

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Filière Électronique
Spécialité Instrumentation

présenté par

Mme CHERRATI Nabila

Optimisation des pertes de commutation d'un hacheur survolteur (BOOST)

Proposé par : Mr AKHRIB & Mr SAHNOUNE CHAOUCHE

Année Universitaire 2019-2020

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE 1 : ETUDE DES CONVERTISSEURS STATIQUES

1- INTRODUCTION 3

2- LES DIFFÉRENTS TYPES DES CONVERTISSEURS 4

 2-1 LES CONVERTISSEURS AC-DC : Les redresseurs 4

 2-1-1 Introduction 4

 2-1-2 Montages redresseurs 5

 2-2 LES CONVERTISSEURS DC-AC : Les onduleurs 5

 2-3 LES CONVERTISSEURS AC-AC : Les gradateurs 5

 2-4 LES CONVERTISSEURS DC-DC 6

 2-4-1 Les alimentations à découpage 6

 2-4-1-1 Avantages de l'alimentation à découpage 7

 2-4-2 Les Hacheurs 7

 2-4-2-1 Hacheur dévolteur ou série (Buck) 8

 2-4-2-1-1 Structure 8

 2-4-2-1-2 Fonctionnement 8

 2-4-2-2 Hacheur survolteur ou parallèle (Boost) 9

 2-4-2-2-1 Structure 9

 2-4-2-2-2 Fonctionnement 10

 2-4-2-3 Hacheur à accumulation inductive (Buck & Boost) 11

 2-4-2-3-1 Structure 11

3- DOMAINE D'APPLICATION DES CONVERTISSEURS 12

4- LES INTERRUPTEURS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE 12

 4-1 Diode 12

 4-2 Transistor de puissance 13

 4-2-1 Remarques 13

 4-3 Thyristor 15

SOMMAIRE

4-3-1 Remarques.....	16
4-4 GTO	16
4-4-1 Remarques.....	17
5- CRITERE DE CHOIX DES INTERRUPTEURS ELECTRONIQUES	17
6- CONCLUSION	17

CHAPITRE 2 : ETUDE DES PERTES DANS LES MOSFETS

1- INTRODUCTION	19
2- LA COMMUTATION	19
3- TRANSISTOR MOSFET DE PUISSANCE	20
3-1 Définition	20
3-2 Symbole et constitution	21
3-3- Caractéristiques d'un MOSFET	21
3-3-1 Caractéristiques statiques	21
3-4 Avantages et inconvénients d'un MOSFET	22
3-4-1 Avantages	22
3-4-2 Inconvénients	22
4- MOSFET EN REGIME DE COMMUTATION	22
4-1 Règles de fonctionnement MOSFET canal N ou canal P	23
4-2 Principes de fonctionnement	24
4-3 Analyse de la commutation sur charge inductive	25
4-3-1 Commutation a la fermeture.....	27
4-3-2 Commutation a l'ouverture.....	28
5- PERTES DE PUISSANCE DANS LES MOSFETS.....	30
5-1 Présentation de la problématique liée aux pertes	30
5-1-1 Les pertes par conduction	30
5-1-2 Les pertes par commutation	31
6- CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION	32
6-1 Définition	32
6-2 Circuit d'aide à la commutation à la fermeture	32
6-3 Circuit d'aide à la commutation à l'ouverture	34
7- SCHEMA FINAL ET BILAN	36
8- COCLUSION	37

SOMMAIRE

CHAPITRE 3 : REALISATION ET OPTIMISATION EN PERTES D'ENERGIE D'UN CONVERTISSEUR BOOST

1- INTRODUCTION.....	38
2- ORCAD PSPICE.....	38
3- PROCEDURE	39
4- ETAPES DE SIMULATION	40
4-1 Etape1: CONVERTISSEUR SANS CALC	40
4-1-1 Résultats de Simulation	40
4-1-2 Mesure des pertes de puissance.....	42
4-2 Etape 2: CONVERTISSEUR AVEC CALC	43
4-2-1 Résultats de Simulation	44
4-2-2 Mesure des pertes de puissance	45
5- REALISATION DE CIRCUIT IMPRIME DE CONVERTISSEUR BOOST AVEC ET SANS CALC	47
6- RESULTATS ET DISCUSION	51
7- MINIMISATION DE VOLUME DE PCB PAR L'UTULISATION DE LA TECHNOLOGIE SMT	53
7-1 Historique	53
7-2 Abréviations	54
7-3 Avantage	54
8- OPTIMISATION SMT DE NOTRE CIRCUIT BOOST	55
9- COCLUSION	56
CONCLUSION GENERALE	57

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ANNEXE

Remerciements

***Merci à ceux qui ont
contribué à la
réalisation de ce
travail.***

ملخص:

تكون الخسائر من خلال محول الطاقة الكهربائية في الغالب في أشباه الموصلات التي توفر التبديل. من أجل تحسين محول ثابت؛ من المخطط دراسة مجموعة المحولات (BOOST) عن طريق المحاكاة وكذلك تحقيق بطاقتين، واحدة مع دائرة مساعدة التبديل، والأخرى بدون هذه الدائرة، من أجل إثبات تأثير دوائر المساعدة في تقليل خسارة الطاقة.

كلمات المفاتيح:

المحولات ; فقدان الطاقة; التحسين باستخدام CALC .

Résumé : Les pertes d'énergie électrique à travers un convertisseur statique sont essentiellement au niveau des semi-conducteurs lors de la commutation.

Dans l'objectif d'optimiser les pertes dans un convertisseur statique ; on prévoit d'étudier un montage hacheur survolteur (BOOST) par la simulation et par la réalisation de deux cartes électroniques ; l'une avec un circuit d'aide à la commutation, et l'autre sans ce circuit, afin de comparer ces derniers en terme de pertes d'énergie.

Mots clés : commutation dans un hacheur ; perte d'énergie ; optimisation avec un CALC.

Abstract: The losses in an electrical energy converter are mainly caused by the switching of the semiconductors.

to optimize the switching losses in a static converter; we have simulated and realized two chopper circuits with and without a CALC in order to compare the results in terms of switching power losses.

Keywords: switching in a chopper; energy loss; optimization with a CALC.

Listes des acronymes et abréviations

AC	courant alternatif
DC	courant continu
V_e	tension d'entrée
V_s	tension de sortie
V	volt
R	résistance
L	inductance
C	capacité
D	diode
S	interrupteur
V_i	tension initiale
V_o	tension de sortie
V_d	tension aux bornes de la diode
MOSFET	Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
K	interrupteur
I	intensité de courant
T	la période
α	le rapport cyclique
t	le temps
$V_{L\text{moy}}$	tension moyenne aux bornes de l'inductance
F	la fréquence
A,K	anode, cathode
D	Drain
S	source
G	grille
V_{GS}	tension entre grille et source
GTO	gate turn-off
Kva	kilo volt ampère
R_{DS}	résistance entre drain et source
V_{GSth}	tension entre grille et source seuil
V_{GSM}	tension entre grille et source de saturation
Ω	ohm
W	watt

LISTE DE FIGURES

CHAPITRE 1 : ETUDE DES CONVERTISSEURS STATIQUES

Figure 1.1: Classification des convertisseurs	3
Figure 1.2: Conversion AC-DC	4
Figure 1.3: Conversion DC-AC.....	5
Figure 1.4: Conversion AC-AC	6
Figure 1.5: Conversion DC-DC.....	7
Figure 1.6: Schémas d'un hacheur série (Buck)	8
Figure 1.7: Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur S.9	
Figure 1.8: Schémas d'un hacheur parallèle (Boost)	9
Figure 1.9: Chronogrammes de courant et de tension aux bornes de la bobine	10
Figure 1.10: Chronogrammes des divers courants.....	11
Figure 1.11: Schéma d'un hacheur à accumulation inductive (Buck & Boost)	11
Figure 1.12: Les caractéristiques $v-i$ d'une diode	13
Figure 1.13: Les symboles utilisés pour représenter les différents types des transistors	13
Figure 1.14: Le symbole représentatif du thyristor.	15
Figure 1.15: Le symbole représentatif du GTO	16

CHAPITRE 2 : ETUDE DES PERTES DANS LES MOSFETS

Figure 2.1: Symbole d'un MOSFET.....	21
Figure 2.2 : Caractéristiques statiques d'un MOSFET.....	21
Figure 2.3 : Coupe schématique d'un MOSFET	23
Figure 2.4 : symbole d'un MOSFET.....	24
Figure 2.5 : Montage de base utilisant un MOSFET à canal N	25
Figure 2.6 : Caractéristique statique simplifiée de R_{DSon}	25
Figure 2.7 : (a) Coupe d'une cellule de MOSFET de puissance, (b) son circuit équivalent ...	26
Figure 2.8 : Commutation à la fermeture sur charge inductive en conduction continue	28
Figure 2.9 : Commutation à l'ouverture sur charge inductive en conduction continue	29

LISTE DE FIGURES

Figure 2.10 : Chronogrammes de tension et de courant associés au transistor	30
Figure 2.11 : Schéma de principe du circuit d'aide à la commutation à la fermeture	32
Figure 2.12 : Chronogramme du circuit d'aide à la commutation à la fermeture	33
Figure 2.13 : Circuit d'aide à l'ouverture	34
Figure 2.14 : Commutation à l'ouverture avec circuit d'aide	35
Figure 2.15 : La charge, son interrupteur et les CALC à la fermeture et à l'ouverture	36

CHAPITRE 3 : REALISATION ET OPTIMISATION D'UN CONVERTISSEUR BOOST

Figure 3.1: Schéma d'un convertisseur boost avec un MOSFET	39
Figure 3.2: Forme d'onde de la tension de la source et la charge ($f=30\text{kHz}$	40
Figure 3.3: Forme d'onde de la tension de la source et la charge ($f=50\text{kHz}$	41
Figure 3.4: Schéma d'un convertisseur boost avec un MOSFET	42
Figure 3.5: Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain et la puissance dissipée par MOSFET à la fréquence de commutation $f=50\text{kHz}$	42
Figure 3.6: Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain et la puissance dissipée par MOSFET à la fréquence de commutation $f=30\text{kHz}$	43
Figure 3.7: Schéma d'un convertisseur BOOST à MOSFET avec CALC.....	44
Figure 3.8: Forme d'onde de la tension de la source et la charge ($f=30\text{kHz}$	44
Figure 3.9: Forme d'onde de la tension de la source et la charge ($f=50\text{kHz}$	45
Figure 3.10: Schéma d'un convertisseur boost à MOSFET avec CALC	45
Figure 3.11: Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain et la puissance dissipée par MOSFET à la fréquence de commutation $f=50\text{kHz}$	46
Figure 3.12: Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain et la puissance dissipée par MOSFET à la fréquence de commutation $f=30\text{kHz}$	47
Figure 3.13: Schéma des connexions de convertisseur boost avec CALC.....	48
Figure 3.14: Circuit imprimé, qu'on a réalisé, de convertisseur boost	48
Figure 3.15: Carte électronique de notre convertisseur boost sans CALC	49
Figure 3.16: Carte électronique de notre convertisseur boost avec CALC	49
Figure 3.17 : Photos montrant différents tests sur nos convertisseurs boost avec et sans CALC	50

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE 3 : REALISATION ET OPTIMISATION D'UN CONVERTISSEUR BOOST

Tableau 3.1 : Comparaison des résultats pratique du circuit avec et sans CALC	50
Tableau 3.2 : Tableau des termes décrivent les composants, la technique et les machines utilisées dans la fabrication SMT	53

L'électronique de puissance est la branche qui a pour objectif l'étude de la conversion statique d'énergie électrique entre deux systèmes (source et actionneur) ; notamment les structures, les composants, les commandes et les interactions avec l'environnement.....

Cette énergie est disponible soit sous une forme alternative (réseau de distribution électrique, alternateur...), soit sous une forme continue (batterie, génératrice..) ,il est donc nécessaire d'assurer, d'une part, une fonction de conversion de l'énergie électrique en rendant compatible les différentes caractéristiques(tension, courant, fréquence)des deux systèmes et d'autre part, une fonction de contrôle de cet échange d'énergie. C'est le rôle des convertisseurs statiques.

L'électronique de puissance permet :

- Une utilisation plus souple et plus adaptée de l'énergie électrique ;
- Une amélioration de la gestion de l'énergie électrique ;
- Une discrétion par une réduction des masses et des volumes.

Elle est présente dans tous les grands secteurs technologiques (transport, production, santé...) surtout avec la diminution de la taille, du poids et du coût des convertisseurs en grande partie grâce aux progrès faits dans le domaine des interrupteurs électroniques.

C'est l'électronique de commutation : elle tire parti du fait qu'un interrupteur parfait fermé (résistance nulle, tension aux bornes nulle) ou ouvert (résistance infinie, courant traversant nul) ne dissipe aucune énergie, donc ne présente aucune perte. Lorsqu'il est associé à des éléments de filtrage passifs et purement réactifs (c'est-à-dire sans aucune résistance interne), il permet théoriquement de modifier la tension / le courant sans perte, donc de réaliser une conversion de tension ou de courant en conservant l'énergie. Ce but est atteint en découpant la tension / le courant à très haute fréquence (par rapport à la fréquence d'entrée ou de sortie du convertisseur) et en lissant le résultat obtenu pour en extraire la valeur moyenne. En pratique, on doit s'attendre à des pertes de l'ordre de 2 à 10 % dues à l'imperfection des éléments physiques qui le constituent.

INTRODUCTION GENERALE

La montée en fréquence des convertisseurs statiques entraîne une augmentation des pertes par commutation dans les interrupteurs. Ces pertes peuvent être réduites, par l'ajout de circuit d'aide à la commutation sans modifier le principe de fonctionnement du convertisseur.

Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à la possibilité de minimiser les pertes d'énergie dues à la commutation dans les convertisseurs survolteurs BOOST par les deux voies : simulation et réalisation pratique.

Dans le premier chapitre, nous présenterons les différents types de convertisseur statique et quelques notions sur les interrupteurs en électronique de puissance.

Le second chapitre sera consacré à la présentation du concept de commutation, MOSFET en régime de commutation, pertes de puissance dans les MOSFET, et comme il est impératif d'utiliser les circuits d'aide à la commutation dans notre travail nous détaillerons les deux circuits CALC en fermeture et en ouverture.

Le troisième chapitre est le noyau de notre travail et on abordera l'interprétation pratique des résultats de simulation par le logiciel PSPICE du convertisseur BOOST. La réalisation pratique sera faite sur deux cartes électronique (PCB) avec et sans circuit d'aide à la commutation CALC, ensuite en va réaliser le circuit convertisseur BOOST avec CALC en utilisant la technologie de montage SMT afin de monter l'étendue du développement technologique.

Enfin, une conclusion reprendra les choix et les résultats de notre étude.

CHAPITRE 1

ETUDE DES CONVERTISSEURS STATIQUES

1- INTRODUCTION

Un convertisseur statique est une interface entre la source d'énergie électrique et la charge. Sa vocation première est d'assurer une adaptation entre la source et le récepteur.

Exemple :

- Une alimentation stabilisée est un convertisseur qui transforme la tension alternative sinusoïdale du réseau Sonelgaz en tension continue (famille des redresseurs).
- Un onduleur de secours transforme la tension continue des batteries en tension alternative pour alimenter, par exemple, du matériel informatique (famille des onduleurs).

Les convertisseurs statiques utilisent des semi-conducteurs (transistors, thyristors, diodes...) travaillant en commutation, c'est-à-dire en interrupteur (ouvert-fermé) et des éléments réactifs (inductances, condensateurs) pour assurer un rendement de conversion proche de 100 %.

La figure ci-dessous indique les différentes familles de conversions.

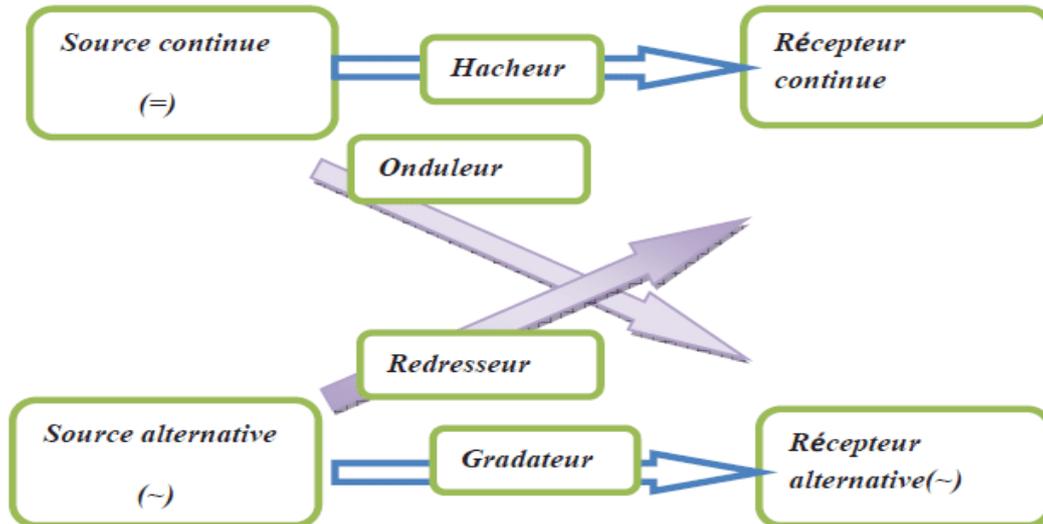


Figure 1.1: Classification des convertisseurs.

La notion de **Réversibilité** est très importante. Un convertisseur statique est dit réversible lorsqu'il permet un transit de l'énergie dans les deux sens.

Les principaux indicateurs des performances d'un convertisseur sont:

- Un rendement aussi élevé que possible.
- Un volume le plus réduit possible.
- Un poids le plus faible possible.
- Un coût le plus bas possible.
- Une grande fiabilité.

2- LES DIFFÉRENTS TYPES DES CONVERTISSEURS

2-1 LES CONVERTISSEURS AC-DC : Les redresseurs

2-1-1 Introduction

Les montages redresseurs, souvent appelés simplement redresseurs, sont les convertisseurs statiques qui assurent directement la conversion alternatif-continu. Alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu un récepteur. On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif. Comme c'est sous cette seconde forme que l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications. Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés, ne permettent pas de faire varier le rapport entre la ou les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie. De plus, ils sont irréversibles, c'est-à-dire que la puissance ne peut aller que du côté alternatif vers le côté continu.

Les redresseurs à thyristors, ou redresseurs contrôlés, permettent, pour une tension alternative d'entrée fixée, de faire varier la tension continue de sortie.

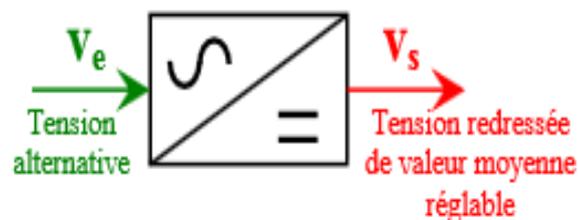


Figure 1.2: Conversion AC-DC.

2-1-2 Montages redresseurs

Pour convertir de l'alternatif en continu, il existe plusieurs méthodes ; les redresseurs les plus simples se contentent de supprimer les tensions négatives (ou positives), alors que d'autres les transforment en tensions de signe contraire. On distingue ainsi :

- Les **redresseurs simple alternance** qui annulent les tensions négatives (ou positives).
- Les **redresseurs double alternance** qui transforment les tensions négatives en tensions positives (ou inversement).

2-2 LES CONVERTISSEURS DC-AC : Les onduleurs

Les onduleurs permettent d'obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue fixe. On peut régler la fréquence de la tension alternative et sa valeur efficace.

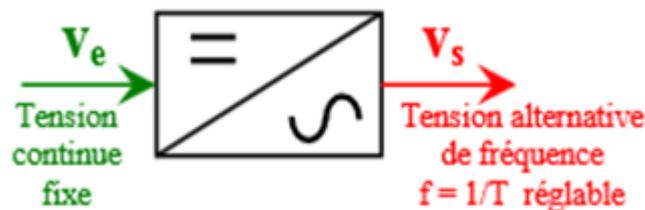


Figure 1.3: Conversion DC-AC.

Les onduleurs sont utilisés pour la production d'une tension alternative à une fréquence fixe ou variable, l'alimentation de certains équipements indépendants de la présence du réseau (notion de continuité de service ou alimentation sans interruption).

2-3 LES CONVERTISSEURS AC-AC : Les gradateurs

Les gradateurs permettent d'obtenir une tension alternative de valeur efficace contrôlable à partir d'une tension alternative de valeur efficace et de fréquence fixe. La fréquence d'un gradateur n'est pas réglable.

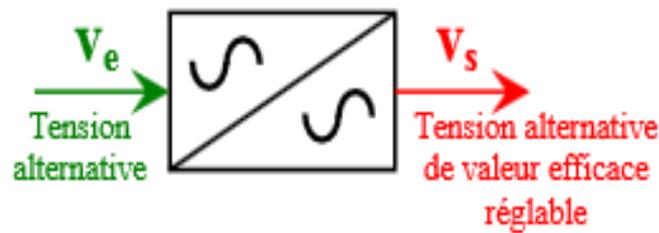


Figure 1.4: Conversion AC-AC

Les gradateurs sont utilisés en électrothermie (alimente les fours à induction), en éclairage, le démarrage progressif de moteurs asynchrones.

2-4 LES CONVERTISSEURS DC-DC

Les convertisseurs continu-continu ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. La tension continue de départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée... On distingue deux types de convertisseurs continu-continu. Ceux qui sont non isolés, que l'on appellera **hacheurs**, et ceux qui comportent un transformateur assurant l'isolation galvanique, que l'on appelle **alimentations à découpage** (cas des alimentations de PC...).

2-4-1 Les alimentations à découpage

Une alimentation à découpage est une alimentation électrique dont la régulation est assurée par des composants électroniques de puissance utilisés en commutation (généralement des transistors). Ce mode de fonctionnement diffère de celui des alimentations linéaires dans lesquelles les composants électroniques sont utilisés en mode linéaire. Une alimentation à découpage de type (forward) est une alimentation qui transmet instantanément la puissance, alors que celle de type (flyback) stocke cette énergie sous forme d'énergie magnétique dans une inductance (bobine) et libère ensuite cette énergie dans un circuit dit secondaire.

Les alimentations à découpage se sont fortement développées depuis les années 1980 pour pallier les inconvénients des alimentations linéaires : poids élevé et faible rendement. Elles sont utilisées désormais dans tous les appareils électroniques « grand public ».[1]

2-4-1-1 Avantages de l'alimentation à découpage

- ✓ rendement élevé (100% théorique, 70 à 90% typiques).
- ✓ dissipation de chaleur réduite composants de petite taille (transfo, condensateurs).
- ✓ coût réduit (moins de matière première).
- ✓ nombreux contrôleurs et régulateurs intégrés pour découpage.
- ✓ plages d'alimentations étendues (85 à 264V, 110 à 400V par exemple).[2]

2-4-2 Les Hacheurs

Les hacheurs sont les convertisseurs statiques qui permettent le transfert de l'énergie électrique d'une source continue vers une autre source continue. (Ils sont l'équivalents des transformateurs en alternatif). Lorsque l'entrée et la sortie sont de natures dynamiques différentes, on peut les relier directement (on parle alors de hacheur à liaison directe). Lorsqu'elles sont de même nature dynamique, il faut faire appel à un élément de stockage momentané (on parle dans ce cas de hacheur à accumulation). Enfin dans le cas où l'isolation galvanique de la sortie avec l'entrée est une nécessité, on réalise des hacheurs dits « isolés ». Suivant le degré de réversibilité que l'on désire, la structure du montage diffère.

Enfin, suivant la puissance nominale du système, la technologie des composants ne sera pas la même. [2]

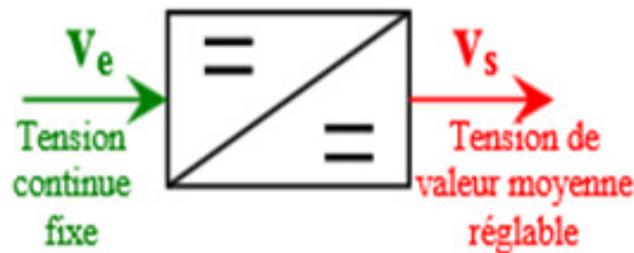


Figure 1.5: Conversion DC-DC.

2-4-2-1 Hacheur dévolteur ou série (Buck)

Son nom est lié au fait que la tension moyenne de sortie est inférieure à celle de l'entrée.

2-4-2-1-1 Structure

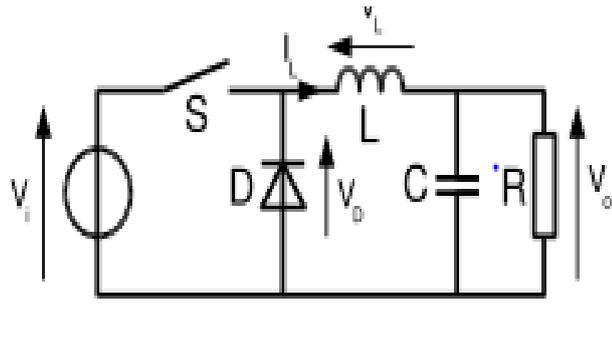


Figure 1.6: Schémas d'un hacheur série (Buck)

2-4-2-1-2 Fonctionnement

La pièce essentielle est l'inductance, qui passe alternativement de charge (réduisant la tension, fournit par le générateur, disponible pour le circuit en aval) à source (fournissant une tension alors que le générateur est mis hors circuit). Le fonctionnement peut être divisé en deux phases suivant l'état de l'interrupteur S :

- On ferme l'interrupteur S. Le courant fourni par le générateur, initialement nul, augmente linéairement et traverse l'inductance. L'inductance s'oppose à cette augmentation du courant, produisant une tension opposée, et elle stocke l'énergie reçue sous forme magnétique. la tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = V_i - V_o$. La diode étant polarisée en inverse avec la tension V_i du générateur, aucun courant ne la traverse.
- L'interrupteur est ouvert. Le générateur est mis hors circuit, plus aucun courant ne le traverse. La diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. Le courant traversant l'inductance décroît. L'inductance s'oppose à cette réduction du courant, produisant une tension qui la met en situation de source pour le circuit aval, en utilisant l'énergie magnétique stockée à la phase

précédente. La tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = V_o$.

Un circuit de commande de l'interrupteur le fait alterner à un rythme adéquat pour obtenir la tension désirée.

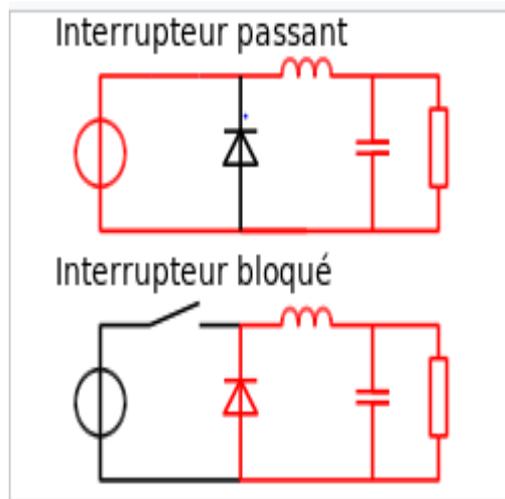


Figure 1.7 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur S

2-4-2-2 Hacheur survolteur ou parallèle (Boost)

Dans ce hacheur, la tension moyenne de sortie est supérieure à la tension d'entrée, d'où son nom. Cette structure demande un interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage (bipolaire, MOS, IGBT...) et une diode (amorçage et blocage spontanés).[6]

2-4-2-2-1 Structure

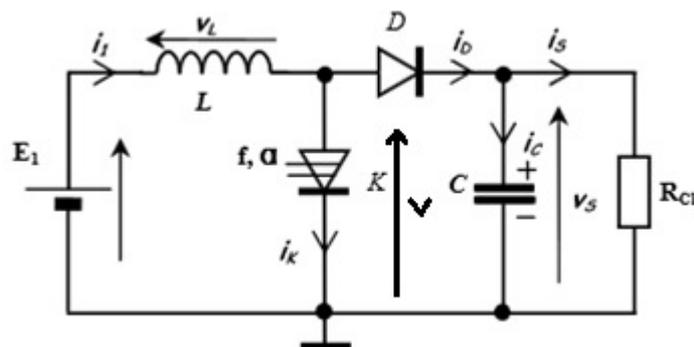


Figure 1.8: Schémas d'un hacheur parallèle (Boost).

2-4-2-2-2 Fonctionnement

Le montage possède deux régimes de fonctionnement :

Phase $0 < t < \alpha T$: Dans un premier temps l'interrupteur électronique k est en état de conduction et l'inductance L emmagasine de l'énergie électromagnétique. Pendant ce temps la tension est maintenue constante dans la charge grâce au condensateur.

$$V = 0 \text{ et } V_L = E_1 = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E_1}{L} \Rightarrow i_L(t) = \frac{E_1}{L} t + i_{\min} \dots\dots\dots(1)$$

$$\text{A } t = \alpha T : i_L(\alpha T) = \frac{E_1}{L} \alpha T + i_{\min} \dots\dots\dots(2)$$

➤ **Phase $\alpha T < t < T$:** l'interrupteur est ouvert, l'inductance se décharge à travers la diode D . De ce fait :

$$V_L < 0 ; E_1 + V_L = V_S$$

$$V_L = -L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = - \frac{V_L}{L} = - \frac{(V_S - E_1)}{L} = \frac{(E_1 - V_S)}{L}$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L} (E_1 - V_S) (t - \alpha T) + i_{\max} \dots\dots\dots (3)$$

Avec : $\frac{1}{L} (E_1 - V_S) < 0$ et $i_{\max} = i_L(\alpha T)$

$$\text{A } t = T : i_L(T) = \frac{1}{L} (E_1 - V_S) (T - \alpha T) + i(\alpha T) = i_{\min} \dots\dots\dots (4)$$

(2) dans (4) on obtient :

$$\frac{1}{L} (E_1 - V_S) (T - \alpha T) + \frac{E_1}{L} \alpha T + i_{\min} = i_{\min}$$

$$\frac{1}{L} (E_1 - V_S) (T - \alpha T) + \frac{E_1}{L} \alpha T = 0$$

Ce qui donne : $V_S = \frac{1}{1-\alpha} E_1$

Le rapport de conversion $\frac{V_S}{E_1}$ est toujours positif donc La tension de sortie est toujours supérieure à la tension d'entrée.

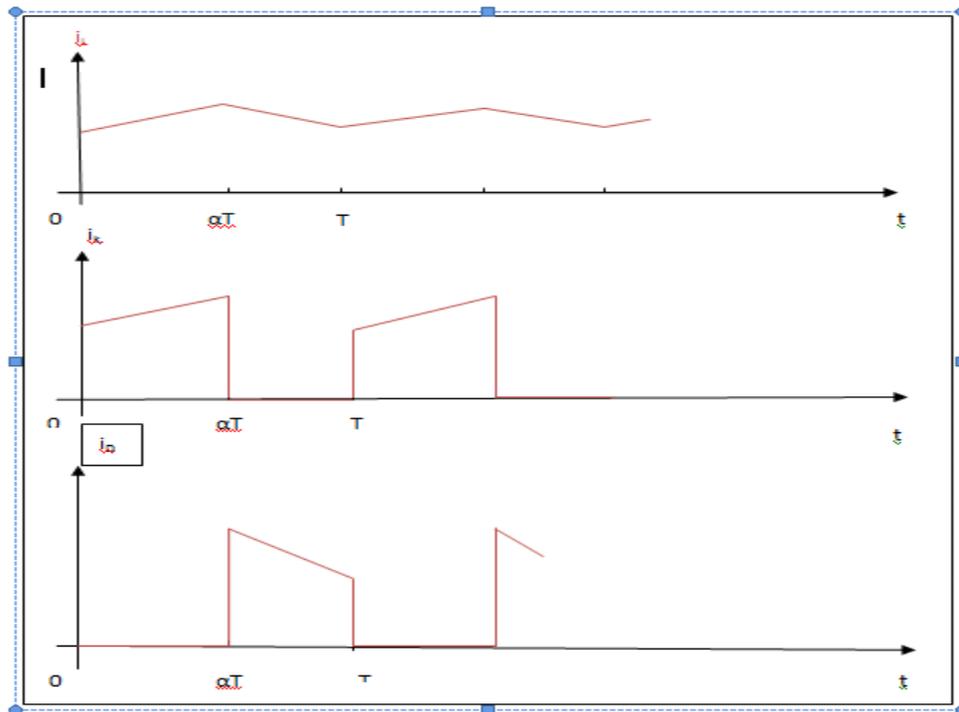


Figure 1.10:Chronogrammes des divers courants.

2-4-2-3Hacheur à accumulation inductive (Buck &Boost)

Nous retrouvons encore les mêmes éléments.

2-4-2-3-1 Structure.

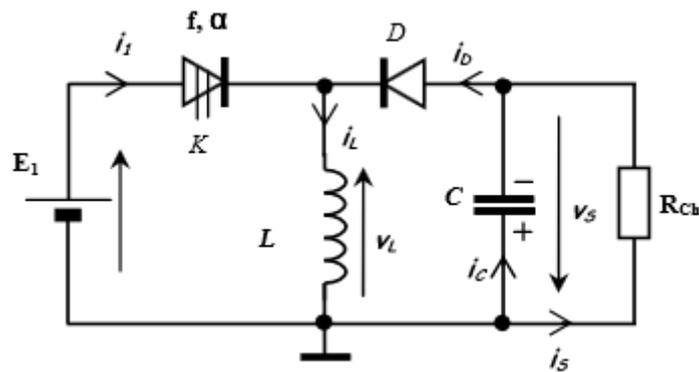


Figure 1.11:Schéma d'un hacheur à accumulation inductive (Buck &Boost)

3- DOMAINES D'APPLICATIONS DES CONVERTISSEURS

- Applications domestiques (alimentation des appareils électriques, électroménagers...)
- Applications industrielles (alimentation de Pompes, chariots électriques, compresseurs)
- Télécommunication (émetteurs de radiodiffusion, onduleurs de secours et alimentation de secours (AC et DC)).[3]

4- LES INTERRUPTEURS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Le principe des convertisseurs consiste à faire commuter des courants entre mailles adjacentes, ce qui nécessite l'emploi de composants permettant de réaliser la fonction interruption.

- Idéalement, l'interrupteur fermé aura une tension pratiquement nulle à ses bornes alors que le courant sera fixé par le reste du dispositif. En revanche, l'interrupteur ouvert aura une tension imposée par l'extérieur à ses bornes, mais ne sera traversé par aucun courant.

- On distinguera les actions (blocage ou amorçage) commandées (grâce à un signal électrique extérieur) des actions spontanées (suite à l'annulation ou au changement de signe d'une tension ou d'un courant par exemple).

L'électronique de puissance utilise des semi-conducteurs fonctionnant en «interrupteurs».

Un « interrupteur » peut être formé par un seul semi-conducteur ou par un groupement en série ou en parallèle de plusieurs semi-conducteurs.

4-1 Diode

La diode est un composant à deux électrodes, l'anode **A** et la cathode **K**, sans électrode de commande. Son fonctionnement, lui, est totalement imposé par le circuit dans lequel elle est insérée.

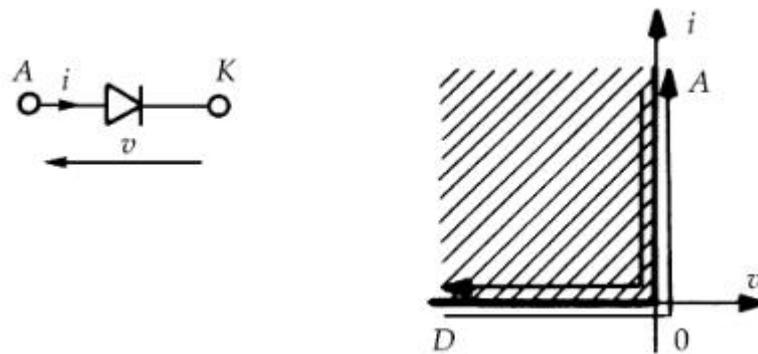


Figure 1.12: Les caractéristiques $v-i$ d'une diode.

4-2 Transistor de puissance

Un transistor est un interrupteur commandé comportant trois bornes, deux bornes entre lesquelles il remplit la fonction interrupteur et une borne auxiliaire qui forme avec une borne d'accès de commande.

Dans le transistor bipolaire classique (figure 13a) et l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) (figure 13c), l'accès de puissance est formé par le collecteur C et l'émetteur E, l'accès de commande par la base B et l'émetteur ou par la grille G et l'émetteur.

Dans le transistor MOSFET (Metal Oxide Semi-Conductor, Field Effect Transistor), (figure 13b), le circuit de puissance est relié au drain D et à la source S, le circuit de commande est branché entre la grille G et la source.

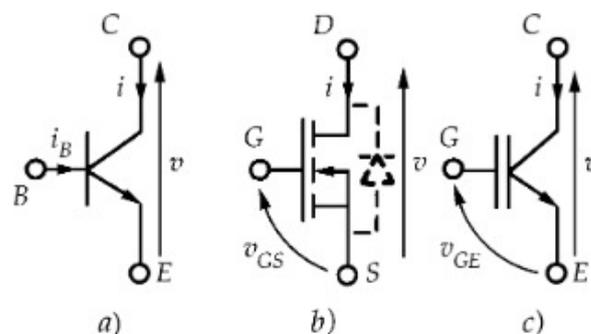


Figure 1.13: Les symboles utilisés pour représenter les différents types des transistors.

Le transistor bipolaire utilise une commande en courant. Si on injecte dans le circuit base-émetteur un courant de commande i_B suffisant, le transistor se comporte comme un interrupteur fermé. Si on impose à i_B une valeur nulle l'interrupteur est ouvert.

Les transistors MOSFET et IGBT ont une commande en tension. Le circuit entre grille et source ou entre grille et émetteur se comporte comme une capacité qu'il faut charger ou décharger. Une tension V_{GS} ou V_{GE} négative ou nulle maintient le blocage du transistor. En donnant à V_{GS} ou V_{GE} une valeur positive suffisante, le transistor devient passant.. Ce passage entraîne des pertes par commutation significatives au niveau du composant.

4-2-1 Remarques

- Le transistor bipolaire, qui a beaucoup contribué au développement des convertisseurs de moyenne puissance est maintenant supplanté par l'IGBT.
- Le transistor MOSFET offre de meilleures performances en termes de vitesse de commutation. Il est malheureusement limité en puissance car on ne peut réaliser un composant apte à tenir une tension élevée à l'état bloqué tout en présentant une faible chute de tension à l'état passant. Un MOSFET fort courant doit être une composante basse tension et inversement.

4-3 Thyristor

Un thyristor comporte trois bornes : l'anode **A** et la cathode **K**, entre lesquelles il joue le rôle d'interrupteur, et la gâchette **G** qui forme avec la cathode l'accès de commande.

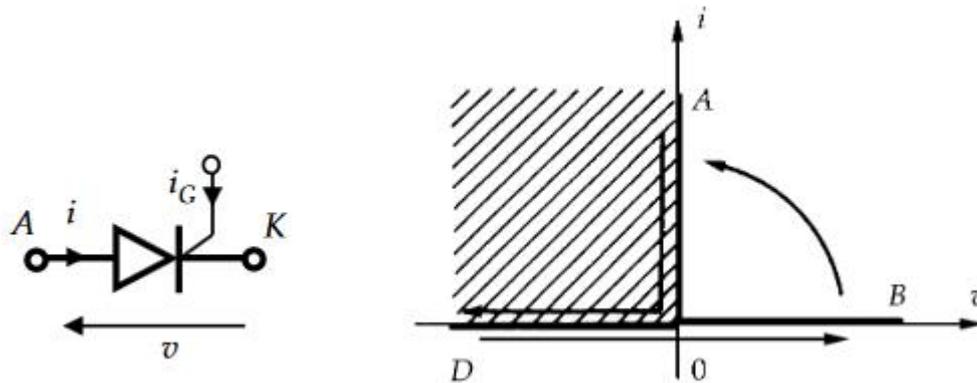


Figure 1.14: Le symbole représentatif du thyristor.

En l'absence de signal de commande (c'est-à-dire à courant i_G nul), le composant, bloqué lorsque la tension v est négative (branche **OD**), le reste si v devient positive (branche **OB**).

Lorsque la tension v est positive, on peut passer de **OB** à **OA** en envoyant un courant de commande i_G positif. La fermeture de l'interrupteur s'effectue donc par injection d'un courant de commande comme pour le transistor. Mais, dès que le courant i dépasse une certaine valeur appelée «courant d'accrochage», le composant se verrouille à l'état passant et on peut supprimer la commande sans entraîner un retour sur la branche **OB**.

Le retour à l'état bloquant ne peut s'opérer que de manière spontanée par passage de la branche **OA** à la branche **OD**. Le point de fonctionnement doit ensuite se maintenir sur cette branche pendant un temps suffisant, appelé temps de désamorçage, pour que le thyristor reste bloqué quand la tension v redevient positive.

4-3-1 Remarques

➤ Si on applique un courant de commande à la gâchette alors que la tension v à ses bornes est négative, le thyristor reste bloqué. Dès que la tension v cesse d'être négative, le thyristor s'amorce comme une diode. Ce mode de fonctionnement est à éviter car la présence d'un courant de gâchette, alors que v est négatif, augmente le courant de fuite et donc les pertes.

➤ Certains thyristors prévus pour fonctionner avec une diode en parallèle inverse sont asymétriques. Ils ne peuvent supporter une tension inverse.

4-4 GTO

Le thyristor GTO (Gate Turn-Off), souvent appelé simplement **GTO**, est un semi-conducteur dont la fermeture et l'ouverture peuvent être commandée par la gâchette. L'amorçage commandé du **GTO** (passage de **OB** à **OA**) est similaire à celui du thyristor classique. Toutefois, après amorçage, il est nécessaire de maintenir le courant de gâchette à une valeur légèrement positive pour assurer une bonne répartition du courant au sein du composant. Le blocage spontané par passage de la branche **OA** à la branche **OD** s'opère comme pour le thyristor classique si ce n'est qu'à partir du passage par le point **O**, il faut annuler le courant de gâchette, sinon on aurait un net accroissement du courant de fuite.

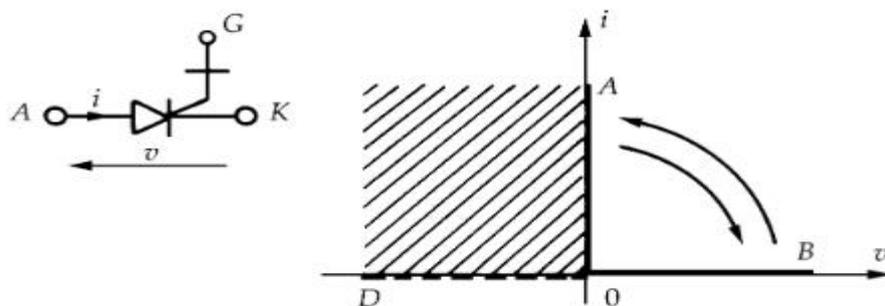


Figure 1.15: Le symbole représentatif du GTO.

4-4-1 Remarque

- Certains **GTO** sont asymétriques et ne peuvent supporter une tension négative à l'état bloqué. Leur comportement est alors similaire à celui d'un transistor de puissance.
- Tant en raison de leur faible vitesse de commutation qu'en raison de la complexité de leur circuit de commande, les **GTO** ne s'emploient qu'en très forte puissance lorsque les calibres en tension et en courant dépassent ceux qu'on peut atteindre avec des transistors de puissance.

5- CRITERE DU CHOIX DES INTERRUPTEURS ELECTRONIQUES

La conception des convertisseurs, pour les plus fortes puissances commutées, utilise des composants bipolaires comme le thyristor **GTO** (**GateTurn-off Thyristor**), ou l'**ETO** (**Emitter TurnOff thyristor**) évolution du thyristor. Par contre, dans le domaine des plus hautes fréquences, des composants unipolaires, tels que les transistors **MOSFET** (**Metal Oxyde Semiconducto rField Effect Transistor**) sont nécessaires. Pour les applications à des fréquences médianes, les composants mixtes, tels que l'**IGBT** (**Integrated Gate Bipolar Transistor**) ou l'**IEGT** (**Injection Enhanced Gate Transistor**).[3]

6- CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté des généralités sur les convertisseurs statiques ainsi que les différents types des convertisseurs.

Nous nous sommes concentrés surtout sur les convertisseurs DC-DC et en particulier le convertisseur **BOOST**.

Enfin, nous avons présenté les différents interrupteurs exploités en électronique de puissance.

CHAPITRE 2

ETUDE DES PERTES DANS LES MOSFETS

1- INTRODUCTION

Les composants à grille isolée (MOSFETs) sont aujourd'hui omniprésents dans les structures de conversion d'énergie. Utilisés sur une large gamme de fréquence de fonctionnement (du kilohertz à quelques mégahertz), ces interrupteurs sont amenés à commuter des puissances de plus en plus élevées (plusieurs dizaines voire centaines de kVA). Les applications concernées vont de la domotique (appareils électroménagers, électronique Hifi grand public, climatisation, informatique) à l'industrie (robotique, transport automobile, aéronautique et aérospatiale). Les qualités exigées de ces composants relèvent bien évidemment des performances électriques (puissance commutable, fréquence d'utilisation, faibles pertes en conduction et en commutation), mais aussi de leur intégrabilité et de leur fiabilité. Le composant doit faire le maximum de choses tout en occupant le minimum de place, et doit présenter un taux de défaillance tendant vers zéro. La filière technologique des MOSFETs est aujourd'hui pleinement maîtrisée, et permet la réalisation des densités de motifs élémentaires impressionnantes sur des surfaces de silicium de plus en plus restreintes. La volonté d'intégration relative à ces composants n'a jamais été aussi forte qu'aujourd'hui chez les industriels, motivés par l'abaissement des coûts, la diminution des volumes et la course à la miniaturisation.[4]

Dans ce chapitre on va se concentrer sur l'étude des pertes d'énergie dans les MOSFETs en régime de commutation (blocage/saturation).

2- LA COMMUTATION

L'interrupteur possède deux états stables, il faut bien entendu passer de l'un à l'autre. La commutation est un terme générique qui englobe les différents mécanismes de passage, au sein d'un convertisseur. Elle concerne directement les interrupteurs et pas les convertisseurs, comme nous le verrons dans la suite.

3- TRANSISTOR MOSFET DE PUISSANCE

Le transistor MOSFET de puissance est apparu sur le marché des composants discrets en 1976. Depuis, son utilisation dans le domaine de l'électronique de puissance a fortement progressé. Ce dispositif présente des qualités, face à son concurrent bipolaire, qui sont principalement:

- une facilité de commande par la grille isolée.
- Grande vitesse de commutation.

De plus, il nécessite une très faible puissance pour rester à l'état passant. Son inconvénient majeur réside dans sa chute de tension relativement élevée en régime de conduction. Cet inconvénient est d'autant plus marqué que le dispositif est prévu pour soutenir une tension élevée à l'état bloqué. C'est pourquoi de nombreuses technologies ont été développées afin d'améliorer la résistance du transistor MOSFET à l'état passant.[5]

3-1 Définition

Le transistor MOSFET (**M**etal **O**xide **S**emiconductor **F**ield **E**ffect **T**ransistor) agit comme un interrupteur permettant de commuter entre un état passant et un état bloqué. Ce composant utilisé pour des applications de puissance doit être suffisamment robuste pour supporter de fortes tensions et conduire de forts courants. Le MOSFET est un transistor dit unipolaire car la conduction du courant se fait par un seul type de porteurs de charge, soit par les électrons (transistors NMOS) soit par les trous (transistors PMOS). La mobilité des électrons étant supérieure à celle des trous, pour les semi-conducteurs de puissances on utilise préférentiellement des NMOS.

3-2 Symbole et constitution

Il existe deux types de transistors MOSFET à enrichissement :

- Les transistors MOSFET à enrichissement canal N.
- Les transistors MOSFET à enrichissement canal P.

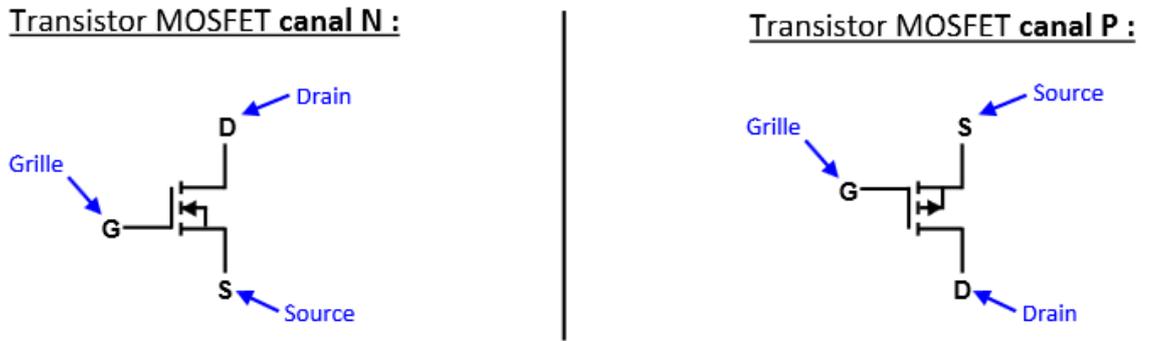


Figure 2.1: Symbole d'un MOSFET.

3-3 Caractéristiques d'un MOSFET

3-3-1 Caractéristiques statiques

Le transistor MOS se comporte comme une résistance (R_{DS}) commandée en tension (V_{GS})

$$V_{GS} \nearrow R_{DS} \searrow$$

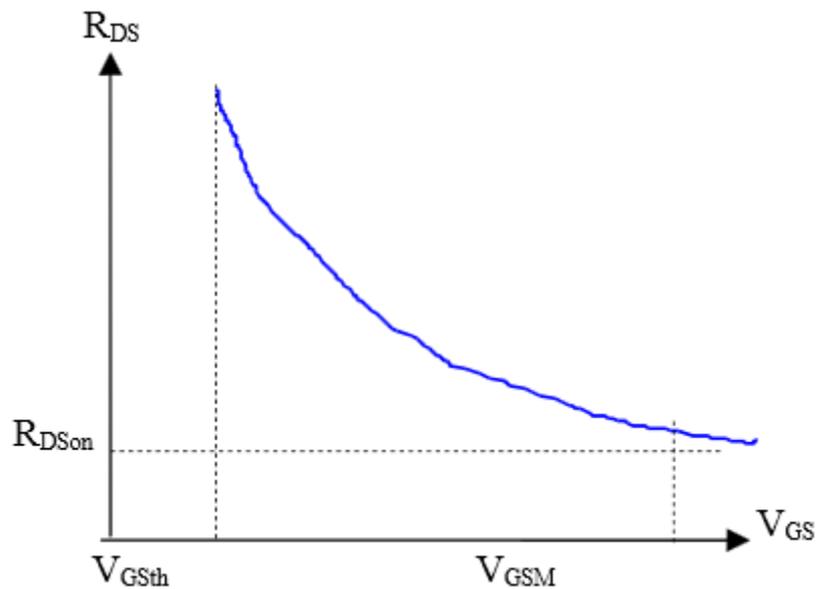


Figure 2.2 : Caractéristique statique d'un MOSFET.

Transistor passant: $V_{GSth} < V_{GS} < V_{GSM}$

Transistor bloqué: $V_{GS} < V_{GSth}$

3-4 Avantages et inconvénients d'un MOSFET

3-4-1 Avantages

- Facile à fabriquer car peu d'opérations.
- Petite surface de silicium.
- Le circuit de commande très simple.
- Le MOSFET supporte très bien la mise en parallèle sans dispositif particulier grâce à son coefficient de température positif. Il s'autorégule, si la température augmente, I_D diminue et donc la température décroît, etc...

3-4-2 Inconvénients

- Très sensible à la contamination lors de la fabrication.
- Très sensible aux Décharges Electrostatiques (ESD), ne jamais laisser la grille en l'air.
- MOSFET, pas très rapide.
- R_{DSon} très grande de dizaine de $m\Omega$ se qui engendre en pertes de conduction.
- V_{DS} important en état passant.

4- MOSFET EN REGIME DE COMMUTATION

En régime de commutation, le transistor MOSFET se comporte comme un interrupteur (entre D et S) commandé par la tension V_{GS} . La valeur de la tension V_{GS} qui détermine si un transistor conduit ou est bloqué, est appelée tension de seuil. Elle est notée V_T ou V_{GSth} dans les documentations techniques. La tension de seuil dépend du transistor utilisé (il faut consulter sa documentation technique).

Une coupe schématique de ce dernier est donnée ci-dessous.

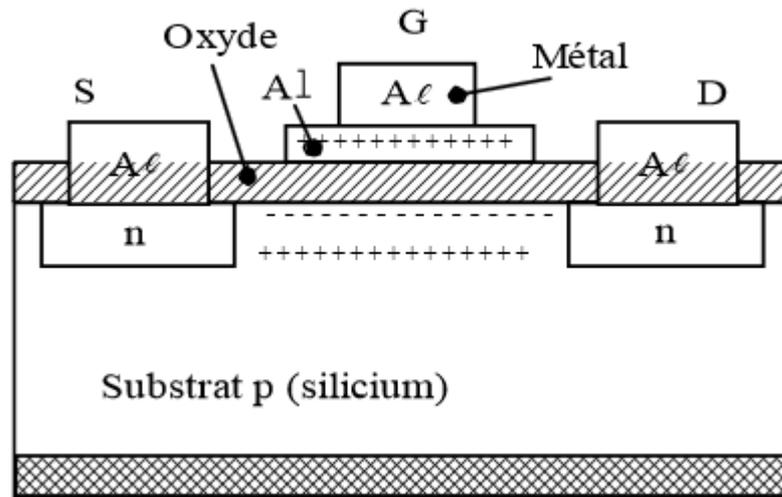
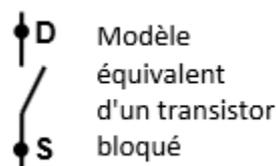


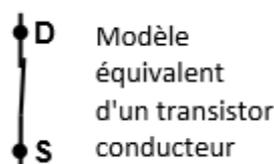
Figure 2.4 : Coupe schématique d'un MOSFET.

4-1 Règles de fonctionnement MOSFET canal N ou canal P

- Si $|V_{GS}| < |V_T| \Rightarrow$ Le transistor est bloqué, il se comporte comme un interrupteur ouvert



- Si $|V_{GS}| > |V_T| \Rightarrow$ Le transistor conduit, il se comporte comme un interrupteur fermé :



Son symbole sont portés sur la figure suivante :

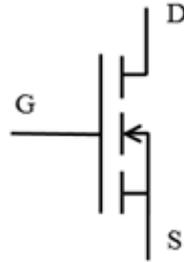


Figure 2.4 : symbole d'un MOS.

4-2 Principes de fonctionnement

La plaquette de silicium est dopée P au tirage, c'est le substrat. La source et le drain sont diffusés avec des impuretés N. La grille est en aluminium, elle est déposée sur l'oxyde (SiO_2) entre drain et source. La face arrière de la plaquette est, elle aussi, métallisée, elle doit être reliée au pôle négatif de l'alimentation tout comme la source. Pour les composants discrets, les constructeurs effectuent en interne la liaison face arrière source. Dans les circuits intégrés, on utilise le substrat, sur une entrée différentielle par exemple, pour équilibrer les MOS grâce à un potentiel variable.

Soit le montage suivant :

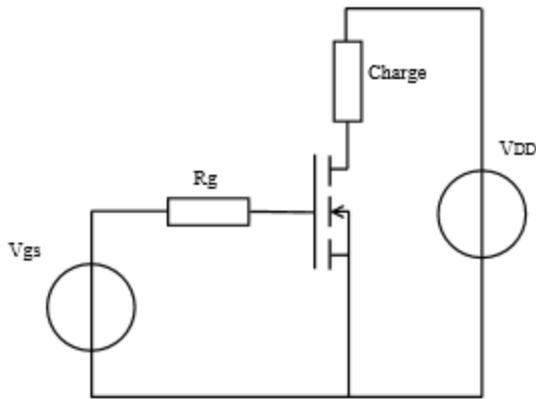


Figure 2.5 : Montage de base utilisant un MOSFET à canal N.

Si V_{GS} est nulle ou négative, aucun courant ne circule entre drain et source, car toutes les jonctions PN sont polarisées en inverse.

En appliquant une tension V_{GS} positive, on crée un champ électrique à la surface du substrat situé entre drain et source qui repousse les trous ou lacunes (positifs) du substrat et attire les électrons (porteurs minoritaires). Si V_{GS} est supérieure à une tension de seuil V_T ou V_{th} (threshold voltage), Il y a une inversion de polarité qui crée une zone mince ou canal dopé N qui met en relation, à travers une résistance R_{DSon} , le drain et la source. Un courant I_D prend naissance, il augmente jusqu'à I_{Dsat} dépendant de V_{GS} pour une tension V_{Dsat} . La résistance R_{DSon} est fonction de l'épaisseur du canal, ou dit autrement R_{DSon} dépend de la tension V_{gs} .

La caractéristique statique (valable pour de faible variation) de cette résistance de canal peut être représentée de façon simplifiée par le schéma suivant :

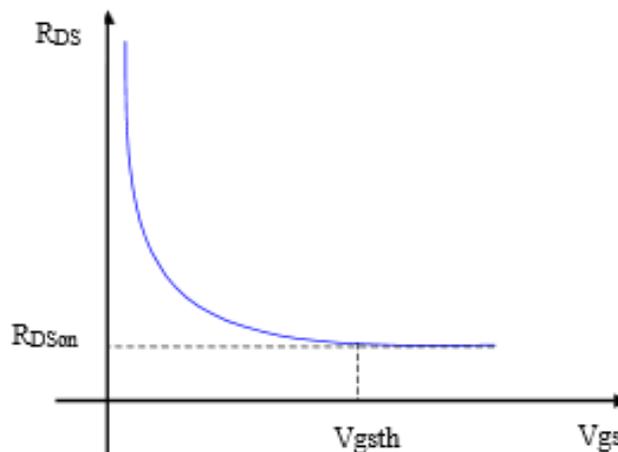


Figure 2.6 Le symbole représentatif du thyristor. : Caractéristique statique simplifiée de R_{DSon} .

4-3 Analyse de la commutation sur charge inductive

La majorité des charges que l'on rencontre en électronique de puissance sont inductives et fonctionnent en conduction continue (le courant dans la charge ne s'annule pas au cours de la période). Il est donc important de bien comprendre comment s'effectuent les commutations dans ce cas. Nous allons pour cela étudier le cas du hacheur simple. On montre facilement que la plupart des circuits plus complexes peuvent, du point de vue de la commutation de l'interrupteur, se ramener au cas du hacheur. La figure 2.7 montre le schéma de ce circuit et les principales formes d'ondes des courants y circulant.

La période de découpage T est prise faible devant la constante de temps L/R de la charge de manière à fonctionner en conduction continue avec une ondulation de courant relativement petite. L'interrupteur est périodiquement rendu conducteur pendant un temps αT , puis bloqué le reste de la période T .

Le paramètre $\alpha = \text{temps de conduction} / \text{période}$ est appelé rapport cyclique .

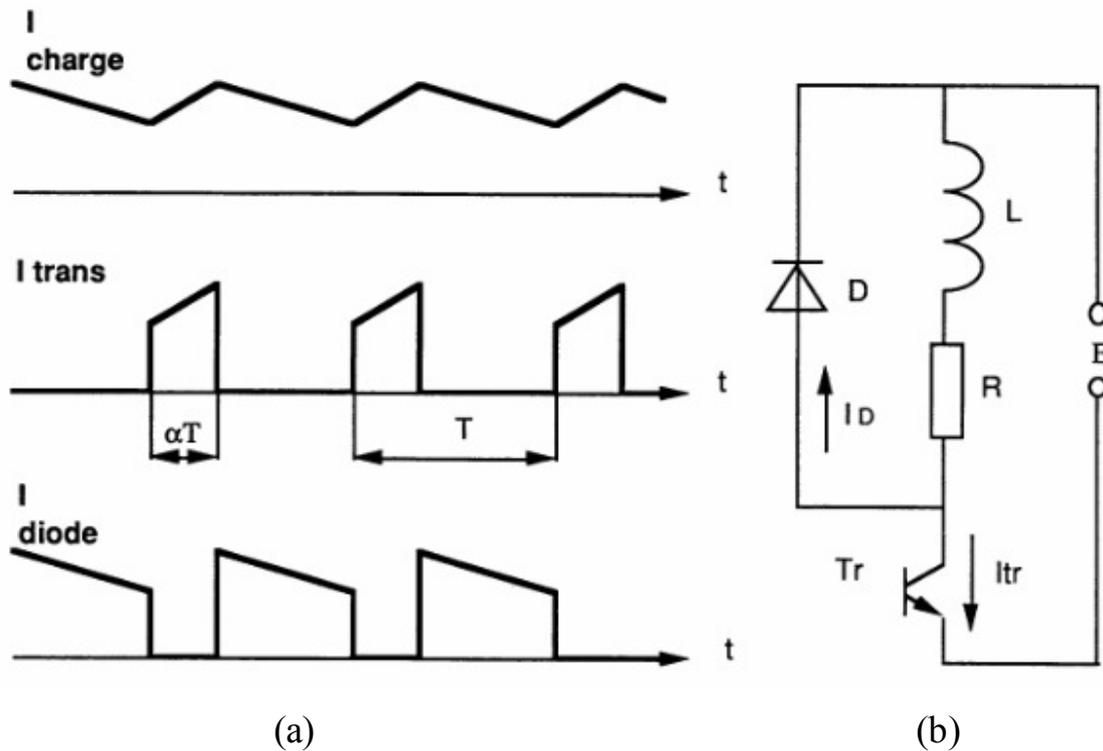


Figure 2.7 :(a) Principales formes d'ondes des courants, (b) Schéma de principe d'un hacheur simple.

Lorsque l'interrupteur est fermé l'équation du circuit s'écrit:

$$E = L \frac{di}{dt} + Ri \quad (0 < t < \alpha T) \dots\dots\dots(2.1)$$

En négligeant la chute de tension dans l'interrupteur. La diode D est alors bloquée (ouverte).

Lorsque l'interrupteur est ouvert, le courant continue à circuler à travers la charge par l'intermédiaire de la diode D dite diode . En négligeant la chute de tension dans la diode, l'équation du circuit est :

$$-L \frac{di}{dt} + Ri = 0 \quad (\alpha T < t < T) \dots\dots\dots (2.2)$$

Le courant dans la charge est donc continu et légèrement ondulé. Examinons successivement les instants de commutation (t=0 et t=αT).

4-4-1 Commutation a la fermeture

A l'instant t₀ on commande la fermeture de l'interrupteur. Juste avant cet instant, le circuit se trouvait en phase de roue libre et le courant circulait à travers la diode D. Pendant la durée de la commutation (très faible devant la période T, elle même petite devant la constante de temps L/R de la charge) on peut considérer que le courant dans la charge est constant, c'est à dire que la charge se comporte comme un générateur de courant. En appliquant la loi des nœuds on peut écrire:

I charge = I transistor + I diode = constante pendant la commutation

A partir de l'instant t₀ le courant s'établit dans l'interrupteur avec une vitesse di_k/dt qui ne dépend que des caractéristiques de celui-ci. Au fur et à mesure que le courant croît dans l'interrupteur, il décroît d'une quantité égale dans la diode (figure 2.8). A l'instant t₁ tout le courant de la charge traverse l'interrupteur et la diode se bloque.

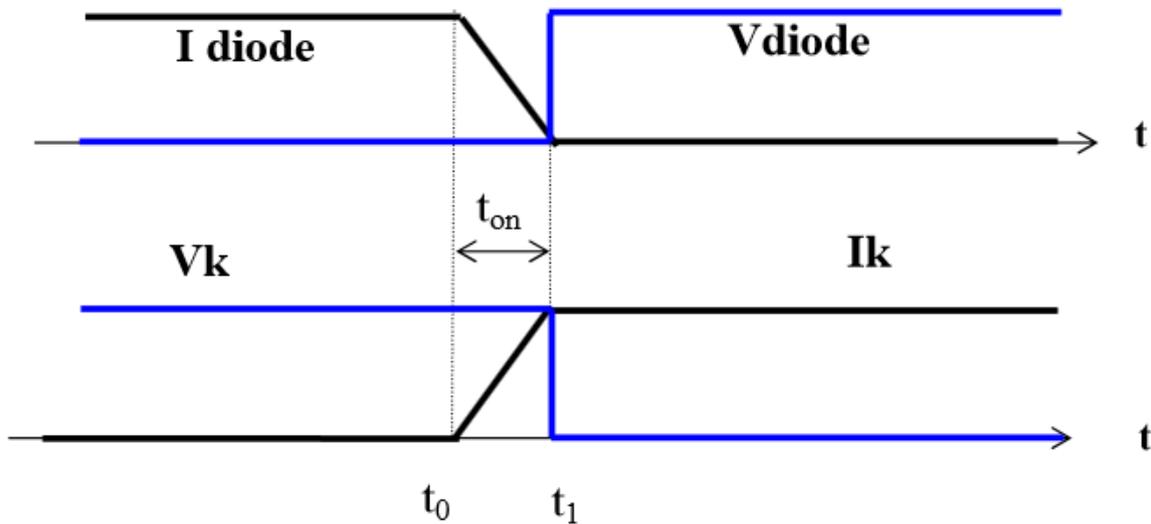


Figure 2.8 : Commutation à la fermeture sur charge inductive en conduction continue.

Pendant toute la phase $t_{on} = t_1 - t_0$ la diode D est conductrice et la tension à ses bornes est par conséquent très faible, l'interrupteur supporte donc l'intégralité de la tension E de la source d'alimentation. Ceci donne lieu à des pertes systématiques.

4-4-2 Commutation à l'ouverture

L'interrupteur est supposé conducteur, il est intégralement traversé par le courant circulant dans la charge. A l'instant t_1 , on commande son ouverture (figure 2.9). Le courant commence à décroître, puis s'annule après un temps t_f (fall time).

Pendant la durée de la commutation (de 100 à 1000 fois plus faible que la période T) on peut considérer que la charge se comporte comme un générateur de courant constant. En appliquant la loi des nœuds on peut écrire:

I charge = I transistor + I diode = constante pendant la commutation

A l'instant t_1 , le courant dans l'interrupteur commence à décroître et par conséquent un courant complémentaire s'établit dans la diode D. A l'instant $t_2 = t_1 + t_f$, le courant

s'annule dans l'interrupteur et tout le courant circulant dans la charge passe par la diode D. Dès que la diode D devient conductrice ($t > t_1$).

L'interrupteur voit donc à ses bornes la tension de la source d'alimentation pendant toute la durée de la commutation. Il en résulte des pertes à chaque cycle:

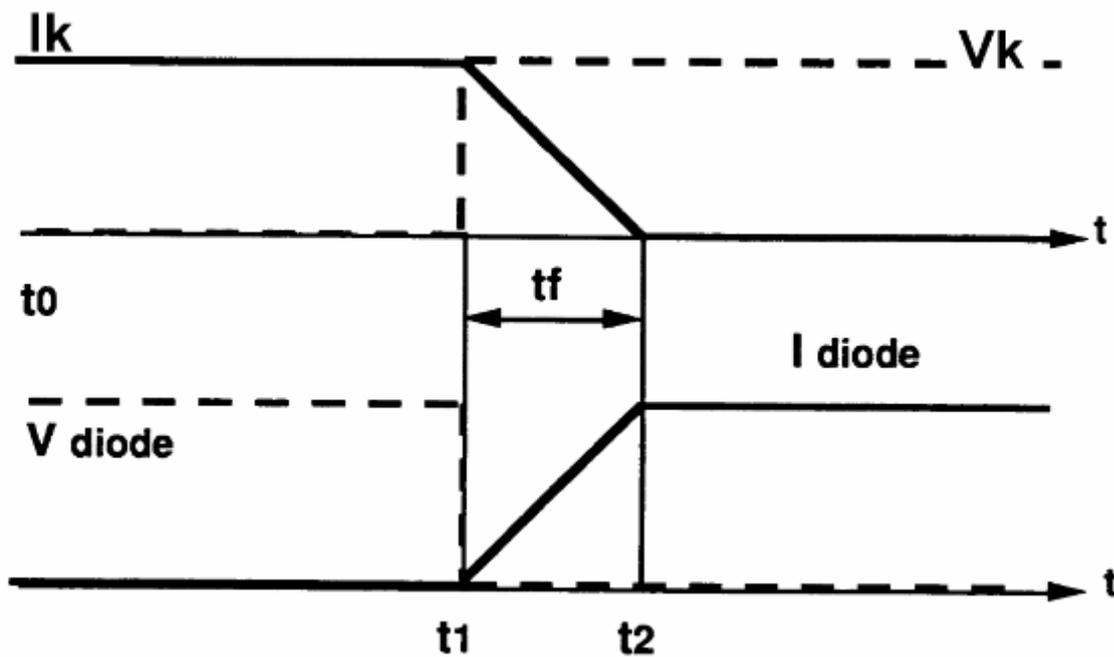


Figure 2.9 : Commutation à l'ouverture sur charge inductive en conduction continue.

Nous voyons donc que le fonctionnement de ce transistor est limité par des considérations thermiques dues en majeure partie aux pertes de commutation. La réduction des pertes de commutation est donc un problème fondamental. Il existe deux voies pour y parvenir:

- Diminuer les temps de commutation par une commande optimale de l'interrupteur.
- Utiliser des circuits d'aide à la commutation (CALC) ou des structures de convertisseur imposant des conditions moins sévères pour les interrupteurs.

On notera que ces considérations sont valables quel que soit la nature du composant utilisé comme interrupteur (MOSFET, transistor bipolaire, GTO, IGBT,...).

5- PERTE DE PUISSANCE DANS LES MOSFETS**5-1 Présentation de la problématique liée aux pertes**

L'électronique de conversion d'énergie est basée sur l'utilisation de composants semi-conducteurs jouant le rôle d'interrupteurs. Ces derniers, lors de leur utilisation, présentent des pertes thermiques correspondant aux diverses phases de leur fonctionnement. On distingue trois types de pertes, chacune correspondant à un état de l'interrupteur :

- Les pertes par conduction, associées à l'état passant du composant.
- Les pertes par fuites, liées à l'état bloqué de l'interrupteur.
- Les pertes dynamiques, ou pertes en commutation, associées aux changements d'état de l'interrupteur, c'est-à-dire lors du passage de l'état passant à l'état bloqué et vice versa.

Le calcul des pertes dans un semi-conducteur doit être effectué en fonction du type d'interrupteur et du circuit dans lequel il est inséré. En électronique de puissance, les transistors à effet de champ (MOSFET) sont utilisés comme des interrupteurs de base, tandis que les diodes sont principalement utilisées pour assurer la roue libre, fournissant ainsi un chemin de retour pour le courant de transistor MOSFET qui est unidirectionnels. Les pertes dans les interrupteurs semi-conducteurs représentent une partie considérable des pertes totales d'un convertisseur d'électronique de puissance. Une partie des pertes dans les semi-conducteurs est calculée à partir des valeurs fournies par les "datasheet" ensuite une adaptation est faite par rapport à leur niveau d'utilisation surtout pour les calibres de tension et de courant.

5-1-1 Les pertes par conduction

Les pertes par conduction dans les transistors sont généralement calculées en utilisant une simple résistance équivalente de l'état du transistor dans la zone "Ohmique", cette résistance (R_{DSon}) est obtenue à partir de la fiche technique du transistor et est multipliée par le carré du courant efficace.

5-1-2 Les pertes par commutation

Les pertes par commutation des transistors dépendent fortement du type de convertisseur et de la stratégie de sa commande. Dans les convertisseurs à commutation, Les pertes d'énergie, pendant une période de fonctionnement, sont calculées en utilisant le temps de montée et le temps de descente de la tension et du courant du transistor. L'énergie dissipée pendant la mise au blocage et la mise en conduction est directement utilisée pour calculer les pertes dues aux commutations.

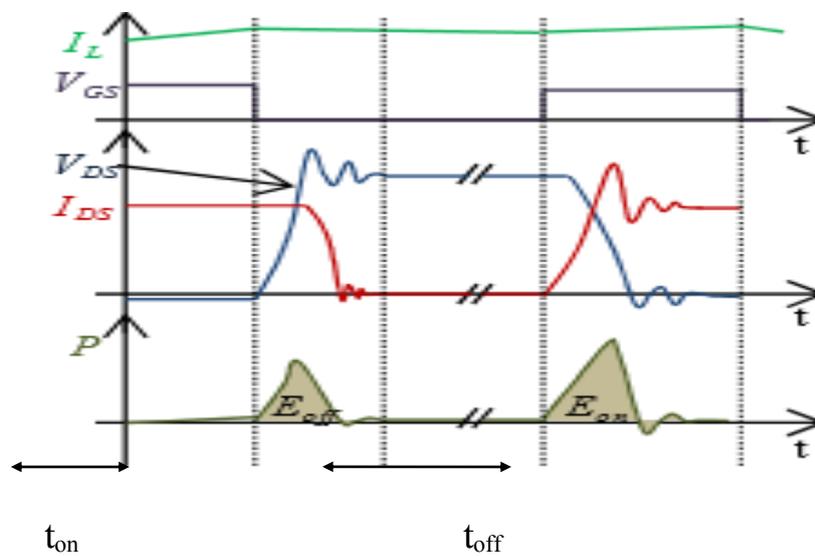


Figure 2.10 : Chronogrammes de tension et de courant associés au transistor.

Soit P_c les pertes dues aux commutations ON et OFF. Si on considère que les triangles de la figure 2.10 sont isocèles on obtient :

$$P_C = \frac{t_{on} \cdot V_{DS} \cdot I_{DS}}{2} + \frac{t_{off} \cdot V_{DS} \cdot I_{DS}}{2} \dots\dots\dots (2.5)$$

(Donc $P_c =$ constante)

Généralement quand on considère qu'un montage fonctionne en commutation, c'est qu'il est soumis à un signal d'entrée périodique. Par conséquent, on s'intéresse à la puissance moyenne sur une période.

$$\overline{P_c} = \frac{P_c}{T} = f \cdot P_c \dots \dots \dots (2.6)$$

Donc les pertes moyennes en commutation sont proportionnelles à la fréquence du signal d'entrée. La fréquence peut être limitée par les temps de commutation, mais un interrupteur rapide peut aussi voir sa fréquence d'utilisation restreinte pour des fortes voire moyennes puissances à cause des pertes par commutation.

6- CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION

6-1 Définition :

Les circuits d'aide à la commutation sont des circuits passifs capables de stocker momentanément de l'énergie. Ils ont pour but de diminuer les pertes de commutation de l'interrupteur .

6-2 Circuit d'aide à la commutation à la fermeture

Le principe du réseau consiste à insérer en série avec l'interrupteur un élément capable de supporter la tension d'alimentation pendant la durée de la commutation de manière à ce que l'interrupteur puisse commuter sous une tension pratiquement nulle. Pour ce faire, on utilise une inductance en série entre la charge et l'interrupteur.

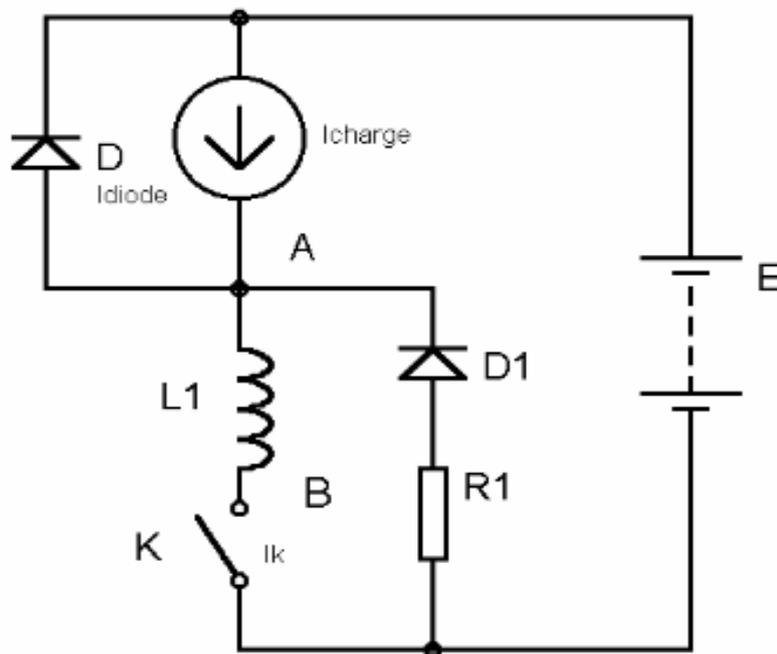


Figure 2.11: Schéma de principe du circuit d'aide à la commutation à la fermeture.

Le circuit étant supposé fonctionner en roue libre (tout le courant de la charge traverse la diode), on met en conduction l'interrupteur à l'instant t_0 . Le potentiel du point B tombe donc très rapidement à zéro, alors que le point A reste au potentiel de l'alimentation puisque la diode est conductrice. La différence de potentiel entre les points A et B est donc égale à la tension d'alimentation. Il s'établit alors dans l'inductance L_1 un courant régi par l'équation:

$$V_{AB} = L_1 \cdot di/dt \dots \dots \dots (2.7)$$

C'est-à-dire, qu'un courant croissant linéairement à partir de zéro s'établit à travers l'inductance L_1 et l'interrupteur. La charge étant un générateur de courant, le courant dans la diode décroît d'une quantité égale. A l'instant t_1 , tout le courant de la charge traverse l'inductance L_1 et l'interrupteur, la diode D se bloque. L'inductance de la bobine du réseau d'aide à la commutation étant très faible devant celle de la charge, le potentiel du point A tombe à une valeur très voisine de celle du point B, c'est-à-dire, pratiquement à zéro. Les formes d'ondes de la figure 2.12 montrent que dans ces conditions, la commutation de l'interrupteur s'effectue pratiquement sans pertes.

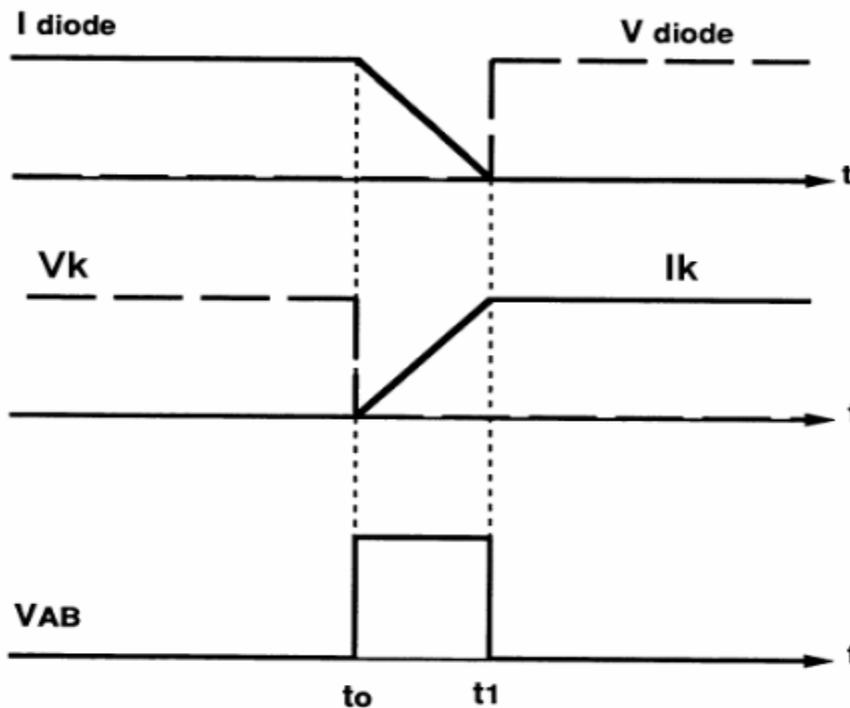


Figure 2.12 : Chronogrammes du circuit d'aide à la commutation à la fermeture.

Cependant l'inductance L_1 qui est traversée par le courant de la charge I_L emmagasine une énergie $E=0,5L_1I_L^2$ qu'il va falloir aiguiller lors de l'ouverture du circuit sous peine de surtension destructrice pour l'interrupteur. C'est le rôle de la diode D_1 et de la résistance R_1 . On notera que la constante de temps L_1/R_1 du réseau d'aide à la commutation doit être faible devant la période de découpage. Le bilan énergétique de l'opération consiste donc en une transformation de l'énergie qui serait perdue en commutation dans l'interrupteur $E=0,5VIt_{on}$ en une énergie électromagnétique $E = 0,5L_1I_L^2$ qui sera dissipée dans la résistance R_1 .

6-3Circuit d'aide à la commutation à l'ouverture

Le principe de ces circuits consiste à connecter en parallèle avec l'interrupteur un élément capable d'absorber temporairement le courant de la charge de manière à ce que la tension ne soit réappliquée qu'avec un certain retard par rapport à la chute du courant dans l'interrupteur. On utilise pour cela un condensateur connecté en parallèle avec l'interrupteur.

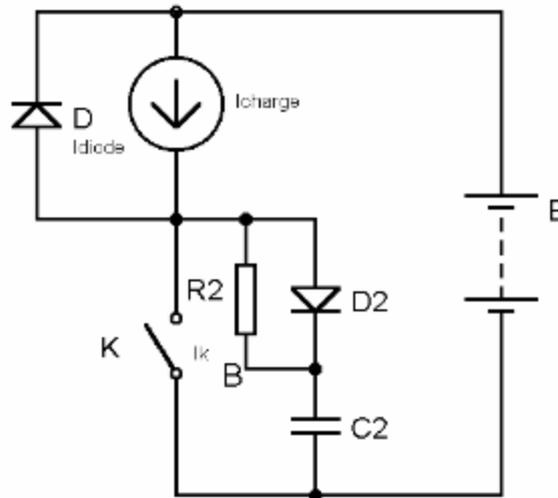


Figure 2.13 : Circuit d'aide à l'ouverture.

L'interrupteur étant conducteur, on commande son blocage à l'instant t_1 et le courant commence à décroître. Vis-à-vis du temps de commutation, la charge peut être considérée comme un générateur de courant. Nous pouvons donc écrire

$$I_{charge} = I_{transistor} + I_{condensateur} + I_{diode}$$

Lorsque le courant décroît dans l'interrupteur, il croît donc de la même quantité dans le condensateur. (Il ne peut s'établir de courant dans la diode que lorsque le

potentiel du point A est remonté à celui de l'alimentation, ce qui suppose que le condensateur soit totalement chargé).

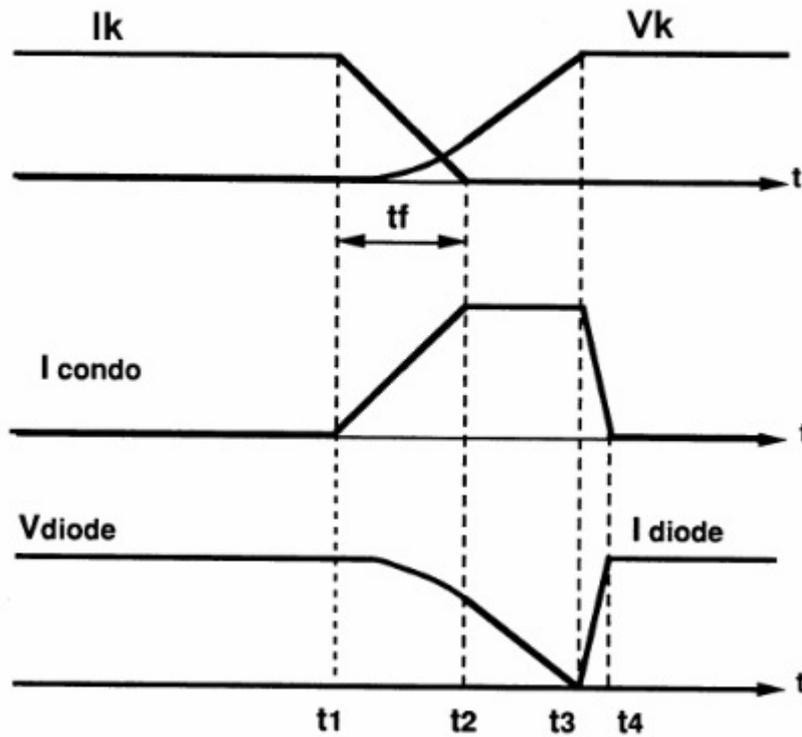


Figure 2.14 : Commutation à l'ouverture avec réseau d'aide.

Après un temps t_f , le courant s'annule dans l'interrupteur et si le condensateur n'est pas totalement chargé, tout le courant de la charge traverse ce dernier. Lorsque le condensateur atteint sa charge maximale, la diode entre en conduction. Le courant croît donc dans la diode et décroît dans le condensateur jusqu'à ce que tout le courant de la charge traverse la diode. La tension aux bornes du condensateur, qui est égale à la tension V_k aux bornes de l'interrupteur, s'écrit:

$$V_0 = (1/C) \int i dt \dots\dots\dots(2.8)$$

Si l'on suppose que le courant décroît linéairement dans l'interrupteur pendant le temps d'ouverture t_f , la tension V_k entre les instants t_1 et t_2 est un arc de parabole. La tension croît ensuite linéairement entre t_2 et t_3 . A l'instant t_3 le condensateur est totalement chargé, le potentiel du point A est voisin de celui de l'alimentation et la diode D entre en conduction.

Pour que ce réseau fonctionne correctement, il est nécessaire de le compléter par une diode D_2 et une résistance R_2 . De ce fait, le fonctionnement du circuit n'est pas modifié et le courant de décharge du condensateur pendant la phase de conduction de l'interrupteur est limité. On devra s'assurer que le temps de conduction αT de l'interrupteur reste toujours suffisamment long pour assurer la décharge du condensateur.

SCHEMA FINAL ET BILAN

Le schéma final est alors :

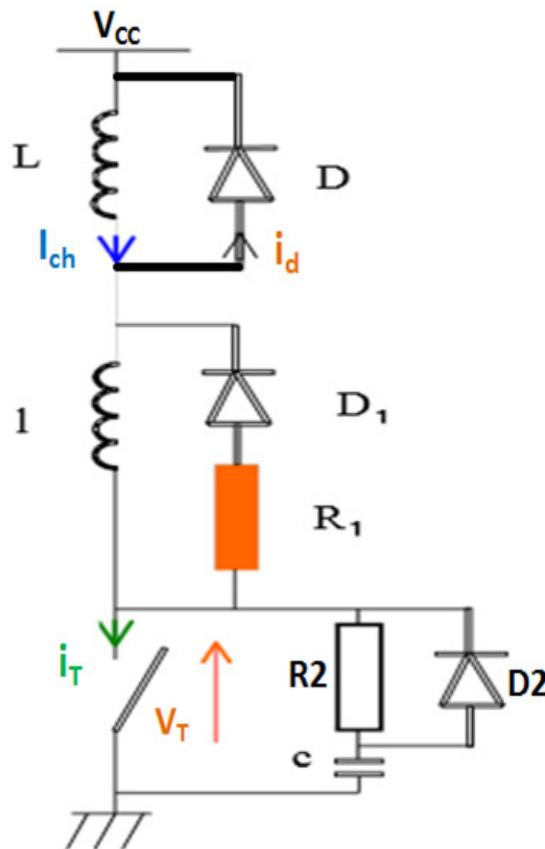


Figure 2.15 :La charge, son interrupteur et les CALC à la fermeture et à l'ouverture.

Ce type de CALC convient pour tous les interrupteurs (MOSFET, bipolaire, Triacs, SCR, IGBT, GTO, ...). Ils sont indispensables pour les charges inductives et fortement conseillés pour les charges résistives.

7- CONCLUSION

Dans ce 2^{ème} chapitre, nous nous sommes concentré sur le MOSFET ; élément de base dans notre étude.

Nous avons expliqué le principe de fonctionnement, avantages et inconvénients, puis le comportement du MOSFET en régime de commutation.

Nous avons finalisé par la présentation des circuits d'aide à la commutation, sur lesquels nous allons diriger notre travail.

CHAPITRE 3

REALISATION ET OPTIMISATION EN PERTES D'ENERGIE D'UN CONVERTISSEUR BOOST

1- INTRODUCTION

Dans les convertisseurs d'énergie électrique, les plus gros consommateurs d'énergie ; sous forme de perte joule, ce sont les semi-conducteurs et les circuits magnétique (transformateur, bobines). Les pertes causées par les semi-conducteurs représentent une partie considérable des pertes totales d'un convertisseur d'énergie électrique. Dans le but de minimiser l'énergie dissipée par les Semi-conducteurs on prévoie la réalisation de deux cartes électroniques d'un convertisseur DC-DC (hacheur élévateur-BOOST), l'une avec un circuit d'aide à la commutation, et l'autre sans ce circuit, afin d'étudier l'influence des circuits d'aide à la commutation sur les pertes d'énergie.

2- ORCAD PSPICE

C'est un logiciel de simulation de circuit électronique, SPICE est un simulateur et vérificateur de circuits analogiques ou mixtes. PSpice est un acronyme de Personnel Simulation Program (Programme de simulation personnelle avec accentuation des circuits intégrés).

OrCAD EE exécute généralement des simulations pour les circuits définis dans OrCAD Capture, et peut éventuellement s'intégrer avec MATLAB/Simulink, en utilisant l'interface Simulink vers PSpice (SLPS). OrCAD Designer fournissent une solution complète de simulation et de vérification de circuits avec entrée schématique, analogique, signaux mixtes et moteurs d'analyse.

PSpice était une version modifiée du SPICE développé académiquement, et a été commercialisé par MicroSim en 1984. MicroSim a été acheté par OrCAD une décennie plus tard en 1998.

OrCAD PSpice Designer est disponible en deux options : PSpice Designer et PSpice Designer Plus. OrCAD PSpice Designer Intégrer OrCAD Capture et OrCAD PSpice. Une option de mise à niveau de PSpice Designer Plus fournit le moteur de simulation PSpice Analyse Avancé pour la simulation fonctionnelle et l'amélioration du rendement et de la fiabilité de la conception.[6]

3- PROCEDURE

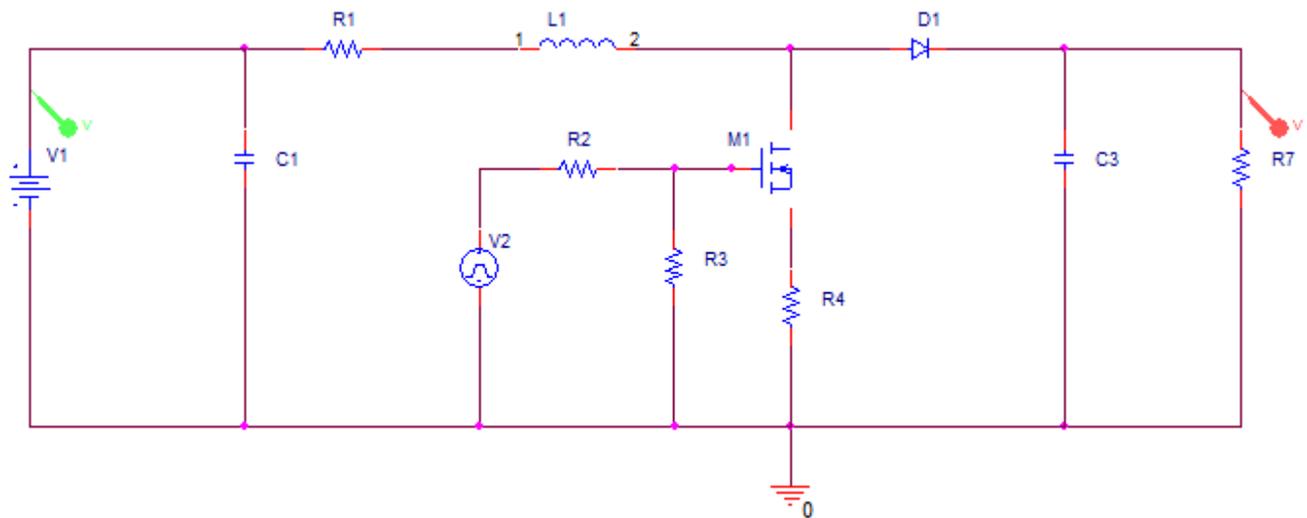


Figure 3.1: Schéma d'un convertisseur BOOST avec un MOSFET.

La figure 3.1 représente le schéma électrique de notre convertisseur DC-DC implémenté sous OrCAD capture et simulé par PSPICE. Les valeurs des différents composants sont :

V1 : source de tension continu 12Volts.

C1 : condensateur de 2200 μ F utilisé comme pompe.

R1 : résistance de 0.22 Ω utilisée comme résistance fusible.

L1 : inductance 187 μ H c'est l'élément clé de notre convertisseur DC-DC.

D1 : diode rapide MUR 460.

C3 : condensateur de filtrage de 4.7 μ F.

R7 : résistance de charge de 155 Ω .

V2 : générateur des signaux carré programmable.

R2 : résistance polarisation de 15 Ω suggéré par le fabricant.

R3 : résistance de polarisation de 20k Ω suggéré par le fabricant.

R4 : résistance de 0.22 Ω utilisé pour visualiser la forme du courant I_s sur un oscilloscope.

M1 : interrupteur de type MOSFET « IRF640 », 'N-channel.

4- ETAPES DE SIMULATION

4-1 Etape 1 : Convertisseur sans CALC

4-1-1 Résultats de la simulation

Le schéma de la figure 3.1 est saisi sous OrCAD-Capture avec les valeurs indiqué ci-dessus ; deux sondes de tension sont placées à l'entrée et à la sortie de notre convertisseur DC-DC BOOST, pour tracer les formes d'onde des tensions fournies par le générateur et aux bornes de la charge. Le résultat de la simulation à la fréquence de commutation $f=30\text{kHz}$ est donnée par la figure suivante :

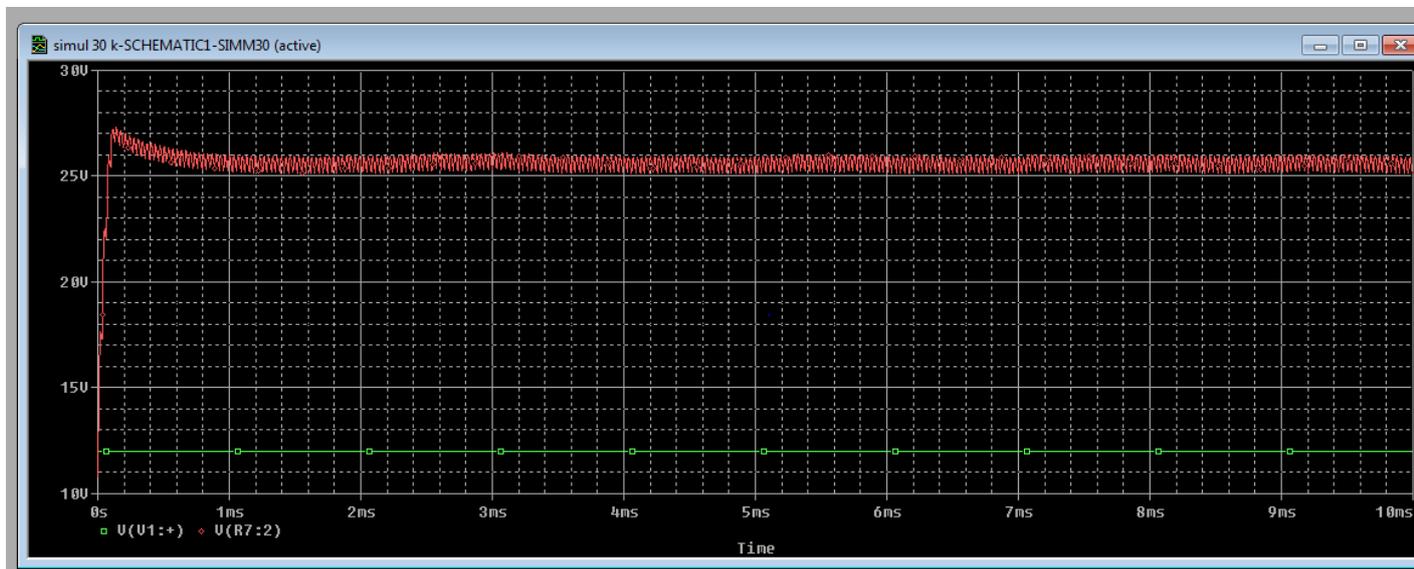


Figure 3.2 : Forme d'onde de la tension de la source et la charge ($f=30\text{kHz}$).

Nous relevons les valeurs des tensions de la source et la charge respectivement 12V et 26V .

On change la fréquence de commutation à $f=50\text{kHz}$. Le résultat de la simulation est le suivant :

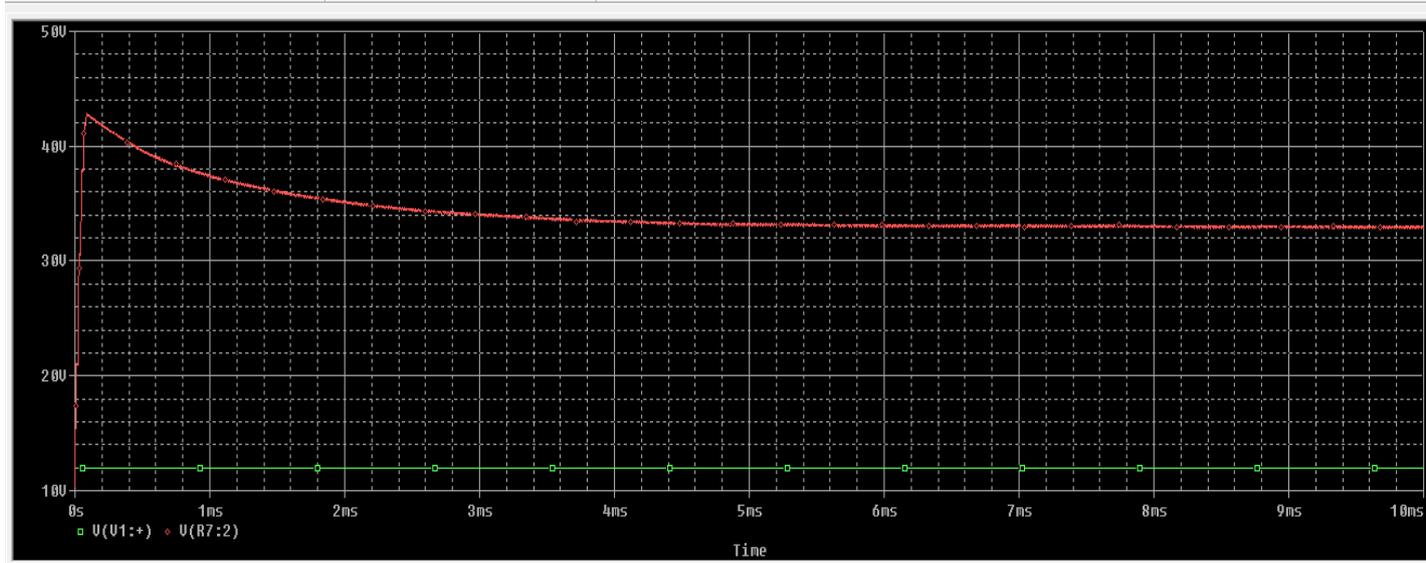


Figure 3.3 : Forme d'onde de la tension de la source et la charge ($f=50\text{kHz}$).

De la courbe, nous déduisons les valeurs des tensions de la source et la charge respectivement : **12V** et **33V**.

En comparons les valeurs de la tension aux bornes de la charge aux différentes valeurs de la fréquence de commutation on trouve que la valeur de la tension augmente avec la fréquence. Donc la valeur de tension est proportionnelle à la fréquence de commutation. Ainsi la valeur de cette tension dépend principalement du rapport cyclique de la tension de commande (la valeur **PW** dans le simulateur).

4-1-2 Mesure des pertes de puissance

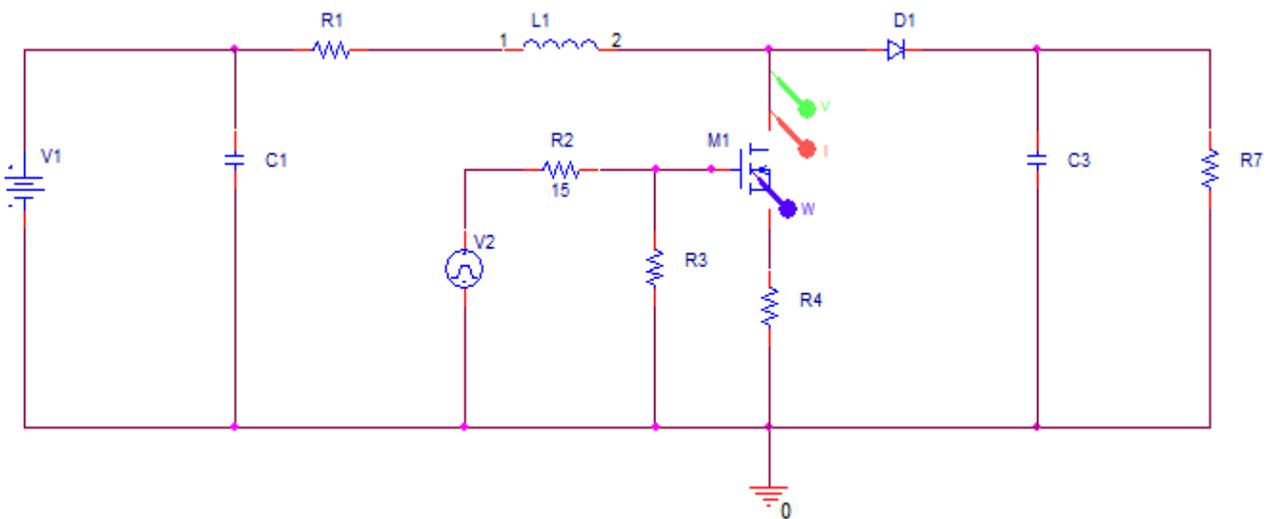


Figure 3.4 : Schéma d'un convertisseur BOOST avec un MOSFET.

Trois sondes sont placées comme indiqué sur le schéma de la figure 3.4 pour tracer la forme d'onde de la tension, le courant et la puissance dissipée par le MOSFET pour une fréquence de commutation 50kHz.

Le résultat de la simulation est la suivante :

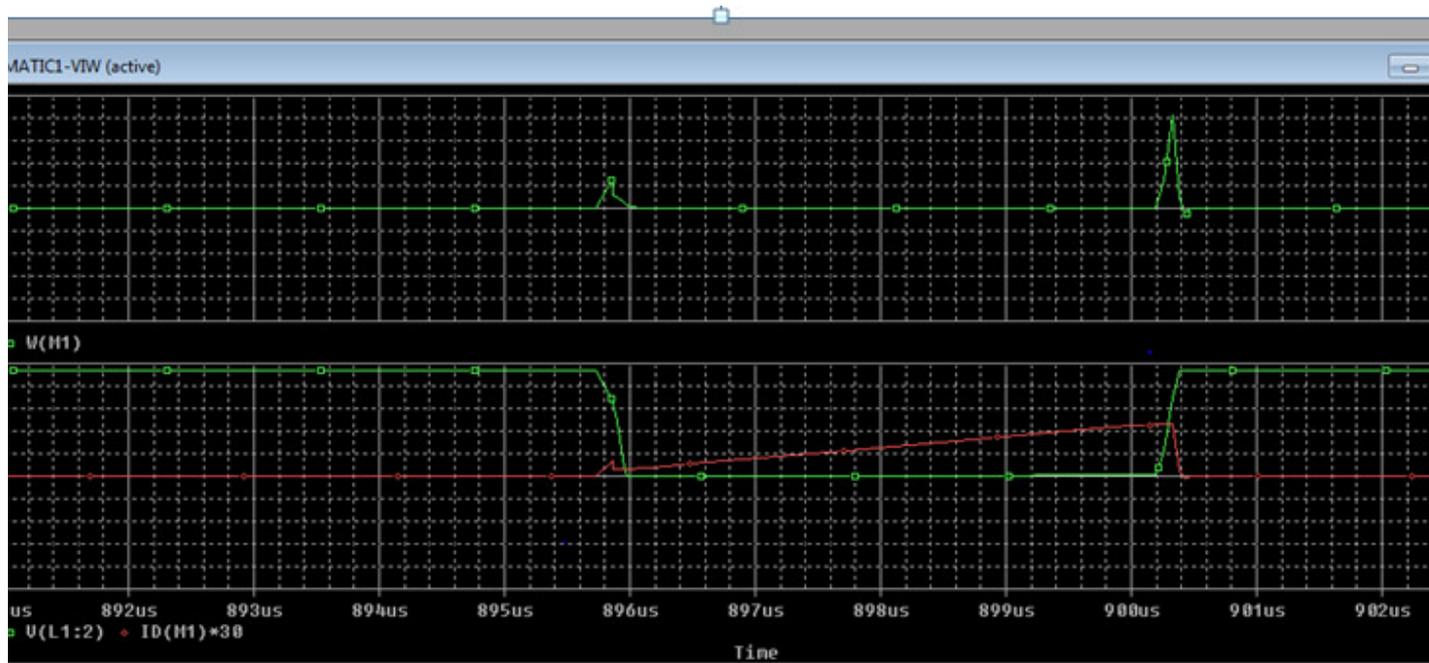


Figure 3.5 : Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain et la puissance dissipée par MOSFET à la fréquence de commutation $f=50$ kHz.

De la courbe nous déduisons les valeurs de la tension V_{DS} , le pic de courant du drain et le pic de la puissance dissipée par le MOSFET à l'ouverture respectivement : 35V, 1.11A et 39W, et à la fermeture : 35V, 1.42A et 50 W.

Une autre simulation pour une fréquence de découpage égale à 30 kHz nous donne le résultat suivant :

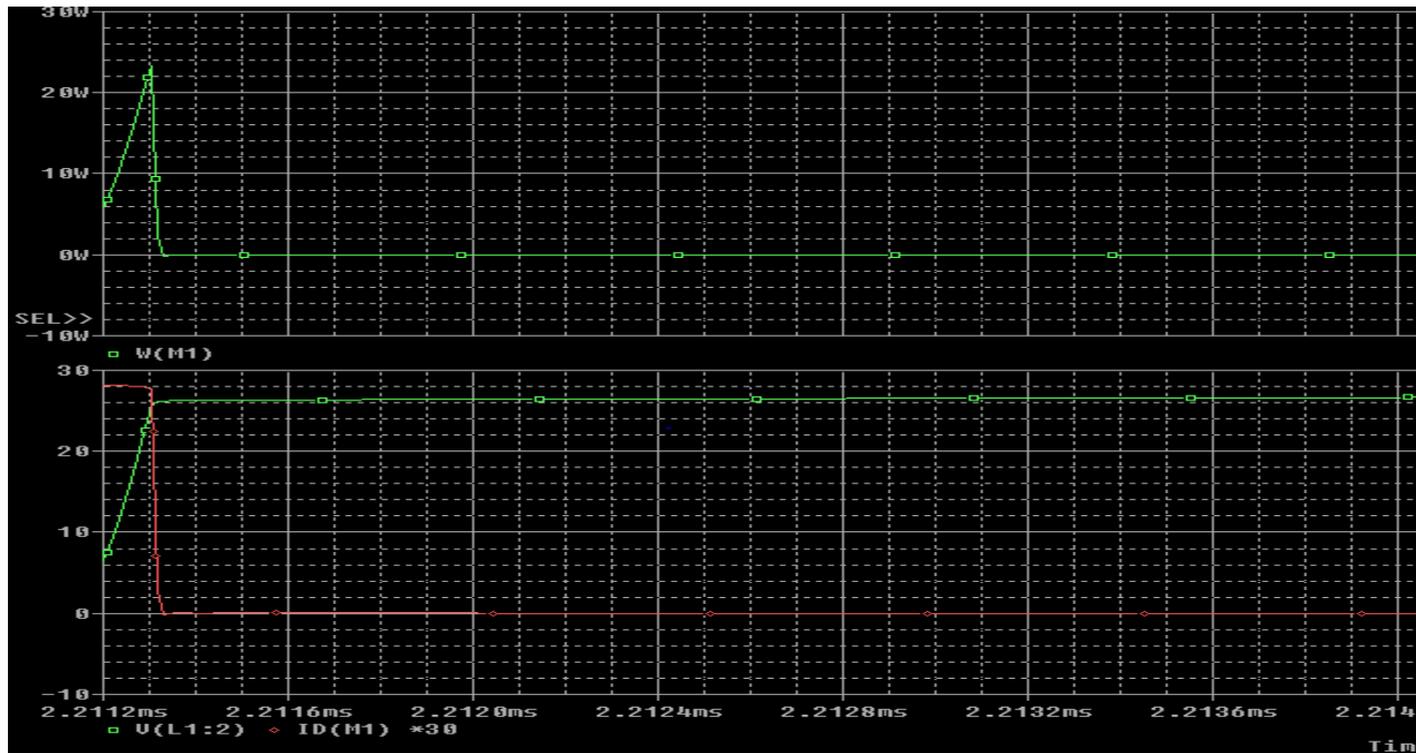


Figure 3.6 : Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain et la puissance dissipée par le MOSFET à la fréquence de commutation $f=30$ kHz.

De la courbe nous déduisons les valeurs de la tension V_{DS} , le pic de courant du drain et le pic de la puissance dissipée par le MOSFET 26V, 0.93A et 24W.

4-2 Etape 2 : Convertisseur avec CALC

Nous ajoutons au circuit un CALC (Circuit d'Aide à La Commutation) contenant les composants suivants :

L4 une inductance égale à $1\mu\text{H}$.

R13 une résistance égale à 10Ω .

R14 une résistance égale à 10Ω .

C6 un condensateur égale à 1nF .

D7, D8 Diode rapide MUR110.

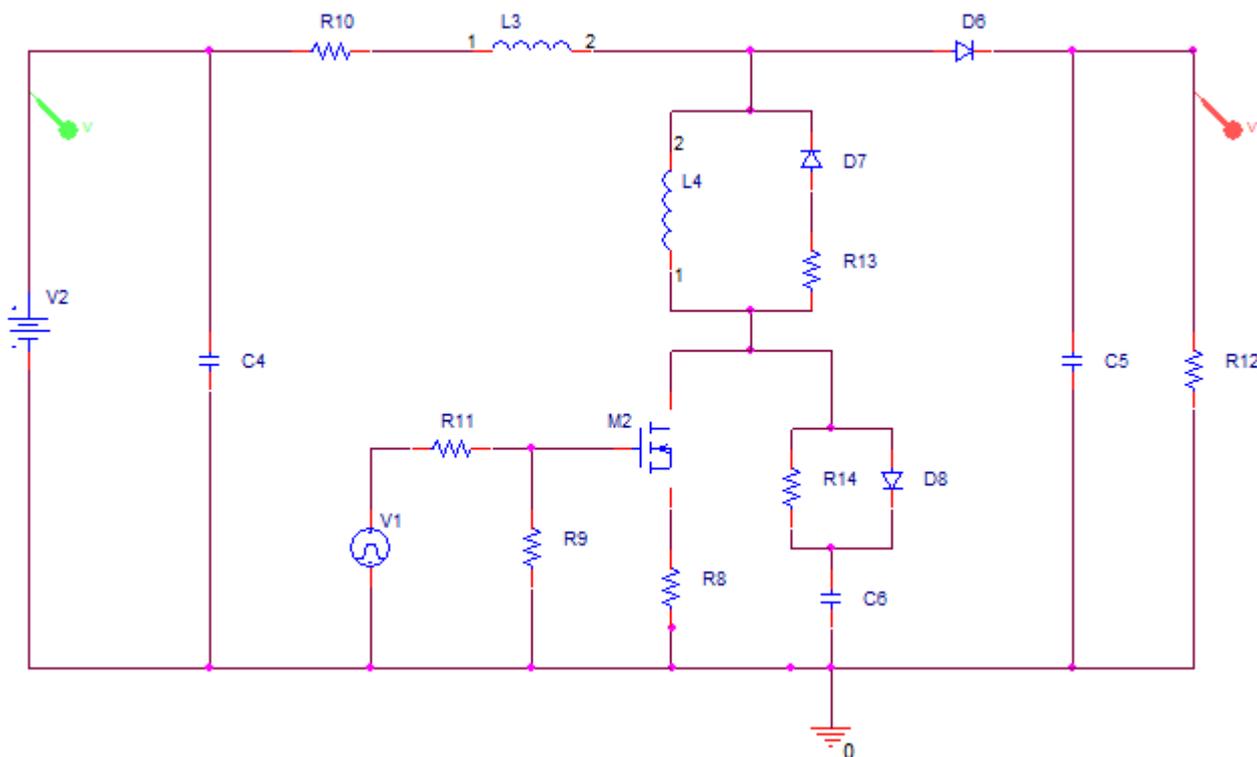


Figure 3.7 : Schéma d'un convertisseur BOOST à MOSFET avec CALC.

4-2-1 Résultats de la simulation

On place deux sondes de tension pour tracer la forme d'onde des tensions aux bornes de la source et la charge. Le résultat de la simulation à la fréquence de commutation $f=30$ kHz est donné par la figure suivante :

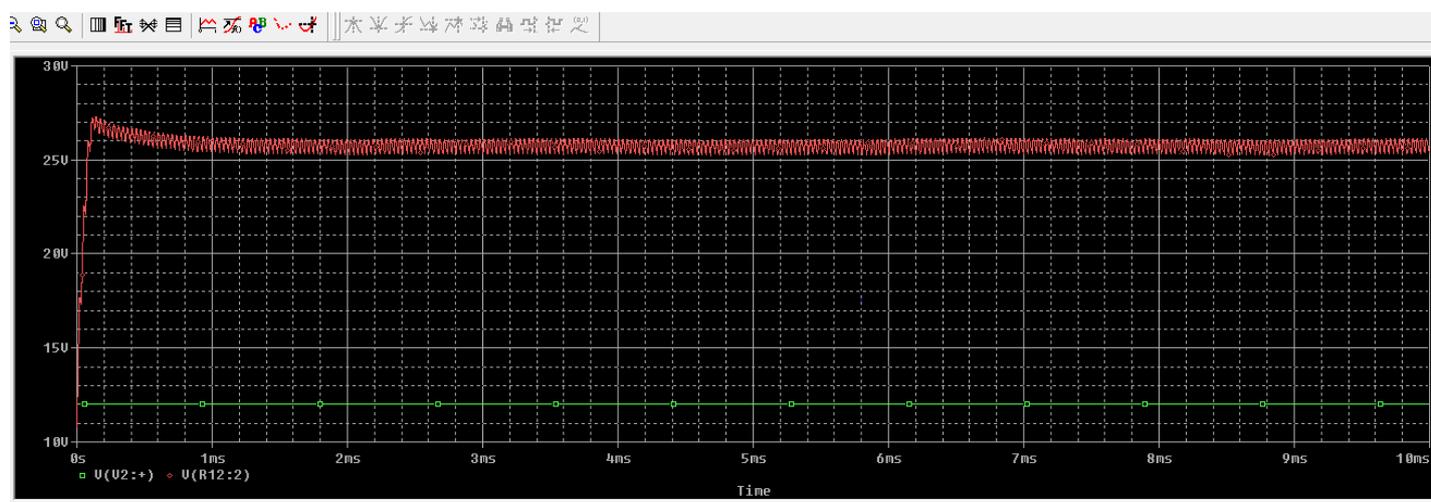


Figure 3.8 : Forme d'onde de la tension de la source et la charge ($f=30$ kHz).

Nous déduisons les valeurs des tensions de la source et la charge respectivement 12V et 26V.

On change la fréquence de commutation à $f=50\text{kHz}$. Le résultat de la simulation et la suivante :

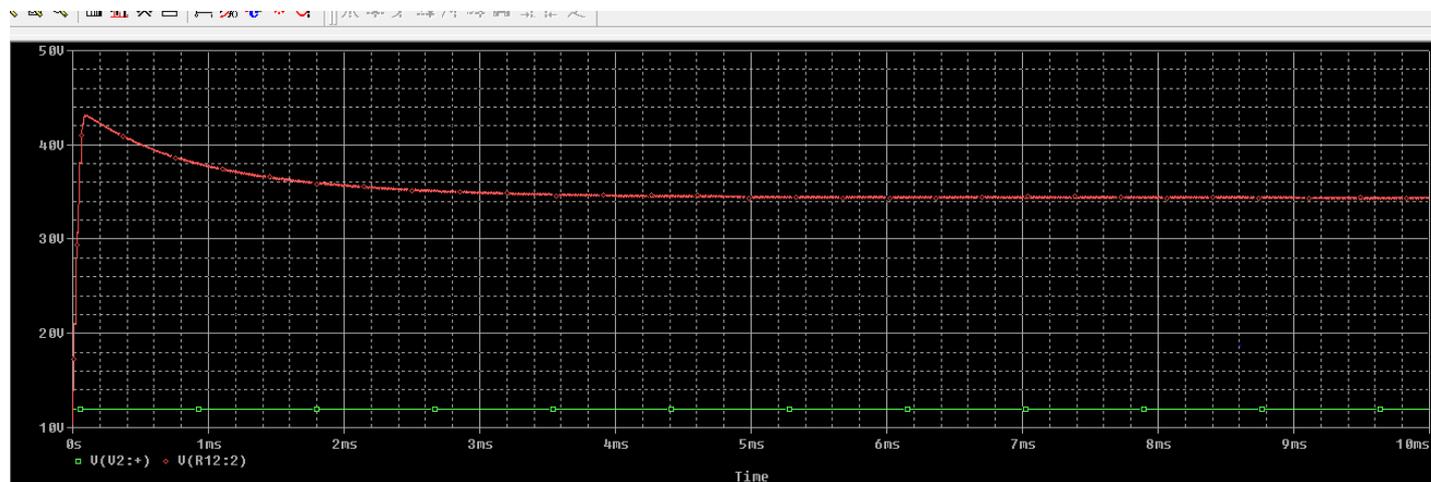


Figure 3.9 : Forme d'onde de la tension de la source et la charge ($f=50\text{ kHz}$).

Nous notons les valeurs des tensions de la source et de la charge respectivement 12V et 34V.

4-2-2 Mesure des pertes de puissance

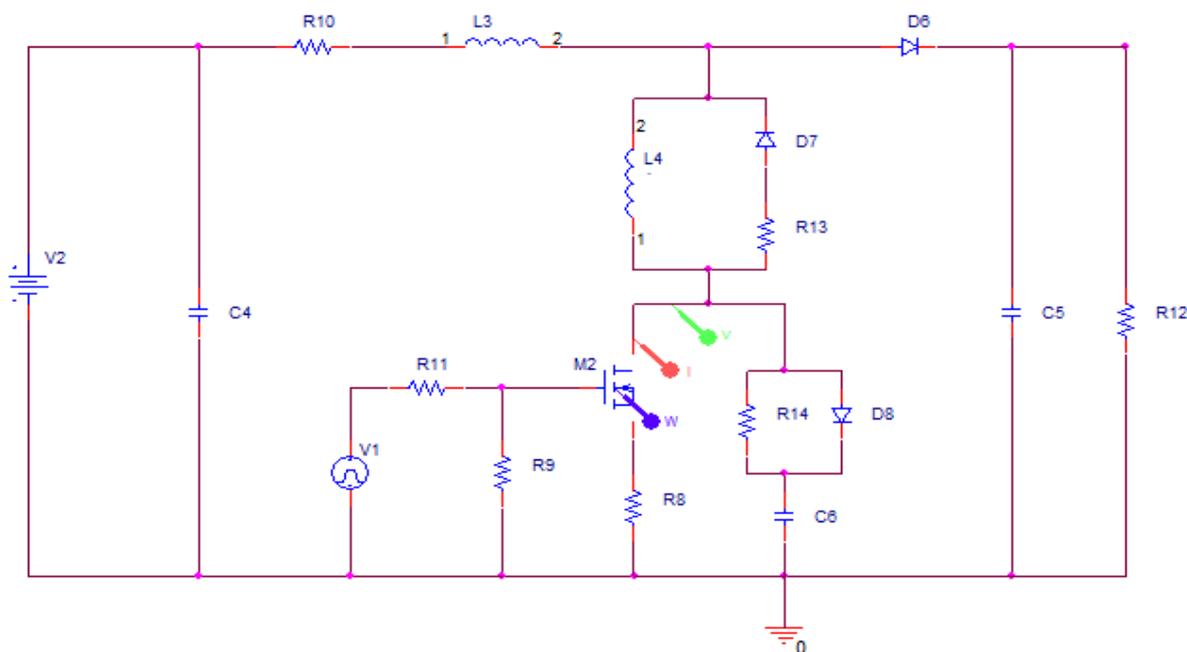


Figure 3.10 : Schéma d'un convertisseur BOOST à MOSFET avec CALC.

Trois sondes sont placées comme indiqué sur le schéma de la figure 3.10 pour tracer la forme d'onde de la tension, le courant et la puissance dissipée par le MOSFET pour une fréquence de commutation 50 kHz.

Le résultat de la simulation est:

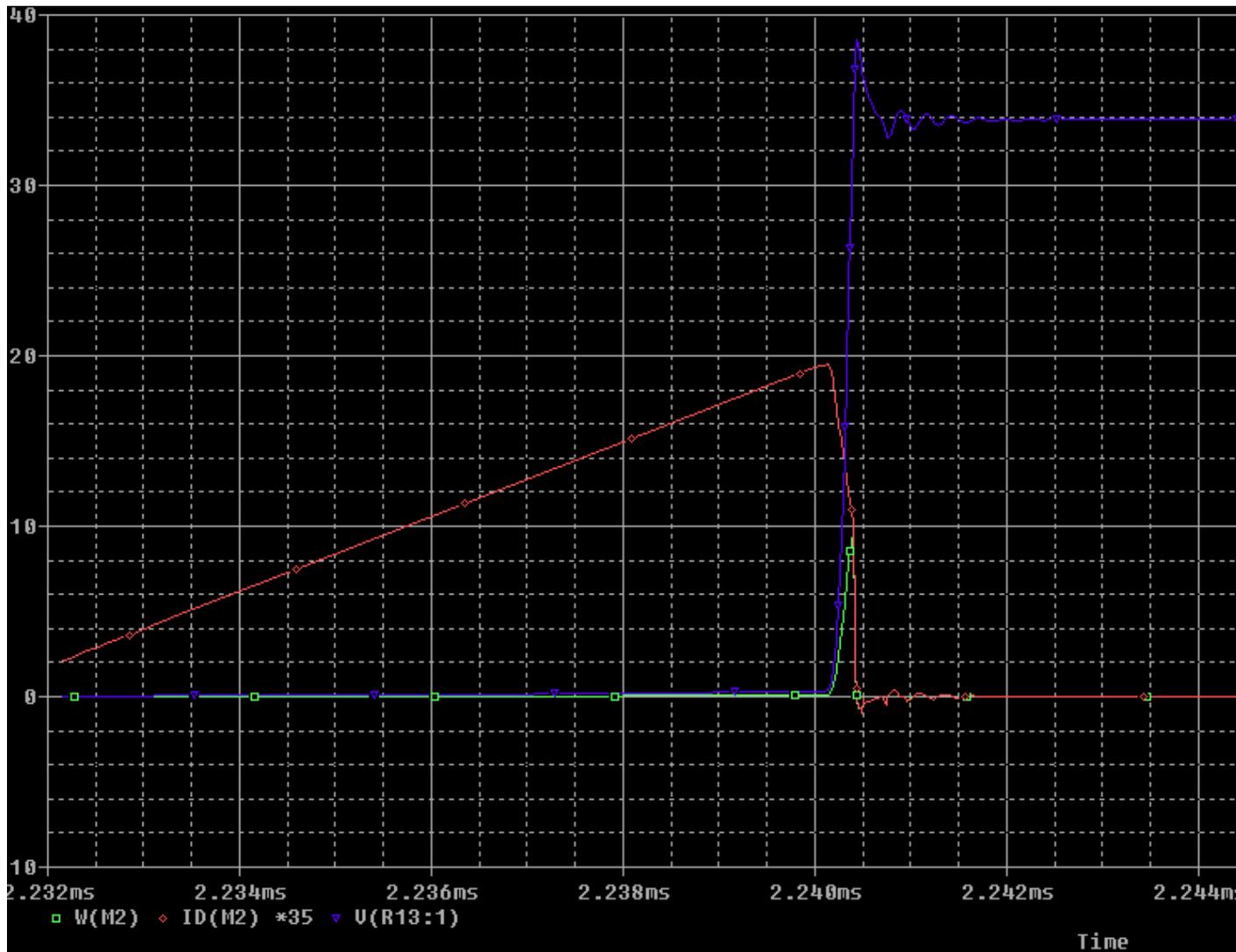


Figure 3.11 : Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain et la puissance dissipée par MOSFET à la fréquence de commutation $f=50$ kHz.

De la courbe nous déduisons les valeurs de la tension V_{DS} , le pic de courant du drain et le pic de la puissance dissipée par le MOSFET à l'ouverture ainsi qu'à la fermeture respectivement : 34V, 0.57A et 10W.

Une autre simulation pour une fréquence de découpage égale à 30 kHz donne le résultat suivant :

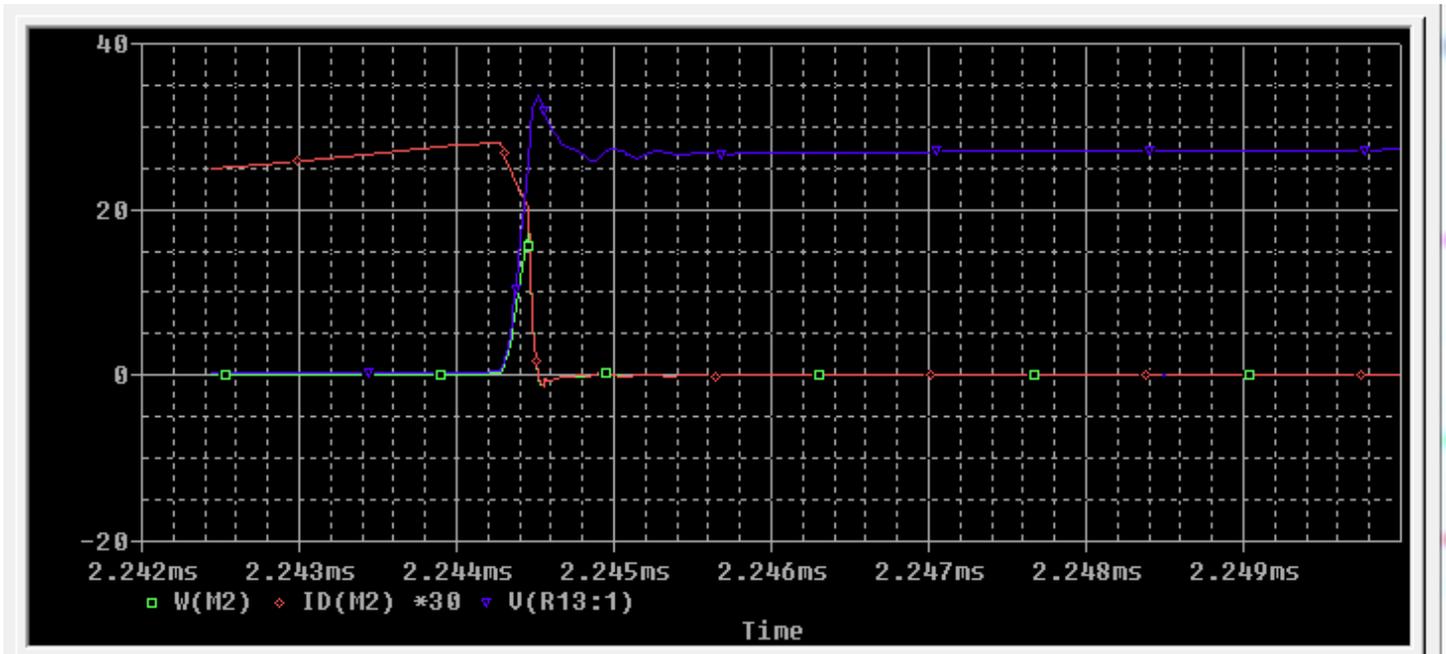


Figure 3.12 : Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain et la puissance dissipée par MOSFET à la fréquence de commutation $f=30$ kHz.

De la courbe nous déduisons les valeurs de la tension V_{DS} , le pic de courant du drain et le pic de la puissance dissipée par le MOSFET **26V**, **0.86A** et **15W**.

5- REALISATION DE CIRCUIT IMPRIME DE CONVERTISSEUR BOOST AVEC ET SANS CALC

La réalisation d'un circuit imprimé peut se décomposer en différentes étapes:

- La saisie du schéma sous OrCad Capture, (15 % temps de réalisation).
- La recherche et la saisie des empreintes (Footprints), (15 % temps de réalisation).
- La mesure des dimensions de la carte.
- Le placement des composants sous Orcad Layout, (30 % temps de réalisation).
- Le routage des pistes en respect des contraintes, (15 % temps de réalisation).
- Vérifications avant impression du typon pour réalisation.
- Soudure des composants sur la carte, (15 % temps de réalisation).
- Essais de fonctionnement de la carte (Recette). (10 % temps de réalisation).

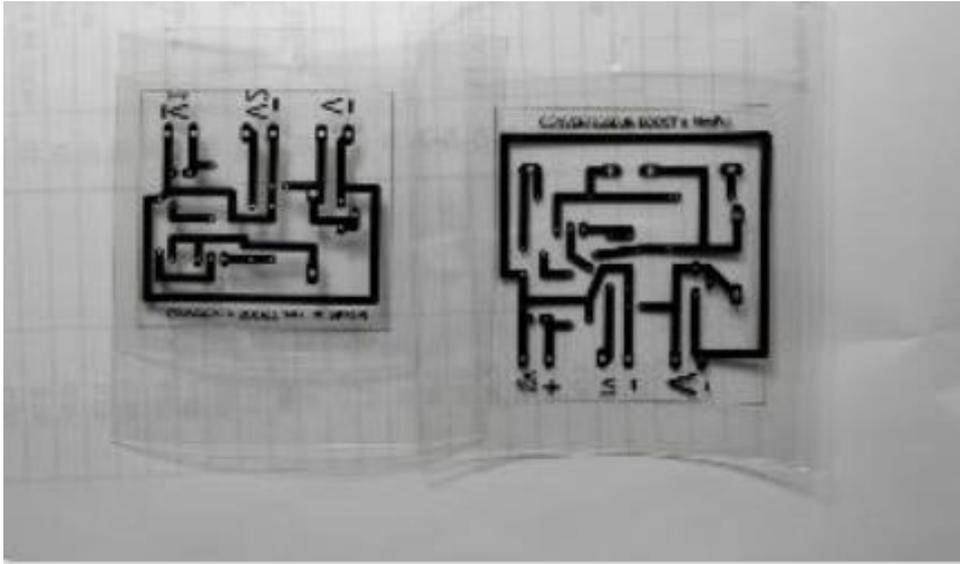


Figure 3.13 : Schéma des connexions de convertisseur boost sans et avec CALC.

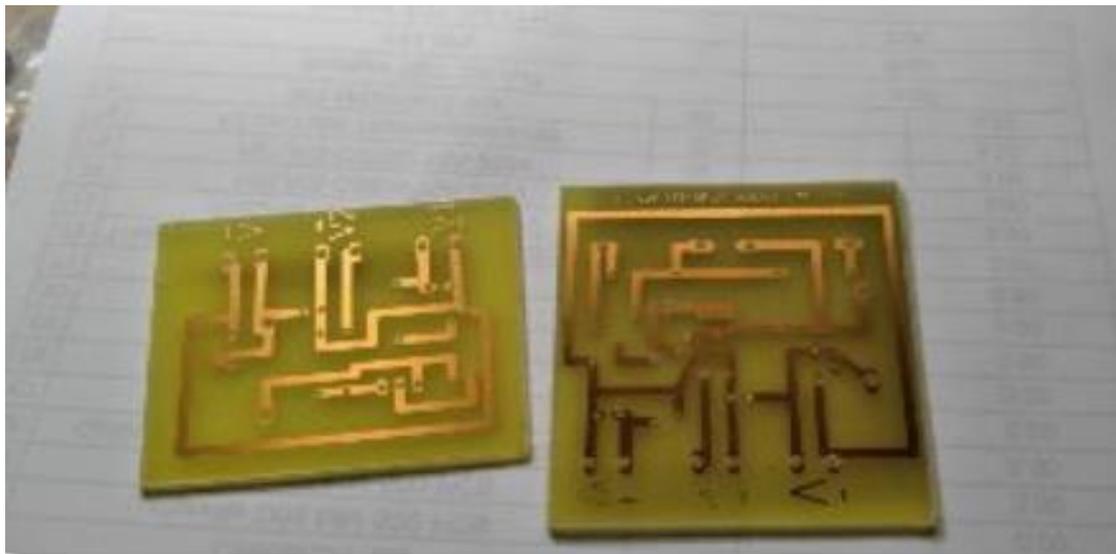


Figure 3.14 : Circuit imprimé, qu'on a développé, du convertisseur boost.

Finalement on implante les composants électroniques sur les deux cartes pour avoir:

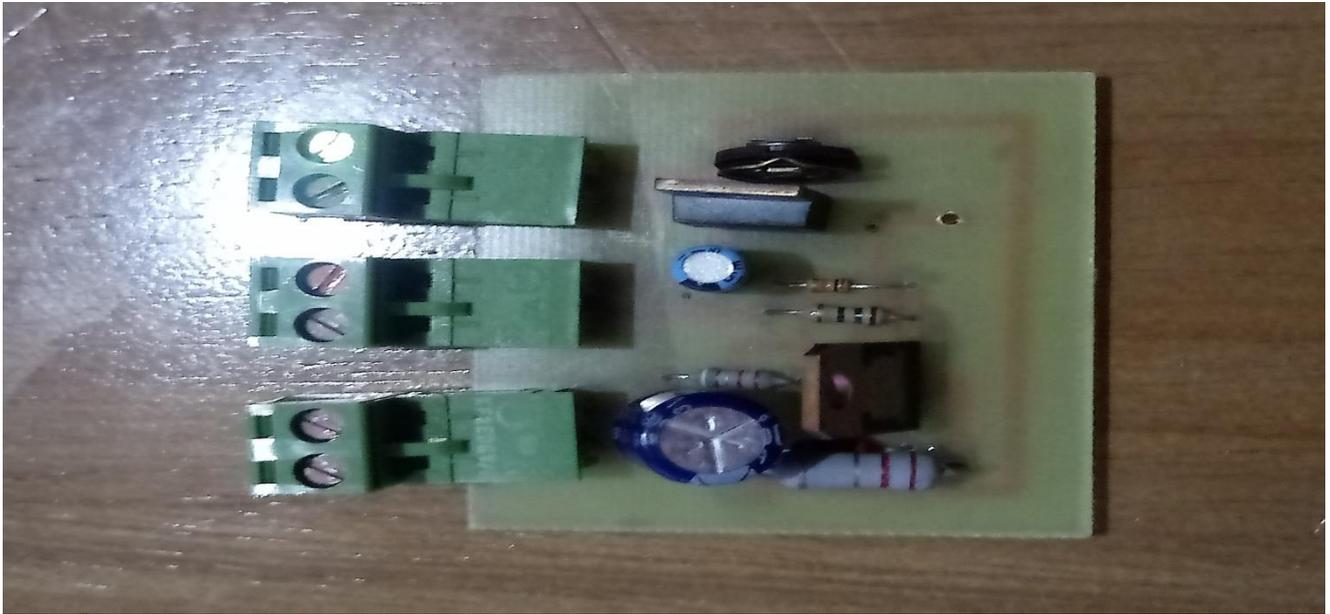


Figure 3.15 : Carte électroniques de notre convertisseur boost sans CALC.



Figure 3.16 : Carte électroniques de notre convertisseur boost avec CALC

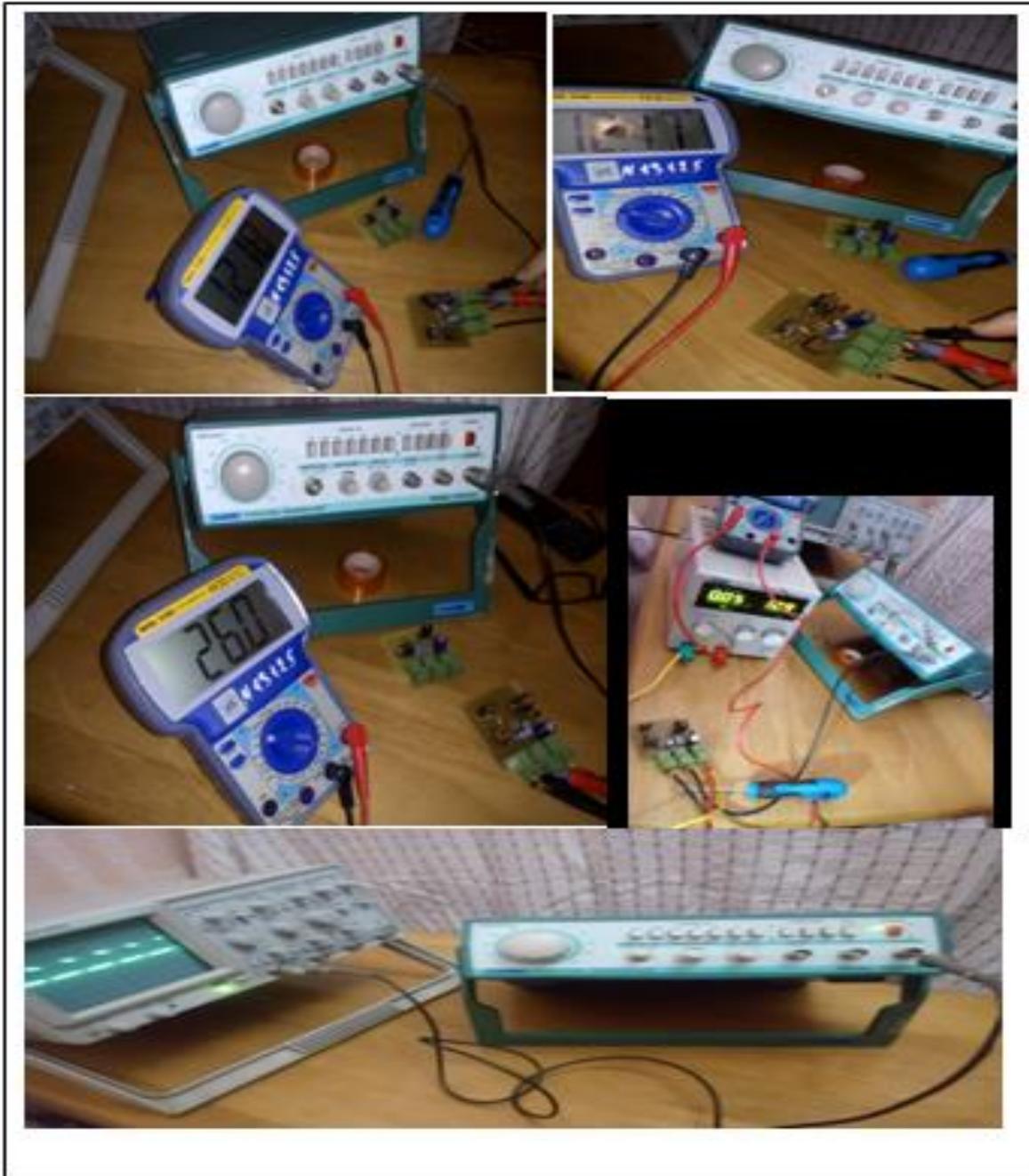


Figure 3.17 : Photos montrant différents tests sur nos convertisseurs boost avec et sans CALC

6- RESULTATS ET INTERPRETATIONS

Pour obtenir des résultats expérimentalement des deux convertisseurs avec et sans circuit d'aide à la commutation CALC, on fixe la tension aux bornes de la charge et on fait varier la valeur de la résistance de la charge (tension sortie $V_S=30V$).

On calcul les valeurs des puissances d'entrée, de sortie, de perte et le rendement comme suit :

Puissance d'entrée $P_E = V_E * I_E$ (Watt)

Puissance de sortie $P_S = \frac{V_S^2}{R_{charge}}$ (Watt)

Pertes de puissance $P_P = P_E - P_S$ (Watt)

Rendement de puissance $R = \frac{P_S}{P_E} * 100$ (%)

Les résultats de calcul sont organisés dans le tableau suivant :

	V_E (Volt)	I_E (Ampaire)	P_E (Watt)	P_S (Watt)	P_P (Watt)	R%
$R_{charge}=620\Omega$						
Sans CALC	9.3	0.22	2.046	1.452	0.504	75.36
Avec CALC	11.9	0.17	2.023	1.452	0.571	71.77
$R_{charge}=310\Omega$						
Sans CALC	11.4	0.34	3.876	2.903	0.973	74.89
Avec CALC	15.4	0.25	3.85	2.903	0.947	75.40
$R_{charge}=206.66\Omega$						
Sans CALC	11.7	0.48	5.616	4.355	1.261	77.54
Avec CALC	12	0.46	5.52	4.355	1.165	78.89
$R_{charge}=155\Omega$						
Sans CALC	11.9	0.63	7.497	5.806	1.691	77.44
Avec CALC	11.9	0.62	7.378	5.806	1.572	78.69

Tableau 3.1 : Comparaison des résultats pratique de circuit avec et sans CALC.

Le but de nos tests est d'étudier les performances des circuits d'aide à la commutation ; pour cela on compare les pertes en puissance entre les deux circuits avec et sans CALC pour la même valeur de la charge.

D'après le tableau précédant ; on remarque que lorsque la valeur de la résistance augmente, les pertes en puissance diminues soit avec ou sans CALC.

De plus les CALC sont plus performants pour les puissances aux alentours de quelques dizaines se watts.

7- MINIMISATION DE VOLUME DE PCB PAR L'UTILISATION DE LA TECHNOLOGIE SMT

La technologie de montage en surface (SMT Surface-Mount Technology) est une méthode de production de circuits électroniques dans laquelle les composants sont montés ou placés directement sur la surface de circuits imprimés (PCB). Un dispositif électronique ainsi fabriqué est appelé un dispositif à montage en surface (SMD Surface-Mount Device). Dans l'industrie, il a largement remplacé la méthode de construction à technologie de trou traversant THT (Through-Hole Technology) consistant à insérer des composants avec des fils dans les trous de circuit imprimé. Les deux technologies peuvent être utilisées sur la même carte, la technologie à trou traversant THT étant utilisée pour les composants ne convenant pas au montage en surface, tels que les grands transformateurs et les semi-conducteurs de puissance à dissipation de chaleur.

Un composant SMT est généralement plus petit que son homologue à trou traversant THT, car il possède soit des dérivations plus petites, soit aucune. Il peut comporter des broches ou des fils de styles différents, des contacts plats, une matrice de billes de soudure (BGA) ou des terminaisons sur le corps du composant. [7]

7-1 Historique

Le montage en surface SMT s'appelait à l'origine "montage en plan". La technologie de montage en surface SMT a été développée dans les années 1960 et est devenue largement utilisée au milieu des années 1980. À la fin des années 90, la grande majorité des assemblages de circuits imprimés électroniques de haute technologie étaient dominés par des dispositifs montés en surface. Une grande partie du travail de pionnier dans cette technologie a été réalisée par IBM. L'approche de conception présentée pour la première fois par IBM en 1960 dans un ordinateur de petite taille . [7]

7-2 Abréviations

Différents termes décrivent les composants, la technique et les machines utilisées dans la fabrication SMT. Ces termes sont répertoriés dans le tableau suivant:

Termes SM	Définition EN	Définition FR
SMD	Surface-mount devices (active, passive and electromechanical components)	Dispositifs montés en surface (composants actifs, passifs et électromécaniques)
SMT	Surface-mount technology (assembling and mounting technology)	Technologie de montage en surface (technologie d'assemblage et de montage)
SMA	Surface-mount assembly (module assembled with SMT)	Assemblage en surface (module assemblé avec SMT)
SMC	Surface-mount components (components for SMT)	Composants montés en surface (composants pour SMT)
SMP	Surface-mount packages (SMD case forms)	Forfaits montés en surface (formes de cas SMD)
SME	Surface-mount equipment (SMT assembling machines)	Equipement de montage en surface (machines d'assemblage SMT)

Tableau 3.2 : Tableau des termes décrivent les composants, la technique et les machines utilisées dans la fabrication SMT. [7]

7-3 Avantages

Les principaux avantages de la technologie SMT par rapport à l'ancienne technique du trou traversant THT sont les suivants:

- Composants plus petits.
- Densité de composants beaucoup plus élevée (composants par unité de surface).
- Dans la technologie SMT, le volume du produit électronique est réduit de 40% à 60% et le poids est réduit de 60%. 80% par rapport à la technologie THT.
- Les composants peuvent être placés des deux côtés du circuit imprimé.

- Densité de connexions plus élevée car les trous ne bloquent pas l'espace de routage sur les couches intérieures, ni sur les couches arrière.
- Meilleure performance mécanique dans des conditions de choc et de vibration (en partie due à une masse inférieure et en partie à une mise en porte-à-faux moindre)
- Résistance et inductance plus faibles à la connexion; Par conséquent, moins d'effets de signaux RF indésirables et une performance haute fréquence meilleure et plus prévisible.
- Moins de trous doivent être percés. (Le forage de PCB prend du temps et coûte cher.)
- Réduction des coûts initiaux et de la durée d'installation pour la production en série, à l'aide d'équipements automatisés.
- Assemblage automatisé plus simple et plus rapide. Certaines machines de placement sont capables de placer plus de 136 000 composants par heure.
- De nombreuses pièces SMT coûtent moins cher que des pièces traversant THT équivalentes.
- Un package de montage en surface est préféré lorsqu'un package à profil bas est requis ou que l'espace disponible pour monter le package est limité. [7]

8- OPTIMISATION SMT DE NOTRE CIRCUIT BOOST

Pour suivre l'étendu technologique dans le domaine pratique actuellement utilisé dans tout le monde, on a destiné nos idées pour minimiser le volume, le poids et le coût de notre circuit BOOST avec circuit d'aide à la commutation en utilisant la nouvelle technologie SMT.

9- CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons pu étudier un convertisseur boost par la simulation sur Orcad ainsi que par la réalisation. Et dans l'objectif d'optimiser ce type de convertisseur statique nous avons ajouté au montage un CALC afin de diminuer les pertes joules engendré par le MOSFET .

Les tests effectués démontrent l'efficacité des montages avec CALC surtout dans les intervalles de puissance aux tours de quelques dizaines de Watts.

La comparaison des résultats obtenue par la voie pratique à celles obtenue par la voie de simulation nous montre la robustesse et la précision du logiciel OrCAD.

Utiliser la technologie SMT est notre autre façon d'optimiser le convertisseur BOOST sur le plan pratique.

CONCLUSION GENERALE

L'évaluation des pertes de puissance par commutation est une étape essentielle lors de la conception des convertisseurs statiques. Il est donc particulièrement important de les diminuer en choisissant une méthode adaptée.

Les circuits d'aide à la commutation CALC est une solution proposé pour résoudre le problème des pertes d'énergie dans les convertisseurs DC-DC car ils minimisent les pertes d'énergie de commutation sous forme de perte joule.

Le travail présenté dans ce mémoire vise principalement à démontrer l'efficacité des circuits d'aide à la commutation CALC à minimiser les pertes de l'énergie dans les convertisseurs DC-DC. Nous avons choisi comme élément d'étude un convertisseur survolteur BOOST.

Les résultats de la simulation ainsi que les résultats pratiques montrent qu'on utilisant les circuits d'aide à la commutation « CALC », les pertes d'énergie causées par la commutation des interrupteurs électroniques diminuent considérablement.

Le rendement et le volume, le poids et le cout des hacheurs survolteurs « BOOST » sont améliorés en utilisant la technologie de montage SMT.

ANNEXE

DYNAMIC CHARACTERISTICS

	Characteristic	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{GS} = 0V$		2890		pF
C_{oss}	Output Capacitance	$V_{DS} = 25V$		590		
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	$f = 1MHz$		230		
Q_g	Total Gate Charge ³	$V_{GS} = 10V$		140	190	nC
Q_{gs}	Gate – Source Charge	$V_{DD} = 0.5 V_{DSS}$		18	27	
Q_{gd}	Gate – Drain ("Miller") Charge	$I_D = I_D [Cont.] @ 25^\circ C$		75	135	
$t_{d(on)}$	Turn-on Delay Time	$V_{GS} = 15V$		19	35	ns
t_r	Rise Time	$V_{DD} = 0.5 V_{DSS}$		43	120	
$t_{d(off)}$	Turn-off Delay Time	$I_D = I_D [Cont.] @ 25^\circ C$		85	130	
t_f	Fall Time	$R_G = 1.8\Omega$		56	98	

SOURCE – DRAIN DIODE RATINGS AND CHARACTERISTICS

	Characteristic	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_S	Continuous Source Current	(Body Diode)			21	A
I_{SM}	Pulsed Source Current ¹	(Body Diode)			84	
V_{SD}	Diode Forward Voltage ²	$V_{GS} = 0V, I_S = -I_D [Cont.]$			1.8	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_S = -I_D [Cont.], di_s / dt = 100A/\mu s$			580	ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	$I_S = -I_D [Cont.], di_s / dt = 100A/\mu s$			8.1	μC

THERMAL CHARACTERISTICS

	Characteristic	Min.	Typ.	Max.	Unit
$R_{\theta JC}$	Junction to Case			0.42	°C/W
$R_{\theta JA}$	Junction to Ambient			30	

1) Repetitive Rating: Pulse Width limited by maximum junction temperature.

2) Pulse Test: Pulse Width < 380 μs , Duty Cycle < 2%

3) See MIL-STD-750 Method 3471



CAUTION — Electrostatic Sensitive Devices. Anti-Static Procedures Must Be Followed.

- [1] <https://fr.wikipedia.org/wiki/Alimentation> à découpage.
- [2] <https://www.astuces-pratiques.fr>.
- [3] KACHENOURA RAHMA : « Etudes des pertes dans les convertisseurs statiques », thèse de doctorat 2015.
- [4] GUILLAUME VERNEAU : « Optimisation géométrique de MOSFET de puissance en vue d'intégrer l'alimentation de l'étage de commande », thèse de doctorat 2009.
- [5] MAHDI AKHBARI : « Modèle de cellule de commande de commutation pour les études de pertes », thèse de doctorat 2012.
- [6] ORCADE <https://www.orcad.com/resources/library/intro-ee-pspice-designer>.
- [7] https://en.wikipedia.org/wiki/Surface-mount_technology.