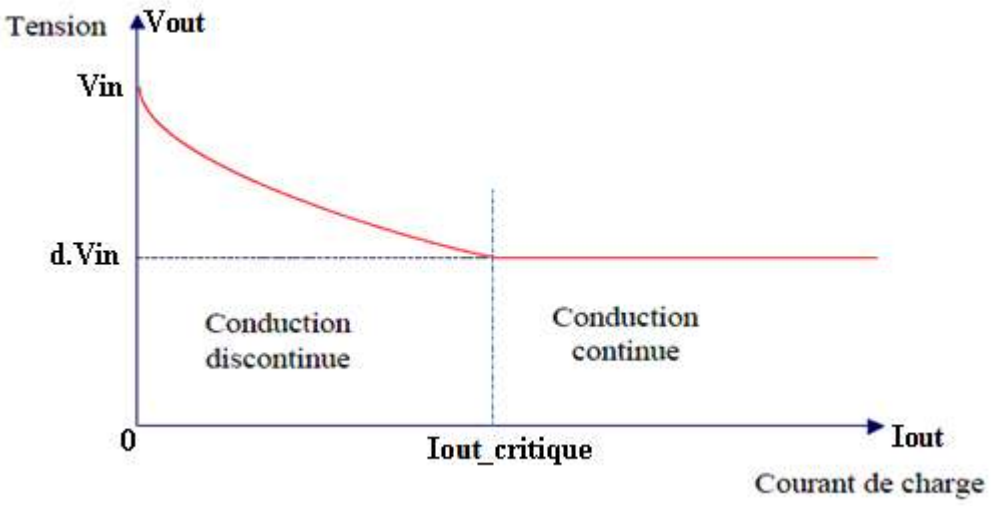


Figure II.3 : Variation de la tension de sortie avec le courant de charge pour un convertisseur Buck.

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.

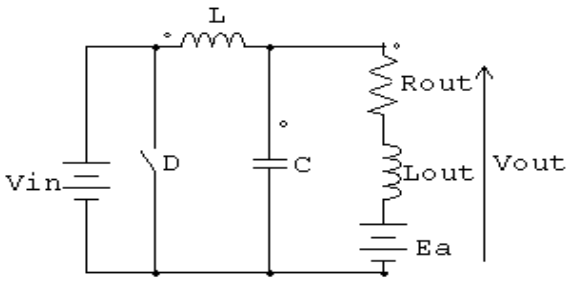
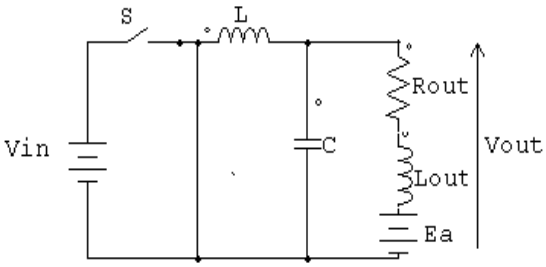
	Charge R	Charge RL	Charge RLE
Modèle dynamique	$V_{out} = R_{out}.I_{out}$	$V_{out} = R_{out}.I_{out} + L_{out}.\frac{dI_{out}}{dt}$	$\begin{cases} V_{out} = R_{out}.I_{out} + L_{out}.\frac{dI_{out}}{dt} + E_a \\ E_a.I_{out} = \Omega.T_{em} \text{ et } T_{em} = K.I_{out} \Rightarrow \\ J.\frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - f.\Omega - T_u \end{cases}$

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

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 càd : $T_u=0$ et $f\rightarrow+\infty$.

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

En combinant (II.1) avec (II.2) par une variable logique discrète u qui représente l'état de l'interrupteur S.

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = -\dfrac{1}{L} v_{out} + \dfrac{u}{L} v_{in} \\ \dfrac{dv_{out}}{dt} = \dfrac{1}{C} i_L - \dfrac{1}{R.C} v_{out} - \dfrac{1}{C.K'} T_u \end{cases} \quad .....(II.3) \qquad \text{et} \quad \begin{cases} i_{in} = u.i_L \\ i_D = (1-u).i_L \end{cases} \quad .....(II.4)$$

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,

$$\begin{cases} \dfrac{dI_L}{dt} = -\dfrac{1}{L} V_{out} + \dfrac{d}{L} V_{in} \\ \dfrac{dV_{out}}{dt} = \dfrac{1}{C} I_L - \dfrac{1}{R.C} V_{out} - \dfrac{1}{C.K'} T_u \end{cases} \quad .....(II.5) \qquad \text{et} \quad \begin{cases} I_{in} = d.I_L \\ I_D = (1-d).I_L \end{cases} \quad .....(II.6)$$

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

Les variables en minuscule sont des grandeurs instantanées « réelles » et celles en majuscule sont des grandeurs moyennes. Pour la variable de commande booléenne (logique) u=(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 :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ Y = C.X + D.U \end{cases} \text{ Avec: } X = \begin{bmatrix} I_L \\ V_{out} \end{bmatrix},\ U = \begin{bmatrix} V_{in} \\ T_u \end{bmatrix}, Y = \begin{bmatrix} I_{in} \\ I_L \\ I_D \\ V_{out} \\ I_{out} \end{bmatrix} \quad .....(II.8)$$

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

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: [12]

Les performances d'un système représenté par un modèle mathématique approché 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 taches 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

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.

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

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 (ΔI_L, ΔV_{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.

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

Dont :

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

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

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

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 :

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

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	$\begin{cases} \Delta V_{out} = V_{in}.\Delta d \\ \Delta I_L = \dfrac{V_{in}}{R}.\Delta d \end{cases}$
Constantes de temps et les zéros oscillants de la tension et du courant	$\tau_1 = \dfrac{L}{R}$ $\tau_2 = R.C$ $z = \dfrac{1}{R.C}$
Pulsation propre commune	$\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{L.C}}$
Facteur d'amortissement commun	$\xi = \dfrac{1}{2}.\sqrt{\dfrac{L}{R^2.C}}$
Temps de montée de la tension Et de courant	$t_{rise,Vout} = \dfrac{\sqrt{4.R^2.L.C^2}}{\sqrt{4.R^2.C - L}}\left[\pi - ArcCos\left(\dfrac{1}{2}.\sqrt{\dfrac{L}{R^2.C}}\right)\right]$ $t_{rise,IL} \approx \dfrac{0,33.\sqrt{4.R^2.L.C^2}}{\sqrt{4.R^2.C - L}}\left[\pi - ArcCos\left(\dfrac{1}{2}.\sqrt{\dfrac{L}{R^2.C}}\right)\right]$
Temps de réponse à ±5 % de la valeur finale de la tension	$\begin{cases} \xi < 0,7 \Rightarrow t_{rép} \approx 5,9914.R.C \\ \xi = 0,7 \Rightarrow t_{rép} \approx 3.\sqrt{L.C} \\ \xi > 0,7 \Rightarrow t_{rép} \approx 2.9957.\dfrac{L}{R} \end{cases}$
Instant du premier pic de la tension et de courant	$t_{pic1,Vout} = \dfrac{\pi}{\sqrt{\dfrac{1}{L.C} - \dfrac{1}{4R^2.C^2}}}$ $t_{pic1,I_L} \approx \dfrac{\pi}{1,74.\sqrt{\dfrac{1}{L.C} - \dfrac{1}{4R^2.C^2}}}$
Pseudo période commune	$T_p = \dfrac{2\pi}{\sqrt{\dfrac{1}{L.C} - \dfrac{1}{4R^2.C^2}}}$

Pourcentage commun du premier dépassement de la tension	$Dp(\%) = 100e^{\frac{-\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$
Décrément logarithmique	$\delta_{I_L}\% = 100.\frac{2\pi}{\sqrt{\frac{L}{R^2.C} - \frac{L^2}{4R^4.C^2}}}$ $\delta_{Vo}\% = 100.\frac{2\pi}{\sqrt{\frac{R^2.C^2}{L.C} - \frac{1}{4}}}$

c) 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 [8]

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 [13]

Vu la fréquence de commutation élevée, l'allure du courant de rechargement 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).

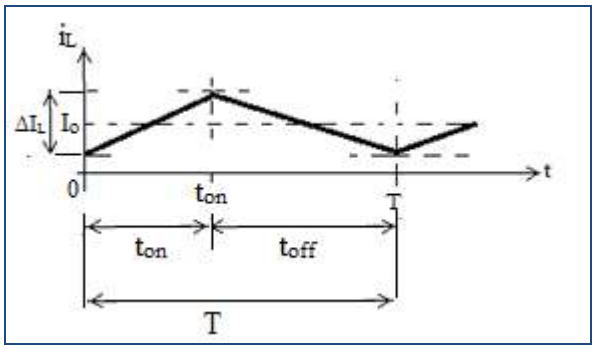


Figure II.4 : allure de courant inductif pour un hacheur Buck.

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

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

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

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

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 :

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

En remplaçant dans l'équation d'ondulation,

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

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 :

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

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.

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

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 de type "hacheurs de base". Elle peut prendre comme capacité entre 100µF et 4700µF. 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.

$$C = \frac{d.(1-d)}{8.L.f_{SW}^2.\frac{\Delta V_{out}}{\overline{V_{out}}}} \quad \text{.....(II.21)}$$

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

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

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.

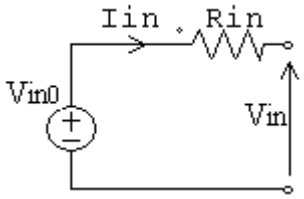


Figure II.5 : schéma équivalent d'un générateur

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.

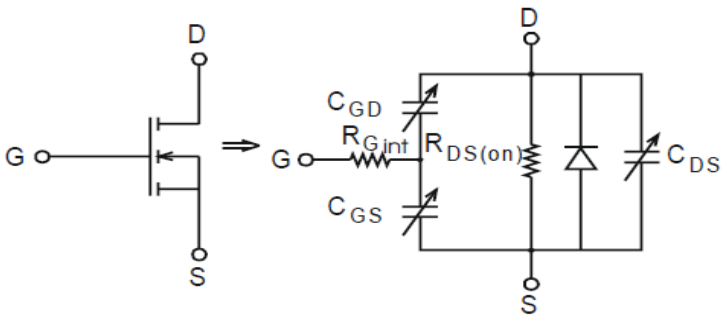


Figure II.6 : schéma interne équivalent d'un MOSFET

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$$
$$C_{oss} = C_{GD} + C_{DS}$$
$$C_{rss} = C_{GD}$$

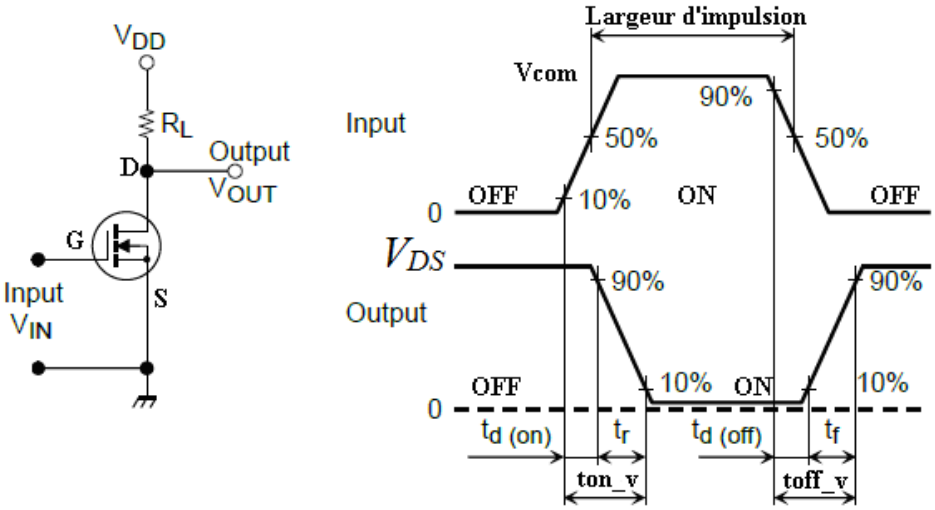


Figure II.7 : Schéma représentatif des signaux en commutation ON et OFF avec la tension aux bornes d'un MOSFET et ses durées relatives à la commutation.

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 Vgs,
- dV_{DS}/dt et dId/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 [9][10]

➢ **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".

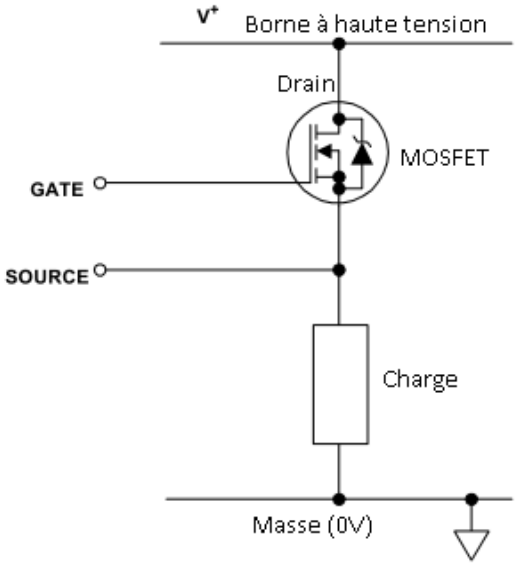


Figure II.8 : Schéma de principe d'un MOSFET.

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 Vgs 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 Vgs 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 Rg de faible valeur en série avec la grille pour limiter son courant Ig,
- Diode Dg inversée mise en parallèle avec la résistance série Rg pour accélérer le blocage du MOSFET en vidant rapidement le condensateur Cgs.
- Résistance Rp de grande valeur et/ou diode zener D_z en parallèle avec la grille pour limiter sa tension Vgs,

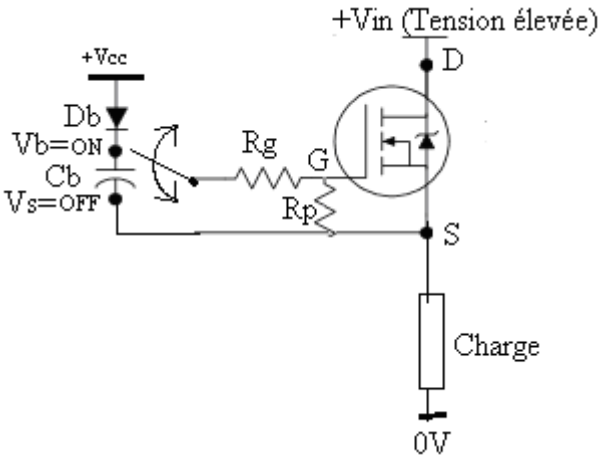


Figure II.9 : Circuit de pilotage du MOSFET

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 Vgs 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 Vgs portée par le condensateur interne Cgs du MOSFET.

Parmi les circuits logiques de commutation, on trouve la gamme IR21xx d'International Rectifier et les gammes MCP14xx/MIC44xx de Microchip.

- **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 Cgs du MOSFET à travers les éléments Rg, Rp. Dès que cette tension atteint un seuil Vgs(th), le courant du drain Is commence à circuler. Plus la tension Vgs augmente, plus le courant du drain linéairement augmente. A l'atteinte d'un niveau Vgs(sat), la conduction du MOSFET d'établit en mode de saturation. C-à-d, même on augmente Vgs, 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 Cgs vers Vgs(sat) est: $t_{g,on}$. La commande du MOSFET peut étaler un temps de conduction facultatif et supplémentaire $\mathbf{t_{com,on}}$ dès la fin de la durée $\mathbf{t_{g,off}}$. Le temps total entre l'instant d'application de l'action ON et la fin commandable de la conduction parfaite est:

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

A l'action de passage en état OFF, le condensateur Cgs commence à décharger son ancienne tension Vgs(sat) à travers la diode Dg et la résistance Rp. 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 Vgs descend au dessous d'un seuil **Vgs(th)**, le MOSFET se bloque. La durée nécessaire pour avoir un blocage effectif en déchargeant **Cgs** est $\mathbf{t_{g,off}}$. La commande du MOSFET peut étaler un temps de blocage facultatif et supplémentaire $\mathbf{t_{com,off}}$ dès la fin de la durée minimale d'extinction $\mathbf{t_{g,off}}$. La durée nécessaire pour recharger C_b à un niveau V_{CC} est $t_{cb,on}$. On note que:

$t_{g,off} \leq t_{cb,on}$. 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:

$$C \geq \frac{2.[2.Q_g + \frac{I_{qbs(\max)}}{f_{sw}} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f_{sw}}]}{V_{cc} - V_F - V_{LS} - V_{Min}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (II.24)$$

- Qg : 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: VLS<Vcc),
- Q_{ls}: Charge requise par cycle du bloc interne "Level Sift" 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).

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

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.

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

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

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

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

Exceptionnellement, si: $\frac{L_{out}}{R_{out}^2 C_o} = 2,041$ alors, $C_b = C_o$……..……(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,
- dVd_s/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).

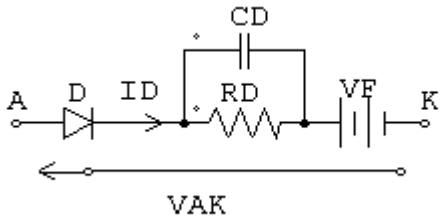


Figure II.10 : Schéma équivalent d'une diode de puissance.

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}.

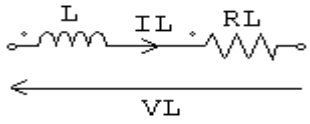


Figure II.11 : Schéma équivalent d'une bobine

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}.

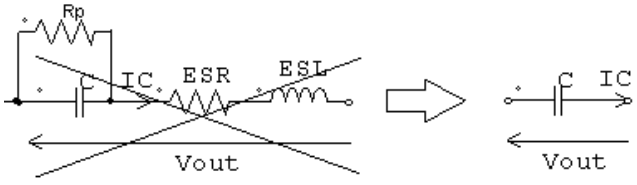


Figure II.12 : Schéma équivalente d'un condensateur

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}

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

Le hacheur permet de moduler cette puissance en assumant des pertes ΔP 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:

$$P_{out\min} \le P_{out} \le P_{out\max} \Rightarrow V_{out\min}.I_{out\min} \le P_{out} \le V_{out\max}.I_{out\max} \text{ ……..…….(II.31)}$$

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

$$R_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} \Rightarrow \frac{V_{out\min}}{I_{out\max}} \le R_{out} \le \frac{V_{out\max}}{I_{out\min}} \text{ ……(II.32)}$$

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 Coté 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 écoulée pendant un temps court où la tension et le courant dans le semi-conducteur ne sont pas nulles simultanément (Voir Fig ci-après).

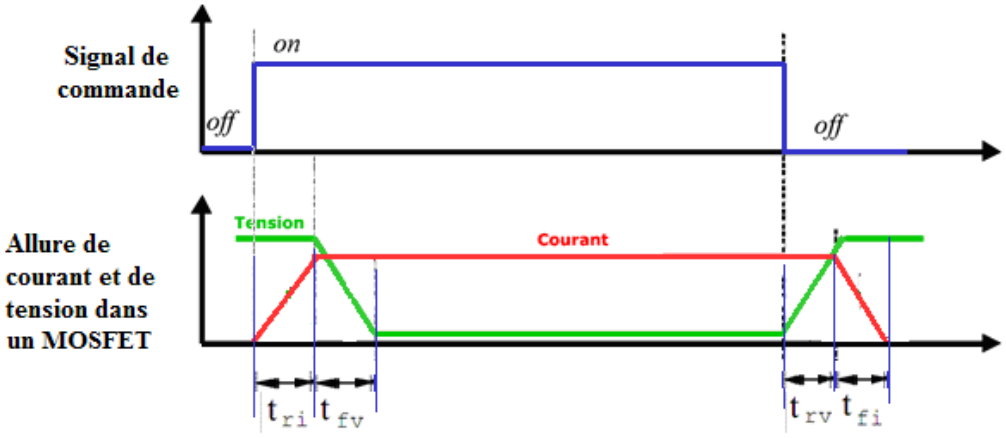


Figure II.13 : Formes d'ondes de la tension et du courant d'un MOSFET pendant une période de commutation

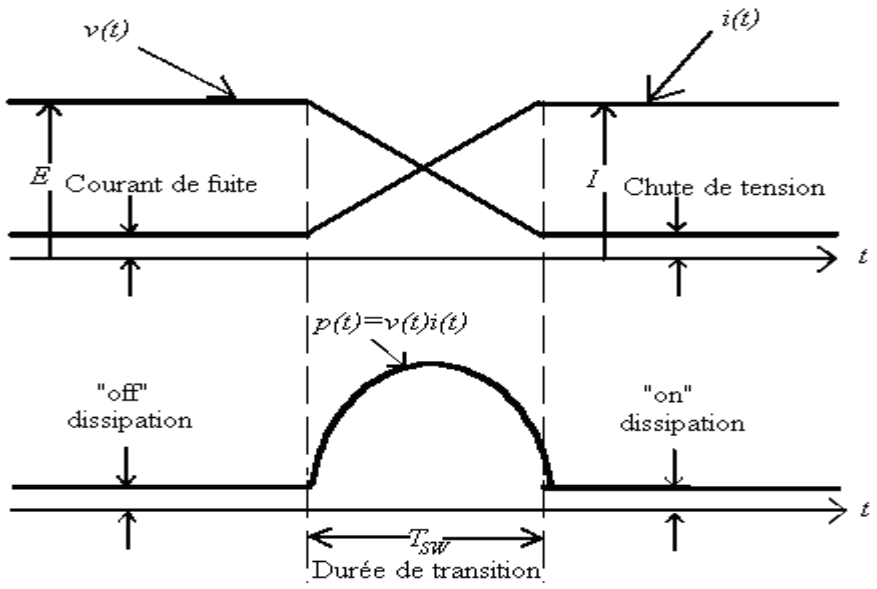


Figure II.14 : Représentation des pertes dynamiques dans le MOSFET.

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:

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

Dont les temps transitaires sont donnés par:

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

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 Coté diode

a) 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:

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

b) Pertes dynamiques

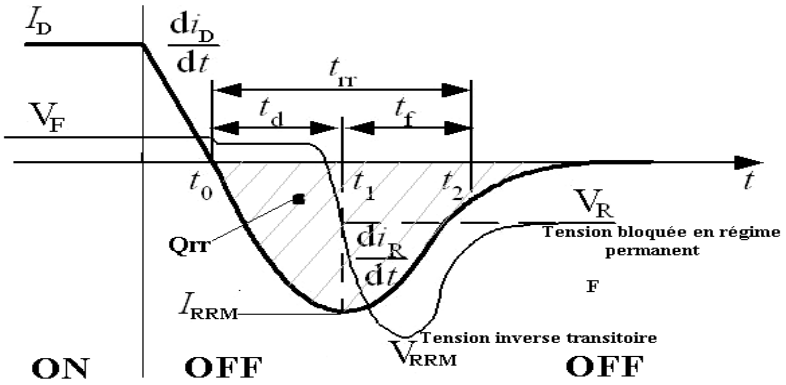


Figure II.15 : l'évolution du courant et de la tension aux bornes de la diode lors du phénomène de recouvrement.

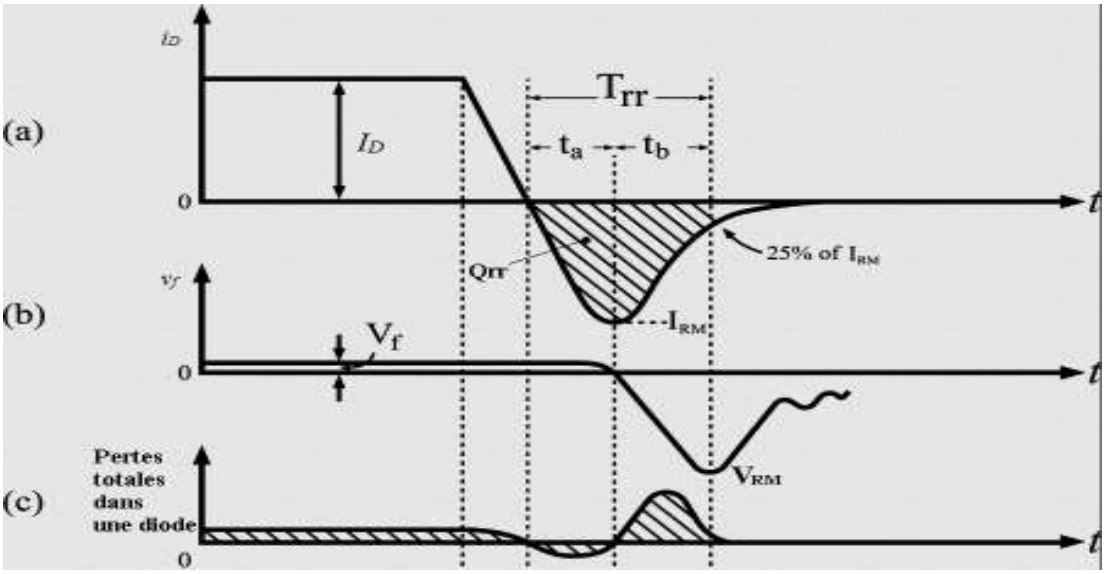


Figure II.16 : les formes d'ondes du courant i_D et de tension v_f et les pertes dans la diode pendant le recouvrement.

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:

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

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.

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

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

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

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

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

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.

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

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.

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

et

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

De l'équation (II.45) et (II.46):

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

Dont :

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

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 :

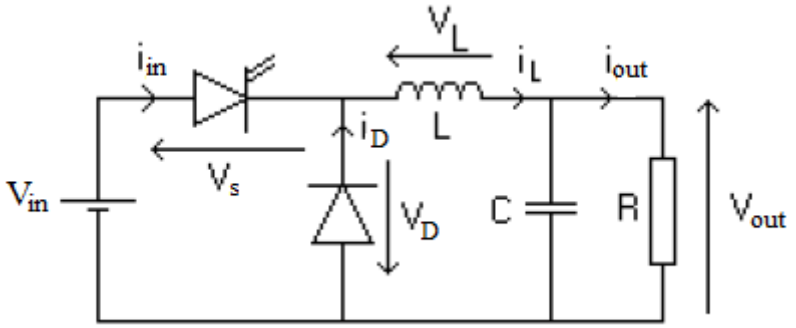


Figure III.1 : Schéma détaillé à simuler et à réaliser

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 12V
- Une fréquence de commutation de 1kHz et qui peut aller jusqu'à 15kHz.
- Une tension désirée comme continue nominale à la sortie du hacheur 5±1V.
- Un rendement minimal de 70% pour la structure de puissance globale.
- Un courant nominal à la sortie du hacheur de 0.36±0,1A.
- 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=3.2mH dont sa résistance série est égale à R_L =1.2Ω.
- 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: 220µF.

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 8mΩ, 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 IR2110 d' International Rectifier associé à certains éléments passif et actif. Le schéma est indiqué dans la figure qui suit.

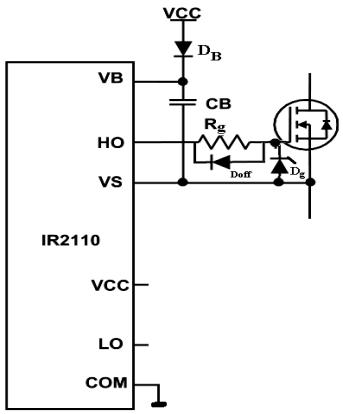


Figure III.2 : Montage du composant intégré IR2110 pour une commande d'un MOSFET.

Pour les valeurs des éléments associés au circuit de commande;

- C_b (électrolytique+Céramique en //)=10µF.
- V_{cc}=12V,
- Dg=13V,
- Rg=22Ω

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 R_s=44Ω 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 0,019Ω, 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 220µF. Il a comme tension d'isolation 35V.

III.3 Calcul des grandeurs et des paramètres résultantes (théoriques)

III.3.1 Performances statiques

a) Point de fonctionnement

On veut obtenir une tension de sortie continue moyenne de 5V. Le rapport cyclique correspondant doit être égal ou supérieur à 5/12. Théoriquement, ce rapport est égale à d=0,42. Il faut rattraper les chutes de tension dues aux effets Joule et aux tensions résiduelles des interrupteurs de puissance. Alors :

$$d = \frac{V_{out} + (R_L + R_D).I_{out} + V_F}{V_{in} + (R_D - R_{ON}).I_{out} + V_F - V_q} = 0{,}63$$

Pour la charge, vue la valeur largement suffisante de la capacité de sortie, le calcul du courant de charge et d'autres courants liés reste approximativement valable si on utilise uniquement la résistance R_{out} à la place de tout autre type de charge. Cette supposition est citée à partie modélisation au chapitre précédent.

Les autres valeurs finales moyennes déterminant le point de fonctionnement nominal sont:

$$\begin{cases} V_{out} = 5V \\ I_L = 0.36A \\ I_{in} = 0,20A \\ I_{out} = 0.36A \end{cases}$$

b) Rendement:

- Puissance d'entrée nominale: P_{in}=2.2W
- Puissance de sortie (charge) nominale: P_{out}=1.8W,
- Rendement nominal: η=81,82%

III.3.2 Performances dynamiques:

Paramètre de performance	Expression
Constantes de temps et les zéros oscillants de la tension et du courant	$\tau_1 = 1,2ms$ $\tau_2 = 5,5ms$ $z = 181,8s^{-1}$
Pulsation propre commune	$\omega_0 = 389.25\text{Hz}$
Facteur d'amortissement commun	$\xi = 0.23s^{-1}$
Temps de montée de la tension	$t_{rise,Vout} = 0.0038s$ $t_{rise,IL} \approx 0.0012$
Temps de réponse à ±5 % de la valeur finale de la tension	$t_{rép} = 0.033\text{s}$
Instant du premier pic de la tension	$t_{pic1,Vout} = 0,0083s$ $t_{pic1,IL} = 0,0048s$
Pseudo période commune	$T_p = 0,0166s$
Pourcentage commun du premier dépassement de la tension	$Dp\%_{Vout} = 46,63\%$

III.4 Simulation et réalisation:

III.4.1 Simulation:

Après la phase de modélisation et de dimensionnement, nous avons procédé aux calculs numériques des grandeurs et des paramètres de la partie du système de

puissance. Ensuite, nous avons assemblé la partie puissance avec celle de puissance pour être simulées sous PSIM ® .

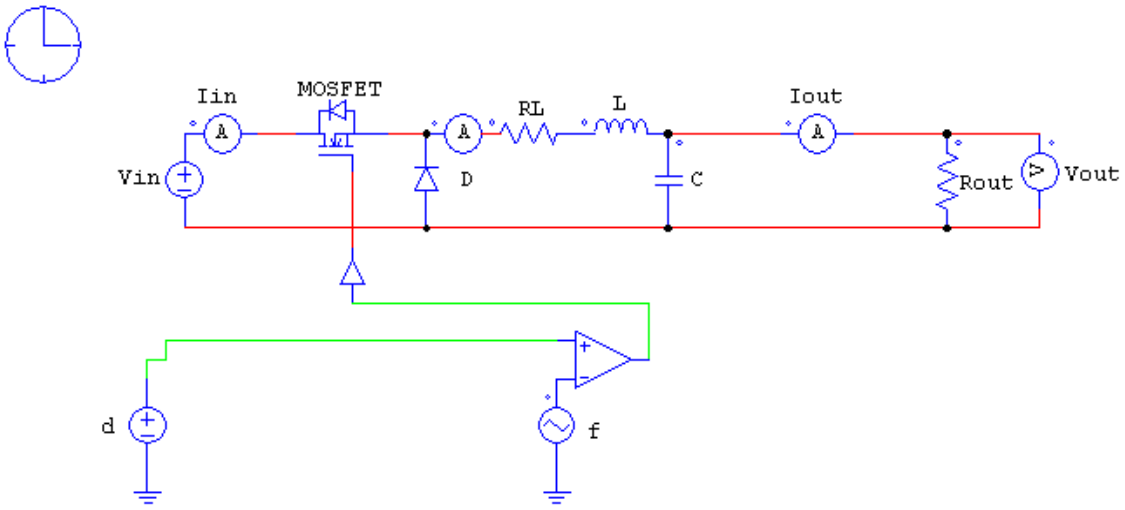


Figure III.3 : Schéma du PSIM

III.4.2 Réalisation:

Le développement du banc d'essai a eu lieu au Laboratoire du Génie Electrique et d'Automatique « LGEA ». Il a permis de concevoir le convertisseur DC-DC tel qu'il est représenté sur la figure III.4. On distingue les deux parties: hacheur et son circuit de commande.

Grâce à un module DSP nommé Unitrain de Lucas-Nuelle connecté à l'ordinateur, un contrôle en temps réel de la tension de sortie est possible. La commande peut être aussi implémentée sous Matlab-Simulink® et chargée dans un module DSP de type DSPACE-DS1104.

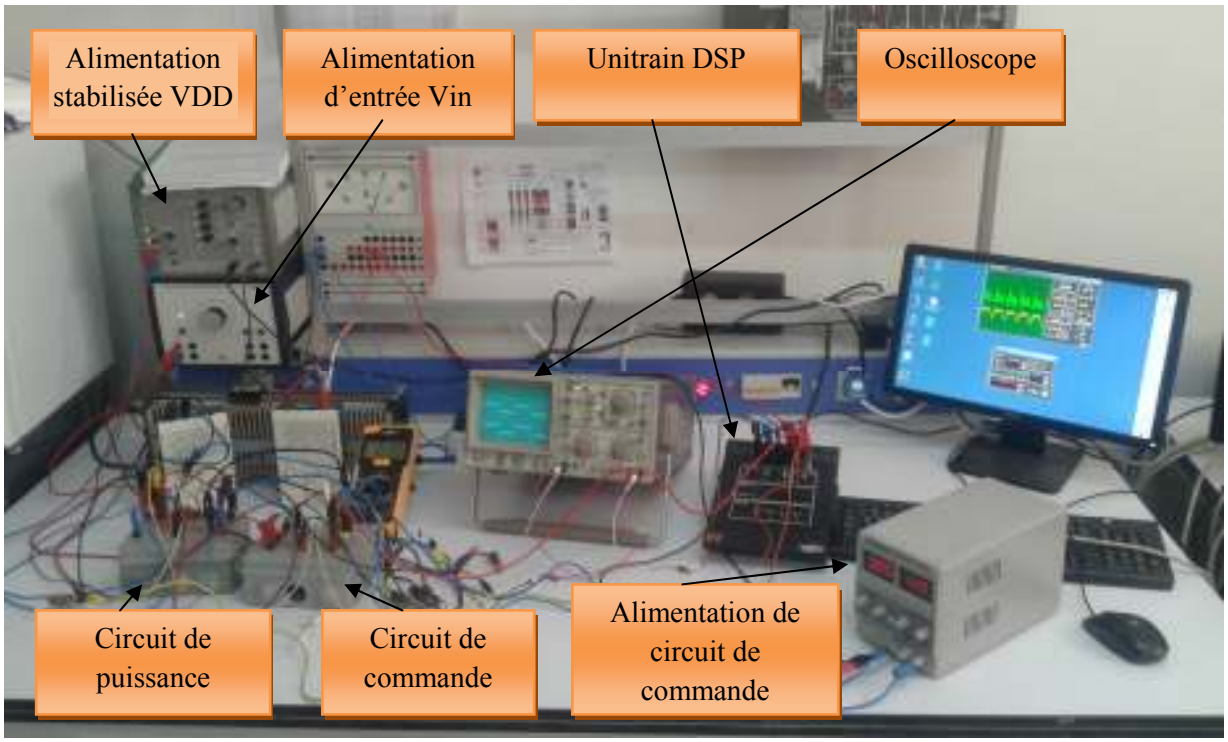


Figure III.4: Photographie du banc d'essai

III.4.3 Valeurs, allures et interprétations

Les allures des tensions et des courants qui nous ont permis de valider la structure conçue sont représentées dans la figure III.5. Elles sont caractérisées par un régime établi stable à valeurs moyennes quasi-constantes avec des taux d'ondulation légèrement différents entre les courants et les tensions. Cette légère différence nous permet d'assurer une validation de notre calcul théorique.

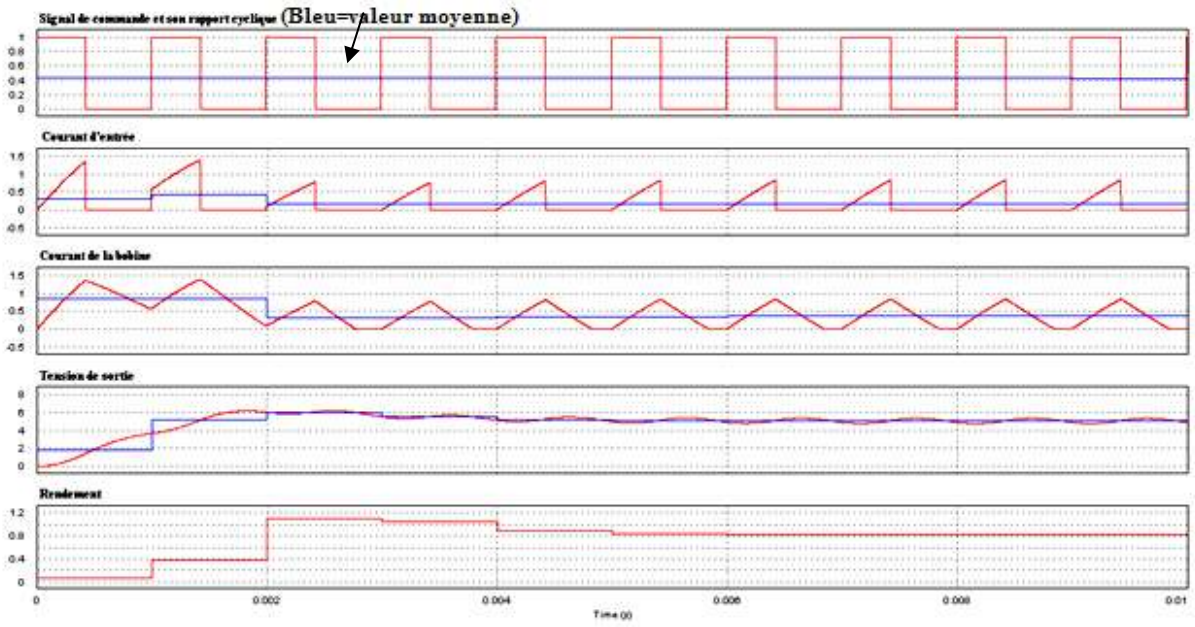


Figure III.5: Allures de simulation

En imposant un rapport cyclique de 43%, une tension d'alimentation de 12V et une résistance de charge de 13.89Ω, la tension de sortie atteint une valeur moyenne quasi-constante de 5V dans un temps de réponse 3.4ms.

Le courant d'entrée effectue un pic de valeur 0.75A pour un temps de montée de 0.46ms et un temps de réponse de 2ms. Ensuite, il se stabilise a une valeur moyenne de 0.19A.

Le rendement de ce hacheur pour le courant de charge imposé 0.35A atteint la valeur de 81.40%.

C'est donc ce point de fonctionnement (nominal) qui a été choisi pour la simulation numérique. On peut noter le bon temps de réponse de la tension de sortie (3.8ms). On notera également les quelques oscillations de la tension de sortie avant de s'établir à une stationnarité.

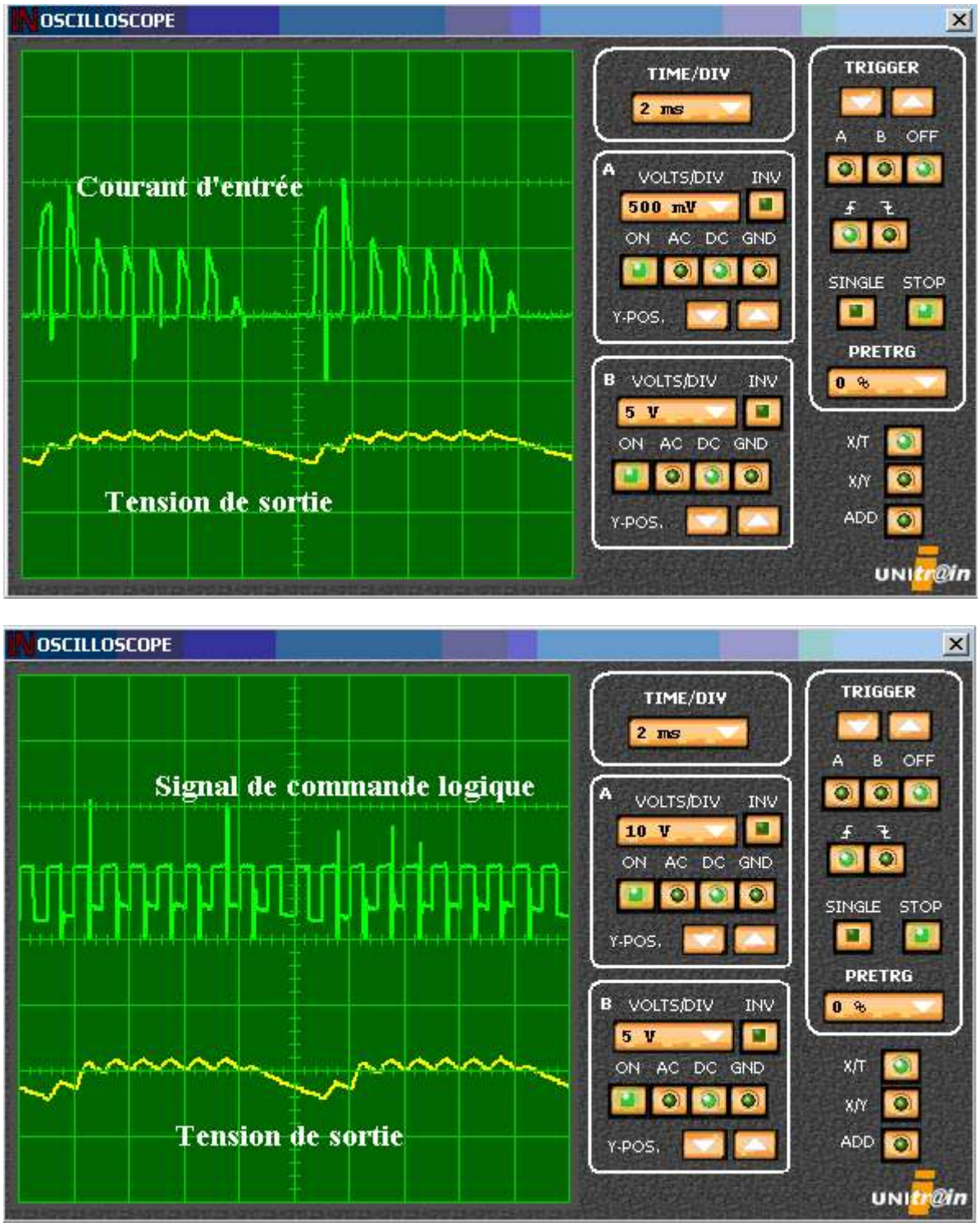


Figure III.6 : Allures issues de l'expérimental

Les résultats expérimentaux (Fig. III.6 pour le courant d'entrée et la tension de sortie) ont été obtenus avec une alimentation dont la tension est fixée à 12V.

On peut voir dans une première phase un courant d'alimentation qui converge à 0.23A avec des oscillations assez grandes par rapport à celles de la simulation. La tension de

sortie prend le régime permanent avec une valeur finale de 5V et un taux d'ondulation plus faible par rapport a la simulation.

On obtient pour ce point de fonctionnement un rendement de l'ordre de 52.54%. Ce rendement est plus faible que celui que nous avions calculé (81.40%) parce que les composants déterminés par le dimensionnement relativement diffèrent par rapport à ceux utilisés sur le banc d'essais.

C'est le problème majeur de notre manipulation de ne trouver dans le marché que des valeurs surdimensionnées des composants.

III.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le calcul numérique des paramètres et des grandeurs lié au hacheur étudié. Une simulation sous PSIM® 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 Unitrain de Lucas-Nuelle.

Au vu de ces premiers résultats, les performances statiques et dynamiques de la tension et du courant 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.

Une autre étape perspective serait de relier effectivement le convertisseur au panneau solaire pour le tester dans des conditions qui seraient proches de la situation réelle dans un environnement rural par exemple.

Conclusion générale

Conclusion générale :

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.

Afin de mener à bien ce travail, notre étude contient des modèles des pertes des principaux composants de convertisseur à savoir : les inductances, les semi conducteurs.

Enfin, on a simulé notre modèle sous le programme PSIM et réalisé là en prenant ses résultats expérimentaux.

Malgré les problèmes rencontrées 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 au alentour de 90% en calculant précisément la majorité des pertes significatives.

ANNEXES

ANNEXES

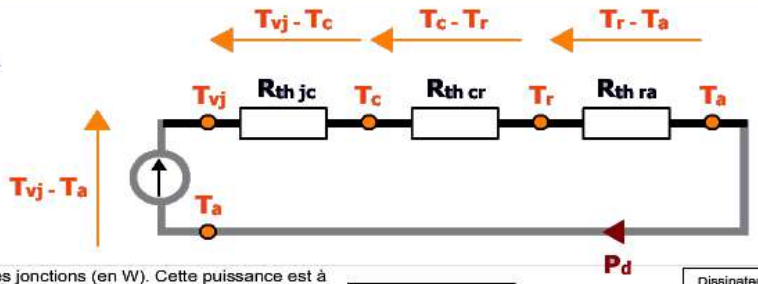
```
clear all,close all,clc
Ron=1;
Rd=1;
RL=1;
Vq=1;
Vf=1.2;
fcom=15e3;
T=1/fcom;
%-------------------------------------------------------------------------
Vin=12;
nmin=0.70;
Iomax=0.50;
Vonom=5;
dmax=0.97;
dmin=0.03;
Pomax=6.5;
Pomin=1;
Romin=Vonom*Vonom/Pomax;%0.10;
Romax=Vonom*Vonom/Pomin;%95;
dRo=(Romax-Romin)/500;%0.10;
%-------------------------------------------------------------------------
Ro=Romin:dRo:Romax;
d=dmin:(dmax-dmin)/size(Ro,2):dmax-(dmax-dmin)/size(Ro,2);

Vo=zeros(size(d,2),size(Ro,2));
I=zeros(size(d,2),size(Ro,2));
IL=zeros(size(d,2),size(Ro,2));
Id=zeros(size(d,2),size(Ro,2));
Io=zeros(size(d,2),size(Ro,2));
n=zeros(size(d,2),size(Ro,2));
%-----------------------------------------------------------
nopt=0;
dopt=0;
Roopt=0;
Voopt=0;
Iopt=0;
ILopt=0;
Idopt=0;
Ioopt=0;
%-----------------------------------------------------------
for i=1:size(d,2)
    for j=1:size(Ro,2)
        Vo(i,j)=(d(i)*Ro(j)*Vin-d(i)*Ro(j)*Vq-(1-
d(i))*Ro(j)*Vf)/(Ro(j)+d(i)*Ron+RL+(1-d(i))*Rd);
        I(i,j)=d(i)*((d(i)*Vin-d(i)*Vq-(1-d(i))*Vf-
Vo(i,j))/(d(i)*Ron+RL+(1-d(i))*Rd));
        IL(i,j)=((d(i)*Vin-d(i)*Vq-(1-d(i))*Vf-
Vo(i,j))/(d(i)*Ron+RL+(1-d(i))*Rd));
        Id(i,j)=(1-d(i))*((d(i)*Vin-d(i)*Vq-(1-d(i))*Vf-
Vo(i,j))/(d(i)*Ron+RL+(1-d(i))*Rd));
        Io(i,j)=IL(i,j);
        n(i,j)=(1/d(i))*(Ro(j)/Vin)*Io(i,j);
        if n(i,j)>1
            n(i,j)=1;
        elseif n(i,j)<0
            n(i,j)=0;
        end;
        if Vo(i,j)>Vonom-0.01 && Vo(i,j)<Vonom+0.01 && Io(i,j)>Iomax-
```

```
0.01 && Io(i,j)<Iomax+0.01 && n(i,j)>=nmin
            nopt=n(i,j);
            dopt=d(i);
            Roopt=Ro(j);
            Voopt=Vo(i,j);
            Iopt=I(i,j);
            ILopt=IL(i,j);
            Idopt=Id(i,j);
            Ioopt=Io(i,j);
        end;
    end;
end;
%-----------------------------------------------------------
disp(['d=' num2str(dopt) 'V']);
disp(['Vout=' num2str(Voopt) 'V']);
disp(['Iin=' num2str(Iopt) 'A']);
disp(['IL=' num2str(ILopt) 'A']);
disp(['Id=' num2str(Idopt) 'A']);
disp(['Iout=' num2str(Ioopt) 'A']);
disp(['Rendement=' num2str(nopt*100) '%']);
%-----------------------------------------------------------
CR_Io=max(max(Vo))/max(max(Io));
CR_n=max(max(Vo))/max(max(n));
Io=Io*CR_Io;
n=n*CR_n;
plot(d,Vo(:,:),'b',d,Io(:,:),'g',d,n(:,:),'r'),legend('Bleue=Vout',['V
erte=Iout/' num2str(CR_Io)],['Rouge=n/' num2str(CR_n)]),grid;
%plotyy(d,Io(:,:),d,n(:,:),'b','r'),legend('Bleue=Vout',['Verte=Iout/'
num2str(CR_Io)],['Rouge=n/' num2str(CR_n)]),grid;
```

Choix des Dissipateurs thermiques :

CHOIX DES DISSIPATEURS THERMIQUES A MONTER SUR LES SEMI-CONDUCTEURS

MODELE UTILISE POUR L'ECOULEMENT DE LA CHALEUR DE LA JONCTION VERS L'AIR AMBIANT



Pd : puissance à dissiper par la ou les jonctions (en W). Cette puissance est à calculer et à corriger suivant les paramètres liés à chaque semi-conducteur.

Tvj : température maximale de la jonction en °C (donnée par le constructeur)

Tc : température maximale du boîtier en °C pour le maximum de puissance à dissiper par le composant (donnée par le constructeur). Cette température peut être plus élevée si le courant traversant la jonction est inférieur au courant maximum.

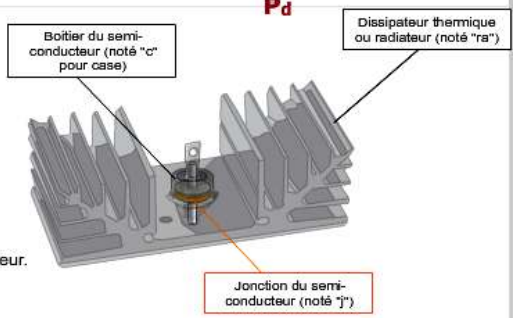
Tr : température du dissipateur en °C.

Tamb. : température ambiante en °C. Il faut se placer dans le cas le plus défavorable, càd pour une température ambiante maximale.

Rth jc : résistance thermique jonction – boîtier en °C/W donnée par le constructeur.

Rth cr : résistance thermique boîtier – dissipateur en °C/W donnée par le constructeur.

Rth ra : résistance thermique dissipateur – air ambiant en °C/W à déterminer en fonction :
-Des paramètres ci-dessus,
-Du type de dissipateur et de son montage,
-Du montage du composant sur le dissiateur (isolé ou non).



CALCUL DE Rth ra

Par définition :

$$Pd = \frac{t_{vj} - t_{amb}}{\sum R_{th}}$$

D'où

$$R_{th\,ra} = \frac{t_{vj} - t_{amb}}{P_d} - R_{th\,jc} - R_{th\,cr}$$

Hypothèse : Rth ca négligé et Rth ra (rayonnement) négligé

Pd en W ; températures en °C ; résistances thermiques en °C/W
Il faut choisir le dissipateur se rapprochant le plus de Rth ra par défaut, càd par caleur inférieure.

$$\text{Rth dissipateur choisi} \leq \text{Rth ra calculé}$$

REMARQUES :

Lorsque plusieurs sont montés sur le même dissipateur (montage isolé ou non), il est conseillé de calculer les dissipateurs pour un seul composant et de diviser la résistance thermique Rth ra trouvée par le nombre de composants montés sur ce même dissipateur (cas de composants identiques). Si les composants sont différents, la résistance thermique Rth ra totale suit la loi des résistances électriques branchées en parallèle.

VALEURS DE RESISTANCES THERMIQUES EN FONCTION DU BOITIER

RESISTANCES THERMIQUES Rth j/c et Rth c/r COUPLE DE SERRAGE

DIODES

Boîtiers		Rth j/c (°C/W)			Rth c/r (°C/W)	Couple de serrage		Observations
Types	Calibres	180° θ	120° θ	60° θ		Maxi Nm	Recommandé Nm	
D04	3 A	5,2	6,56	7,87	0,7	2,2	1,8	θ angle de conduction en degrés
	6 A	3,5	4,42	5,31				
	12 A	1,8	2,27	2,71				
D05	20 A	1,3	1,64	1,97	0,3	3,1	2,5	
	40 A	0,74	0,94	1,09				
RG (T)	60 A	0,54	0,69	0,80	0,3	5,4	4,3	(T) avec tresse
F6 2m	100 A	0,43	0,552	0,644	0,1	8,2	6,6	Couple et serrage indicatif
	150 A	0,35	0,442	0,515				
D08	200 A	0,25	0,32	0,37	0,09	8,2	6,6	
D09	300 A	0,173	0,221	0,258	0,06	12,1	9,7	Couple et serrage indicatif

THYRISTORS - TRIACS

T0 39	-	35	-	-	-	-	-	Sans radiateur
T0 64	7,4 A	3,1	3,94	4,57	-	-	-	
T0 48	16 A	1,59	2,02	2,34	0,4	3,1	2,5	Boîtier pour triacs et thyristors
	25 A	1,08	1,38	1,61				
	35 A	1,06	1,36	1,51				
	50 A	0,864	1,105	1,29				
T0 65	63 A	0,752	1,03	1,13	0,3	-	-	
T0 94	120 A	0,324	0,414	0,483	0,1	8,2	6,6	Boîtier pour thyristors
	150 A	0,276	0352	0,411				
	180 A	0,259	0332	0,386				
T0 93	275 A	0,173	0,221	0,258	0,06	12,1	9,7	Boîtier pour thyristors
	325 A	0,14	0,18	0,21				
T0 220 (AB)	4 A	4,3	-	-	3	-	-	Boîtier pour triacs
	6 A	2,8	-	-		-	-	
	8 A	2,18	-	-		-	-	
	10 A	1,67	-	-		-	-	

TRANSISTORS

TO 3	-	-	-	-	1	-	-	Les valeurs de Rth j/c sont données § 18.5.4
TO 66	-	-	-	-	2	-	-	
CB 59	-	-	-	-	3	-	-	

IINFLUENCE DU MONTAGE SUR LA RESISTANCE THERMIQUE RTHc/r

La résistance thermique Rth c/r varie suivant le montage du composant sur le radiateur :

- par utilisation d'une graisse aux silicones, multiplier Rth c/r par 0,2.
- par utilisation d'une graisse sans silicones, multiplier Rth c/r par 0,4.
- par utilisation de disques isolants :
  - Rondelle de mica épaisseur 0,05 mm, résistance thermique de transition : 0,8°C/W ; 2 kV.
  - Rondelle de mica argenté 50 µm, résistance thermique de transition : 0,4°C/W ; 1,5 kV.
  - Rondelle isolante en Kapton 50 µm, résistance thermique de transition : 0,35°C/W ; 0,5 kV.

La résistance thermique totale boîtier – radiateur, dans le cas d'un montage isolé par rondelle devient égale à :

$Rthc/r = 2.Rthc/r + Rtht/r$

Rthc/r : résistance thermique totale.
Rthc/r : résistance thermique donnée ci-dessus.
Rtht/r : résistance thermique de transition.

Eventuellement corriger 2 Rthc/r si des graisses sont utilisées.
Choisir de préférence des radiateurs dont l'épaisseur est au moins égale à 2 mm.

IINFLUENCE DU MONTAGE SUR LA RESISTANCE THERMIQUE RTHr/a

- Si le radiateur est monté horizontalement, multiplier Rthr/a calculée par : 0,5.
- Si le radiateur n'est pas en finition anodisée noir, retrancher à Rthr/a calculée 0,3 °C/W.

Remarque concernant le montage du radiateur :

- Si le composant est directement monté sur le radiateur, le potentiel de ce radiateur est au potentiel du boîtier du composant, il faut alors isoler le radiateur du châssis du montage.

CHOIX DE DISSIPATEURS POUR Rthra ≤ 2,8°C/W

CHOIX DES RADIATEURS
Rth ≤ 2,8 °C/W

Convection naturelle: radiateur anodisé noir mat monté verticalement.

Convection forcée ou ventilation forcée : radiateur anodisé blanc.

Dans ce cas, le radiateur est monté dans une enveloppe en tôle d'acier chromé blanc.

Généralement les ventilateurs aspirent l'air froid puis le souffle sur les dissipateurs.

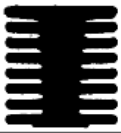
Il est recommandé d'utiliser des filtres à poussières en milieu difficile, il faut alors surdimensionner les radiateurs de 20 à 30 %.

Afin de prolonger la durée de vie de ces ventilateurs, il est conseillé de placer des interrupteurs thermiques à mini-maxi.

Caractéristiques des ventilateurs :
Modèle 1 :
18 VA 220 V monophasé 2800 tr/min Classe : E 63 m^3/h. 0,55 kg. Temps de fonctionnement à 50°C : 15 à 20000 h.

Modèle 2 :
26 VA 220 V monophasé 2550 tr/min Classe : E 6180 m^3/h. 0,65 kg. Temps de fonctionnement à 50°C : 10 à 15000 h.

Profil CB



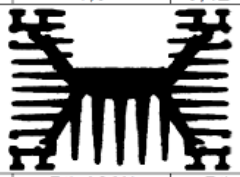
Type	L mm	Rth °C/W Convection naturelle	Rth °C/W Ventilation forcée	
			1 m/s	5 m/s
CB 80	80	2,8	1,5	0,4

Poids au mètre 3,55 kg

MOULAGE M5

Type	L mm	Rth °C/W Convection naturelle	Rth °C/W Ventilation forcée	
			1 m/s	5 m/s
M5	35	1,8	0,42	0,22

PROFIL Z



Type	L mm	Rth °C/W Convection naturelle	Rth °C/W Ventilation forcée	
			1 m/s	5 m/s
Z 100	100	0,46	0,25	0,12
Z 150	150	0,39	0,19	0,10
Z 200	200	0,34	0,17	0,09
Z 300	300	0,29	0,15	0,04

Poids au mètre 20 kg

PROFIL R

Type	L mm	Rth °C/W Convection naturelle	Rth °C/W Ventilation forcée	
			1 m/s	5 m/s
R 150	150	0,30	0,18	0,09
R 200	200	0,27	0,17	0,08
R 300	300	0,23	0,15	0,07

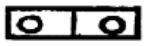
Poids au mètre 30 kg

Profil P

Type	L mm	Rth °C/W Convection naturelle	Rth °C/W Ventilation forcée	
			1 m/s	5 m/s
P 80	80	0,70	0,32	0,15
P 100	100	0,60	0,28	0,14
P 150	150	0,45	0,26	0,13
P 200	200	0,42	0,23	0,128
P 250	250	0,40	0,22	0,121

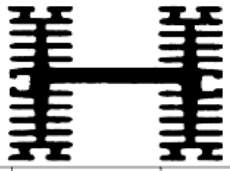
Poids au mètre 13,5 kg

BARRE A EAUX



Rth = 0,08 °C/W Température de l'eau = 20°C

PROFIL TNF



Type	L mm	Rth °C/W Convection naturelle	Rth °C/W Ventilation forcée	
			1 m/s	5 m/s
TNF 80	80	0,7	0,31	0,17
TNF 100	100	0,62	0,27	0,16
TNF 150	150	0,51	0,25	0,15
TNF 200	200	0,42	0,24	0,134

PROFIL WK

Type	L mm	Rth °C/W Convection naturelle	Rth °C/W Ventilation forcée	
			1 m/s	5 m/s
2xWK 100	100	0,50	0,23	0,11
2xWK 150	150	0,38	0,19	0,09

PROFIL WR

Type	L mm	Rth °C/W Convection naturelle	Rth °C/W Ventilation forcée	
			1 m/s	5 m/s
2xWR 100	100	0,33	0,17	0,09
2xWR 150	150	0,26	0,13	0,07
2xWR 200	200	0,20	0,12	0,065
2xWR 250	250	0,18	0,12	0,04

Document constructeur (Data sheet) du composant MOSFET utilisé:

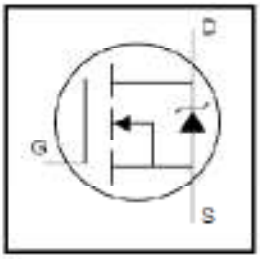
International
IOR Rectifier

PD-91279E

IRF3205

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



V_{DSS} = 55V

$R_{DS(on)}$ = 8.0mΩ

I_D = 110A⑤

Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.

TO-220AB

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	110 ⑤	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	80	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ③	300	
P_D @T_C = 25°C	Power Dissipation	200	W
	Linear Derating Factor	1.3	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current①	62	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy①	20	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.0	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 srew	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.75	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

IRF3205

International
IOR Rectifier

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	55	—	—	V	V_{GS} = 0V, I_D = 250µA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.057	—	V/°C	Reference to 25°C, I_D = 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	8.0	mΩ	V_{GS} = 10V, I_D = 62A ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250µA
g_{fs}	Forward Transconductance	44	—	—	S	V_{DS} = 25V, I_D = 62A④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current			25	µA	V_{DS} = 55V, V_{GS} = 0V
		—	—	250		V_{DS} = 44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS} = 20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS} = -20V
Q_g	Total Gate Charge	—	—	146	nC	I_D = 62A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	35		V_{DS} = 44V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	54		V_{GS} = 10V, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	V_{DD} = 28V
t_r	Rise Time	—	101	—		I_D = 62A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	50	—		R_G = 4.5Ω
t_f	Fall Time	—	65	—		V_{GS} = 10V, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	3247	—	pF	V_{GS} = 0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	781	—		V_{DS} = 25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	211	—		f = 1.0MHz, See Fig. 5
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy②	—	1050⑥	264⑦	mJ	I_{AS} = 62A, L = 138µH

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	110	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode)①	—	—	390		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	T_J = 25°C, I_S = 62A, V_{GS} = 0V ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	69	104	ns	T_J = 25°C, I_F = 62A
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	143	215	nC	di/dt = 100A/µs ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)

② Starting T_J = 25°C, L = 138µH
R_G = 25Ω, I_{AS} = 62A. (See Figure 12)

③ I_{SD} ≤ 62A, di/dt ≤ 207A/µs, V_{DD} ≤ $V_{(BR)DSS}$, T_J ≤ 175°C

④ Pulse width ≤ 400µs; duty cycle ≤ 2%.

⑤ Calculated continuous current based on maximum allowable junction temperature. Package limitation current is 75A.

⑥ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.

⑦ This is a calculated value limited to T_J = 175°C.

Document constructeut (Data Sheet) du composant diode 1N5822 utilisé

1N5820 - 1N5822

3.0A SCHOTTKY BARRIER RECTIFIERS

Features and Benefits

- Guard Ring Die Construction for Transient Protection
- Low Power Loss, High Efficiency
- High Surge Capability
- High Current Capability and Low Forward Voltage Drop
- For Use in Low Voltage, High Frequency Inverters, Free Wheeling, and Polarity Protection Application
- **Lead Free Finish, RoHS Compliant (Note 1)**

Mechanical Data

- Case: DO-201AD
- Case Material: Molded Plastic. UL Flammability Classification Rating 94V-0
- Moisture Sensitivity: Level 1 per J-STD-020
- Terminals: Finish - Tin. Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208 @3
- Polarity: Cathode Band
- Marking: Type Number
- Weight: 1.1 grams (approximate)

Ordering Information (Note 2)

Device	Packaging	Shipping
1N5820-B	DO-201AD	500 Bulk
1N5820-T	DO-201AD	1.2K/Tape & Reel, 13-inch
1N5821-B	DO-201AD	500 Bulk
1N5821-T	DO-201AD	1.2K/Tape & Reel, 13-inch
1N5822-B	DO-201AD	500 Bulk
1N5822-T	DO-201AD	1.2K/Tape & Reel, 13-inch

Maximum Ratings @T_A = 25°C unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	1N5820	1N5821	1N5822	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage (Note 3)	V_{RRM} V_{RWM} V_R	20	30	40	V
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	14	21	28	V
Average Rectified Output Current (Note 4) @ T_L = 95°C	I_O	3.0			A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single Half Sine-Wave Superimposed on Rated Load @ T_L = 75°C	I_{FSM}	80			A

Thermal Characteristics

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Typical Thermal Resistance (Note 5)	$R_{\theta JA}$	40	°C/W
	$R_{\theta JL}$	10	
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-65 to +150	°C

Electrical Characteristics @T_A = 25°C unless otherwise specified

Characteristic		Symbol	1N5820	1N5821	1N5822	Unit
Forward Voltage	@ I_F = 3.0A @ I_F = 9.4A	V_{FM}	0.475 0.850	0.500 0.900	0.525 0.950	V
Peak Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage (Note 3)	@ T_A = 25°C @ T_A = 100°C	I_{RM}	2.0 20			mA

Notes:
1. EU Directive 2002/95/EC (RoHS). All applicable RoHS exemptions applied, see EU Directive 2002/95/EC Annex Notes.
2. For packaging details, go to our website at http://www.diodes.com.
3. Short duration pulse test used to minimize self-heating effect.
4. Measured at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case.
5. Thermal resistance from junction to lead vertical P.C.B. mounted, 0.500" (12.7mm) lead length with 2.5 x 2.5" (63.5 x 63.5mm) copper pad.

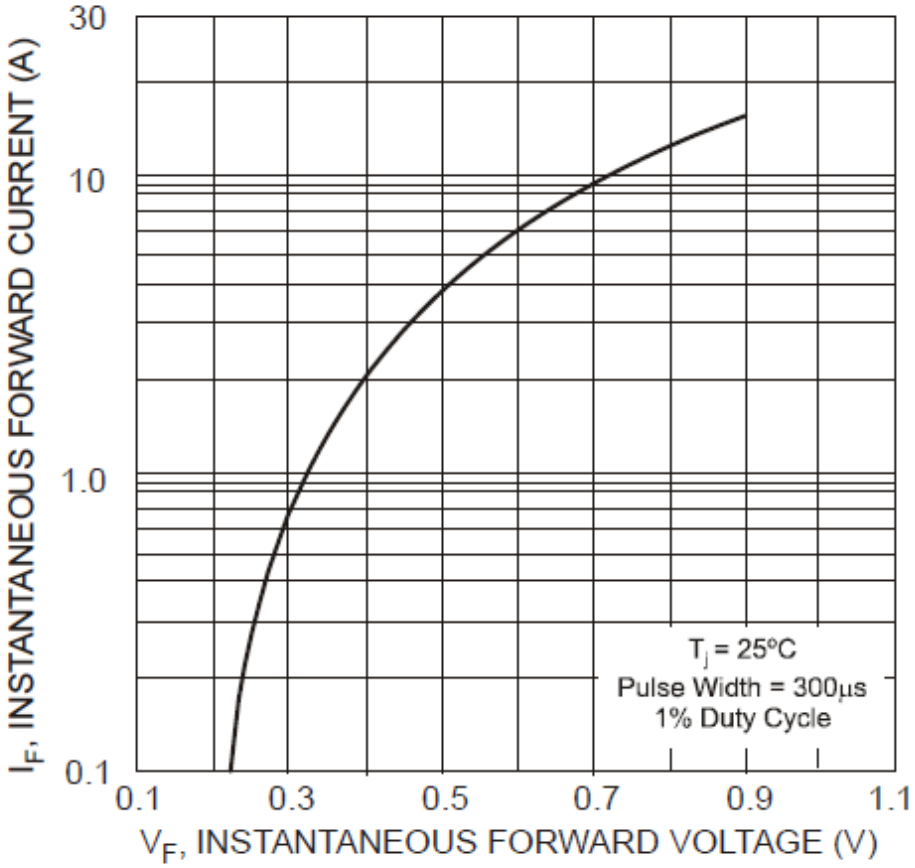


Fig. 2 Typical Forward Voltage Characteristics

Références 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 alimentes par in panneau photovoltaïque", thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Verne, Amiens, France 2006.

Anglais :

Abstract :

The Buck chopper using in the DC-DC conversation, and he is the responsible of the fall of the voltage. In this memory we study all the categories converters, and we make the realization of the Buck converter, for this study we need to dimensioning the component of the montage, and we analysis this converter.

Keywords: Chopper, Buck, synthesis, dimensioning, design, control, switching, duty cycle, analysis, DC-DC converter.

Francais:

Résumé:

L'objectif visé par ce travail est l'étude et réalisation d'un hacheur Buck qui est une alimentation à découpage à conversion directe abaisseur de tension, employée pour le transfert d'énergie entre deux sources dont la source de départ est une source de tension et la charge est une source de courant.
Cette réalisation est basée sur l'analyse et la modélisation de l'hacheur conçu, ainsi que le dimensionnement des composants utilisé.

Mots-clés : Hacheur, abaisseur/dévolteur, synthèse, dimensionnement, conception, commande, commutation, rapport cyclique, analyse, convertisseur continu-continu.

Arabic :

ملخص: الهدف المطلوب في هذا العمل هو دراسة و تطبيق لمحول خافض للتوتر. هذا المحول يستعمل من اجل تحويل الطاقة بين منبعين حيث منبع الدخول هو منبع الجهد و منبع الحمولة هو منبع التيار.

هذا التطبيق يرتكز على تحليل وتصميم المحول المطلوب وايضا دراسة ابعاد العناصر المستعملة.

الكلمات المفتاحية: محول خافض للتوتر,تصميم,تطبيق,تحكم,تحليل,محول مستمر-مستمر, المعامل الدوري.