

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
المركز الجامعي بلحاج بوشعيب عين تموشنت
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain Témouchent
Institut des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : Science et technologie
Filière : génie électrique
Spécialité : réseaux électriques et technique de la haut tension

Thème

Etude et modélisation d'un circuit d'aide à la commutation

Présenté Par :
MOUSSI Zakaria

Soutenu le : 11 juin 2015

Devant les membres du jury :

Mr. ABDI Sidi Mohammed	MAA	CUBBAT	Président
Mr. AYACH	MAA	CUBBAT	Examineur
Mr. FATMI Moulay	MCB	CUBBAT	Encadreur

Année universitaire 2014/2015

Dédicace :

Je dédie ce travail à mes chers parents

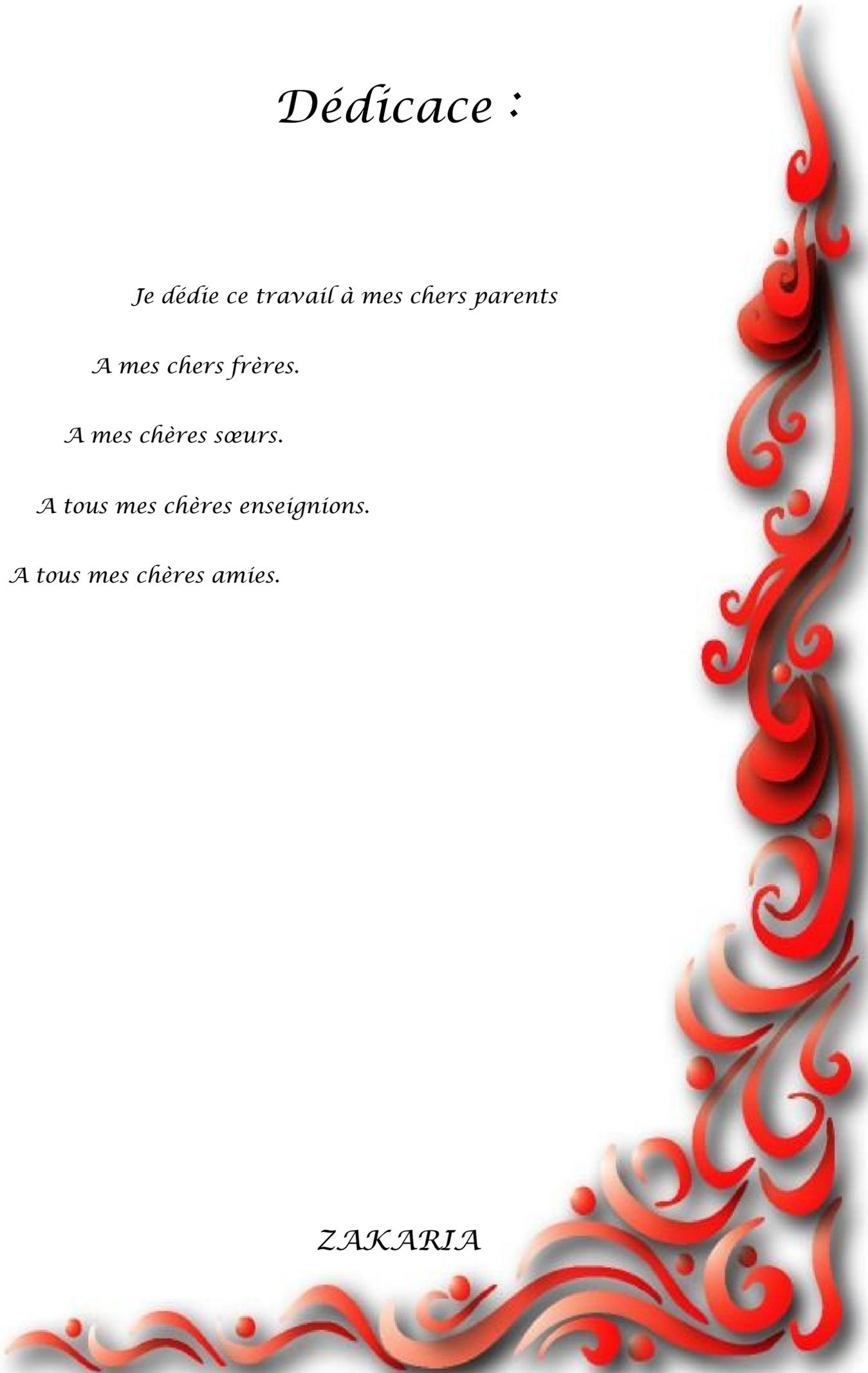
A mes chers frères.

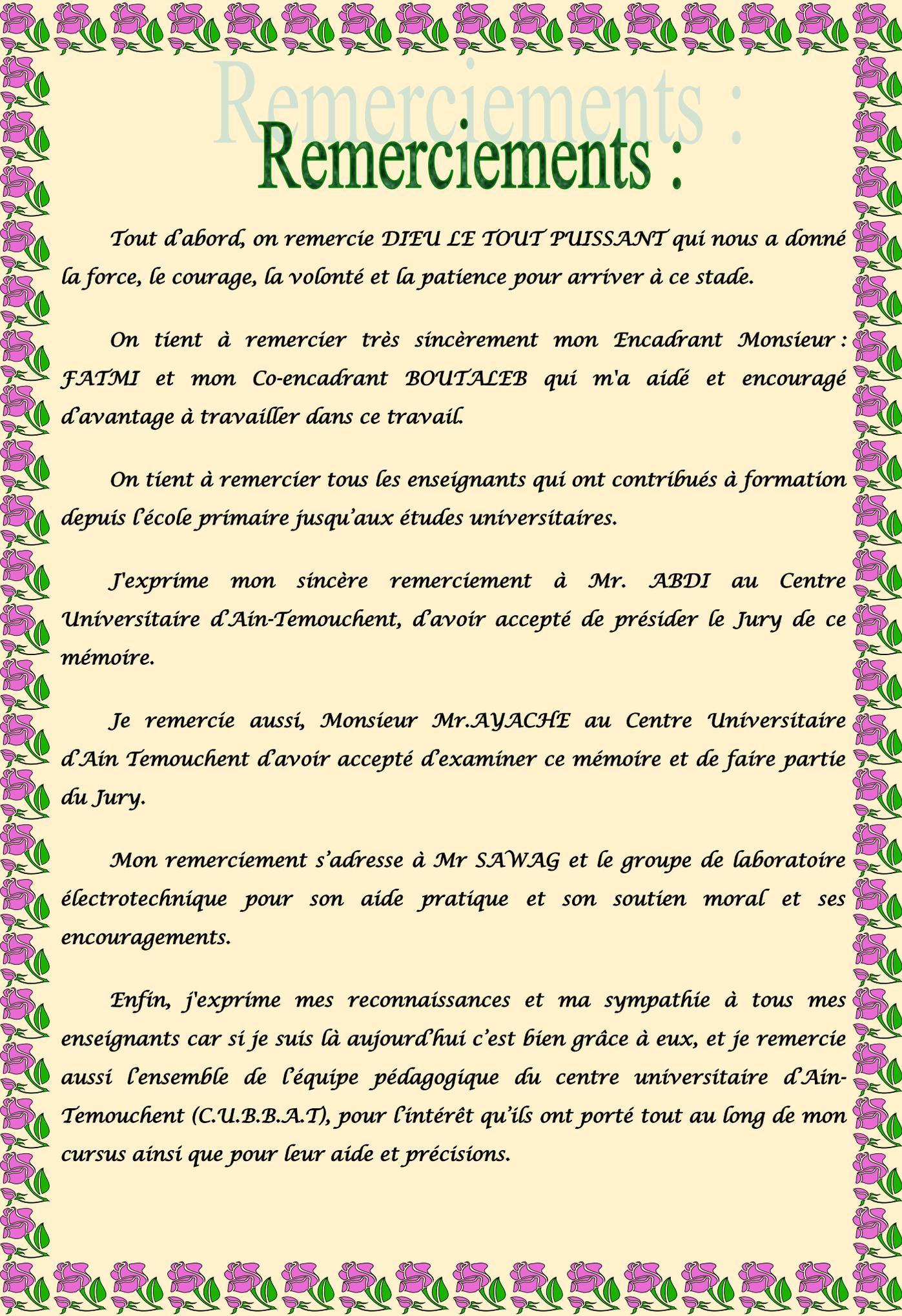
A mes chères sœurs.

A tous mes chères enseignants.

A tous mes chères amies.

ZAKARIA





Remerciements :

Tout d'abord, on remercie DIEU LE TOUT PUISSANT qui nous a donné la force, le courage, la volonté et la patience pour arriver à ce stade.

On tient à remercier très sincèrement mon Encadrant Monsieur : FATMI et mon Co-encadrant BOUTALEB qui m'a aidé et encouragé d'avantage à travailler dans ce travail.

On tient à remercier tous les enseignants qui ont contribué à formation depuis l'école primaire jusqu'aux études universitaires.

J'exprime mon sincère remerciement à Mr. ABDI au Centre Universitaire d'Ain-Temouchent, d'avoir accepté de présider le Jury de ce mémoire.

Je remercie aussi, Monsieur Mr. AJACHE au Centre Universitaire d'Ain Temouchent d'avoir accepté d'examiner ce mémoire et de faire partie du Jury.

Mon remerciement s'adresse à Mr SAWAG et le groupe de laboratoire électrotechnique pour son aide pratique et son soutien moral et ses encouragements.

Enfin, j'exprime mes reconnaissances et ma sympathie à tous mes enseignants car si je suis là aujourd'hui c'est bien grâce à eux, et je remercie aussi l'ensemble de l'équipe pédagogique du centre universitaire d'Ain-Temouchent (C.U.B.B.A.T), pour l'intérêt qu'ils ont porté tout au long de mon cursus ainsi que pour leur aide et précisions.

Liste des figures :

Chapitre 1 : état l'art sur le comportement de circuit d'aide à la commutation(CALC)

Figure 1.1. Représentation schématique de la conversion continue-continue	3
Figure 1.2. Extrait de la table périodique des éléments	5
Figure 1.3. Représentation symbolique et caractéristique d'une diode réelle	8
Figure 1.4. Courants et tensions d'un transistor bipolaire	9
Figure 1.5. Représentation symbolique et caractéristique du transistor MOS canal N(Modèle parfait)	10
Figure 1.6. Représentation schématique d'un interrupteur idéal	12
Figure 1.7. (a) Valve et son circuit amortisseur(snubber) (b) Etapes durant un cycle de commutation (c) Puissance instantanée dissipée dans la valve.....	14

Chapitre 2 : étude d'un circuit d'amortissement

Figure 2.1. (a) Un circuit convertisseur abaisseur avec l'inductance parasite et un circuit d'amortissement pour le diode de roue libre (b) la tension de diode et le courant de renversé-rétablissement de diode.....	20
Figure 2.2.: (a) Circuit équivalent du convertisseur abaisseur à l'instant de la diode inverse recouvrement actuelle sécable (b) la simplification qui en résulte lorsque la résistance d'amortissement est égale à zéro et (c)La tension ondes de courant et $R_S = 0$ et $C_S = C_{Base}$	21
Figure .2.3 circuit équivalent avec résistance d'amortissement R_s	22
Figure 2.4. (a) un circuit dévolteur avec inductance parasite (b) trajectoire de commutation et (c) les formes d'onde de courant et de tension pendant le cycle de fonctionnement	24
Figure 2.5. (a) Circuit d'aide à l'ouverture, (b) son circuit équivalent.....	25
Figure 2.6. L'effet de la capacité snubber pendant la mise en fonction de transistor.....	26

Chapitre 3 : simulation et interprétation des résultats

Figure .1.3 Modèle de circuit du travail sur MultiSim.....	27
Figure .3.2 Evolution de la commande à base NE555 (a) courant de sortie (b) la tension de sortie. .	28
Figure .3.3 Tension aux bornes l'interrupteur MOS sans CALC.	30
Figure .3.4 Tension aux bornes l'interrupteur MOS avec CALC.....	30
Figure .3.5 Tension V_{AK} aux bornes diode sans CALC.....	31
Figure .3.5 Tension V_{AK} aux bornes diode avec CALC	31

Liste des abréviations :

BaTiO₃ : Titanate de Baryum.

CALC : Circuit d'Aide à La Commutation.

GaAs : Arséniure de Gallium.

GaN : Nitrure de Gallium.

GTO : Gate Turn Off.

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor.

MOS : Métal Oxide Semi-conducteur.

SiC : Carbure de Silicium.

MOSFET : Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor.

MOS : Métal Oxide Semi-conducteur.

RC : Résistance, Capacité.

RCD : Résistance, Capacité, Diode.

RL : Résistance, Inductance.

SMES : Superconducting Magnetic Energy Storage.

Symboles:

C_S : Condensateur d'amortissement.

D : Rapport cyclique.

f_c : Fréquence de commutation.

I₀ : Courant de charge.

i₀ : Le courant de sortie.

I_{rr} : courant inverse de récupération.

L_σ : Inductance de parasite.

R_S : Résistance d'amortissement.

t₁ : Le temps nécessaire pour la jonction polarisée en inverse

t₂ : temps de stockage de charge dans la matière en vrac semi-conducteur.

LISTE DES ABRIVIATION ET SYMBOL

t_{tr} : inverser le temps de récupération (μs).

V_{CE} : Tension collecteur-émetteur.

V_{GE} : Tension grille-émetteur.

V_0 : La tension de sortie.

V_{Cs} : La tension à la borne Condensateur d'amortissement.

$V_{Cs \max}$: La valeur maximale de la tension de condensateur d'amortissement.

ω : Fréquence angulaire.

Sommaire :

Dédicaces.....	I
Remerciements	II
Liste des figures	III
Liste des abréviations et symboles.....	IV

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

Chapitre 01 : État l'art sur le comportement de circuit d'aide À la commutation(CALC)

1.1. Introduction	3
1.2. Généralités sur la conversion.....	3
1.3. Gestion automatique des commutations	4
1.4. Perspectives sur les semi-conducteurs.....	5
1.4.1. Matériaux semi-conducteurs	5
1.4.2. Nouveaux substrats pour les interrupteurs de puissance	6
1.4.3. Commande par photoconduction	6
1.5. Les composants semi-conducteurs de puissance	7
1.5.1. La diode de puissance	8
1.5.2. Le transistor bipolaire	9
1.5.3. Le transistor MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor)	10
1.5.4. Le thyristor GTO (gate turn off)	11
1.6. Description des phénomènes de commutation	11
1.6.1. Nécessité de la commutation	11
1.6.2. Illustration de la commutation.....	12
1.6.3. Interrupteur avec résistance interne et résistance de fuite sous charge résistive	13
1.6.4. Pertes dues à la commutation.....	14
1.7. Les éléments de stockage comme des sources de puissance	16
1.7.1. Les condensateurs céramiques pour le stockage d'énergie.....	16
1.8. Conclusion.....	17

Chapitre 02 : Etude d'un circuit d'amortissement

2.1. Introduction	19
2.2. fonction et types des circuits snubbers	19
2.3. Diode snubber.....	20
2.4. Snubber capacitive	21
2.5. Effet d'ajouter une résistance snubber	22
2.6. CALC pour le transistor	23
2.6.1.Circuit d'aide à la commutation à la fermeture.....	24
2.7. Conclusion.....	26

Chapitre 03 : simulisation et interprétation des résultats

3.1. Introduction	27
3.2. Application de circuit d'aide à la commutation.....	27
3.2.1. Configuration proposé : hacheur avec un charge inductive	27
3.3. Signal de commande l'interrupteur MOS.....	28
3.4. Modèle de pertes dans les semi-conducteurs.....	29
3.5. Pertes énergétique par commutations	29
3.5.1. Pertes par commutations dans un MOS	29
3.5.2. Pertes parcommutations dans la diode	30
3.6. Interprétation des résultats.....	32
3.7. Conclusion.....	32
 Conclusion générale.....	 33
 Références Bibliographiques.....	 34
Annexes	36



Introduction générale



L'électronique moderne nécessite la présence d'appareillages de volume de plus en plus petits. La solution est de trouver un moyen pour réduire au maximum la taille des composants sans négliger d'augmenter leurs efficacités. Parmi les composants électroniques qui jouent un rôle important dans le montage des circuits intégrés, les condensateurs ont vraiment dépassé leur rôle classique d'accumulateur de charge pour prendre une grande importance dans le filtrage de signaux.

L'électronique de puissance a pour ambition la conversion des ondes électriques (de continu en continu, de continu en alternatif et inversement, d'alternatif en alternatif) et la commande de la puissance électrique ainsi convertie au moyen de composants électroniques, c'est-à-dire d'éléments de petites dimensions devant les systèmes alimentés.

Dans la conversion statique, l'idéal serait que les interrupteurs commutent instantanément. Hélas la réalité est toute autre, car les commutations s'effectuent sur un temps déterminé par la puissance à piloter, accompagnées de pertes plus ou moins importantes du composant réalisant la fonction d'interrupteur. Ces pertes sont linéairement dépendantes de la fréquence de travail.

La diminution du temps de commutation entraîne une forte dissipation d'énergie au niveau des interrupteurs, qui provoque des chocs thermiques avec création de points chauds qui à terme mènent à la destruction du composant. Il est donc nécessaire de protéger les interrupteurs contre ces contraintes de commutation. [20]

L'utilité des circuits d'électronique de puissance pour la réalisation de convertisseurs de tension et de courant ou de commandes de moteurs n'est plus à démontrer. Les méthodes utilisées en électronique conventionnelle, basées sur des éléments passifs ou des transistors en régime linéaire, génèrent des pertes inacceptables dans la plupart des applications de moyenne et de haute tension. Les systèmes pulsés permettent des transferts de puissance sous diverses formes, tels que la conversion de tension continue-alternative ou la conversion de fréquence, avec des rendements proches des limites idéales [2].

L'élément clé de la conversion est l'interrupteur statique qui va permettre, en interrompant ou non le transfert d'énergie entre les divers éléments du circuit, de gérer les valeurs moyennes des courants et des tensions. Il subit de fortes contraintes et est responsable de la plus grande partie des pertes, que ce soit lors des commutations ou quand il est en état de

conduction. On comprend facilement l'attention toute particulière qu'il mérite. Les interrupteurs, basés sur les propriétés mixtes de blocage et de conduction des dispositifs à semi-conducteur, sont en constante évolution.

L'objectif de mon travail est d'étudier et modéliser la protection des interrupteurs à semi-conducteur par des condensateurs non linéaires contre les surtensions à l'ouverture.

En parallèle aux recherches technologiques visant une amélioration des éléments semi-conducteurs, de nombreuses variantes de circuits permettant une diminution des pertes sont proposées. Pour accélérer les comparaisons entre diverses topologies, Parmi les matériaux ferroélectriques ils ont inséré à cet effet Les simulateurs par éléments finis donnent de très bons résultats, mais ne conviennent pas à la plupart des utilisateurs parce qu'ils nécessitent des données précises sur la structure semi-conductrice, sont difficiles à mettre en œuvre et nécessitent des temps de calculs élevés.

Pour une utilisation dans les outils de simulation de circuits, différentes méthodes et approches sont utilisées pour obtenir une représentation fidèle du comportement des transistors IGBTs lors des simulations, mais avec un temps de calcul limité.



Chapitre 1 : état l'art sur le circuit d'aide à la commutation (CALC)



1.1. Introduction :

Les convertisseurs statiques permettent le transfert de l'énergie entre une source (de tension ou de courant alternative ou continue) et une charge avec un minimum de pertes grâce aux composants à semi-conducteur.

L'augmentation des puissances commutées, la facilité de contrôle et le coût réduit des composants de puissance, à semi-conducteurs, ont conduit à une utilisation croissante de convertisseurs de puissance. Cette montée en puissance a ouvert un champ de nouvelles topologies pour les applications en électronique de puissance [1].

La présentation des composants de puissance va nous permettre de mieux comprendre les mécanismes liés à la conduction et à la commutation de courant dans la cellule de commutation.

1.2. Généralités sur la conversion :

La conversion statique permet de transformer une source quelconque (de tension ou de courant, continue ou alternative, monophasée ou polyphasée) en une autre source quelconque avec un minimum de pertes. Quelle que soit le convertisseur utilisé, le principe de fonctionnement est le même. La valeur de sortie est obtenue en connectant séquentiellement la charge au moyen d'interrupteurs sur les différentes valeurs disponibles en entrée de manière à obtenir par la moyenne la valeur de sortie désirée. [2]

Lors de la conversion continue-continue, on commute périodiquement entre deux (ou plus) niveaux de tension constants (figure 1.1).

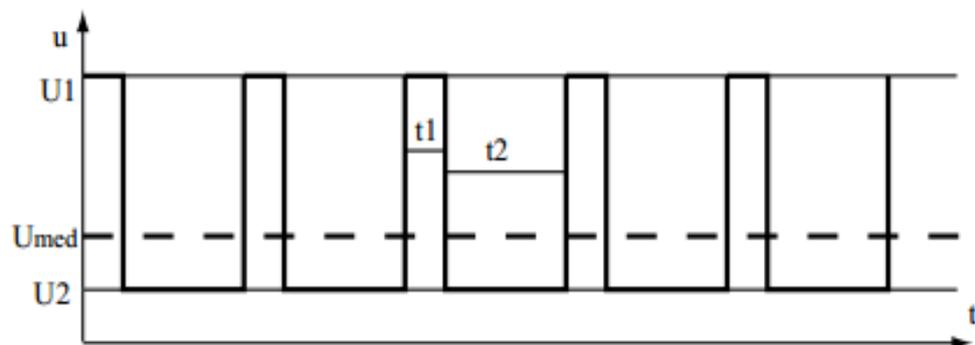


Figure 1.1 : Représentation schématique de la conversion continue-continue [2].

Pendant la durée t_1 le niveau U_1 reste enclenché et lors de la durée t_2 le niveau U_2 reste enclenché, la valeur moyenne de la tension continue obtenu est :

$$U_{\text{med}} = \frac{U_1 t_1 + U_2 t_2}{t_1 + t_2} \quad (1.1)$$

On peut ainsi varier la valeur moyenne de la tension U_{med} en intervenant sur les durées d'enclenchement t_1 et t_2 .

Pour simplifier l'écriture on introduit les notions de période T_p et de fréquence de pulsation f_p

$$T_p = \frac{1}{f_p} = t_1 + t_2 \quad (1.2)$$

Ainsi que la notion de rapport cyclique D

$$D = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{t_1}{T_p} \quad (1.3)$$

On peut généraliser l'équation 1.1 pour un nombre n de tensions continues enclenchées séparément pendant des durées t_n .

$$U_{\text{med}} = \frac{U_1 + U_2 + \dots + U_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n} \quad \text{Et : } T_p = t_1 + t_2 + \dots + t_n \quad (1.4)$$

1.3. Gestion automatique des commutations

Le principe de la commutation automatique a été récemment introduit. Celui-ci propose de nouveaux mécanismes de commutation basés sur les éléments de protection de l'interrupteur de puissance. La variation des grandeurs mesurées aux bornes de l'interrupteur est détectée par dépassement de seuil. Un interrupteur équipé de la fonction d'auto-disjonction a été implémenté et son étude a fait l'objet d'une thèse [3]. Ce principe prometteur fait aujourd'hui l'objet d'une étude de l'intégration des fonctions de commutations automatisées au plus près de l'interrupteur [4].

1.4. Perspectives sur les semi-conducteurs

Le silicium (Si) principal matériau utilisé pour la fabrication des composants, se voit remplacé dans la fabrication de composants de haute efficacité. Bien que ce

matériau soit stable sur une large gamme de températures et relativement bon marché, les limites sont aujourd'hui atteintes [5]. Des recherches récentes ont abouti à des composants de puissance à substrats en matériaux semi-conducteurs différents du silicium.

1.4.1. Matériaux semi-conducteurs :

Les matériaux semi-conducteurs pour la fabrication d'interrupteurs statiques sont mis en évidence sur le tableau périodique des éléments illustré par la (figure 1.2). Deux types de matériaux sont étudiés. En premier lieu, les éléments issus de la colonne IV sont tous de potentiels candidats. En second lieu, les éléments issus des colonnes adjacentes III et V peuvent aussi constituer des matériaux candidats par l'association de deux éléments pris dans chacune des colonnes.

Candidats matériaux
semiconducteurs
Type : III IV V

										18 VIIA	
										2 4.0026	
										He	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	
										10 20.180	
										9 18.998	
										8 15.999	
										16 VIA	
										17 VIIA	
										18 VIIIA	

composants de puissance. En effet, cette propriété permet d'augmenter la tension de blocage aux bornes d'un interrupteur ainsi que leur domaine de fonctionnement.

Bien que plusieurs dispositifs aient été récemment réalisés, les recherches ont encore du mal à aboutir en raison de difficultés technologiques. Aussi, dans la direction de l'association de divers matériaux, la déposition de diamant sur tout autre substrat permet d'améliorer les propriétés en conduction et en blocage des interrupteurs dans les applications de puissance. Ainsi, des diodes aux performances accrues sont réalisées avec le diamant. D'autre part, un élément de convertisseur matriciel utilisant des dépôts de diamant sur le substrat a été proposé et breveté par Alstom en 2003 [6] [7].

1.4.3. Commande par photoconduction

Introduit à la fin des années 80, le principe de la photoconduction a permis de développer des composants semi-conducteurs possédant de meilleures performances par rapport aux composants conventionnels, notamment au niveau de la tension de blocage. Au niveau du semi-conducteur, l'énergie nécessaire pour la création d'une paire d'électron-trou est définie par la différence d'énergie entre la bande de conduction et celle de valence, appelée le gap [8]. Cette énergie peut être fournie par une source lumineuse ou un laser d'une fréquence telle que l'énergie correspondant soit de l'ordre du gap. Suivant ce principe, un composant peut-être commandé par une source de lumière, évitant les problèmes de charge de la capacité de grille et permettant une isolation galvanique efficace de la commande.

Un interrupteur commandé par le principe de photoconduction présente l'avantage de réduire les éléments parasites. De plus, l'isolation galvanique de la commande permet une tenue en tension de blocage beaucoup plus élevée que dans un interrupteur de puissance conventionnel. Parmi les matériaux semi-conducteurs adaptés à la photoconduction, le diamant semble promettre de hautes performances. En effet, la très large bande de gap dans le diamant permet d'augmenter la valeur maximale du champ électrique dans la zone intrinsèque du semi-conducteur [9].

1.5. Les composants semi-conducteurs de puissance :

Interrupteurs de l'électronique de puissance fonctionnent à des fréquences allant jusqu'à plusieurs dizaines de kHz, ce qui rend impossible l'emploi des interrupteurs

classiques du fait de l'arc électrique qui s'établirait entre les contacts [1]. Seuls les interrupteurs statiques à base de semi-conducteurs sont utilisés. On trouve :

- La diode.
- Le transistor bipolaire.
- Le transistor à effet de champ (MOSFET).
- L'IGBT (insulated gate bipolar transistor).
- Le thyristor GTO (gate turn off).

1.5.1. La diode de puissance :

La diode est un composant redresseur non commandable constitué d'une simple jonction PN. Cette dernière crée une barrière de potentiel de l'ordre de 0.6 à 1V pour les composants de forte puissance qui empêche le transit des électrons de la région N à la région P.

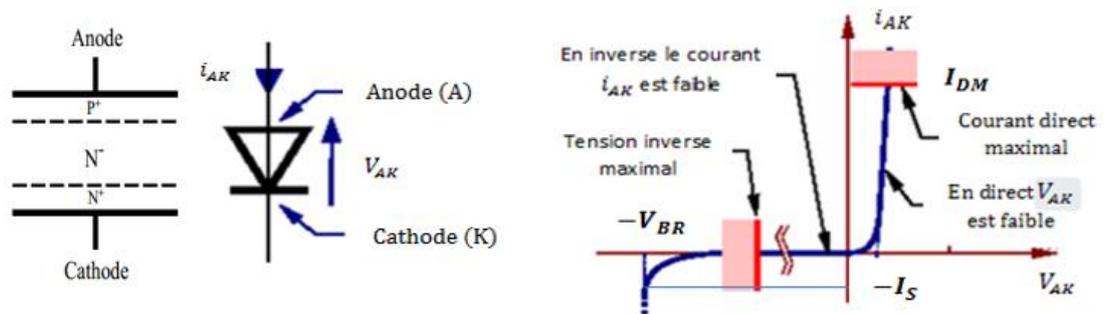


Figure. 1.3 : Représentation symbolique et caractéristique d'une diode réelle.

La diode est polarisée en directe si $v_{AK} > 0$, polarisée en inverse si $v_{AK} < 0$. Le courant i_{AK} dit direct quand il est positif, et inverse quand il est négatif [11].

En polarisation directe (figure. 1.3), la caractéristique met en évidence une tension de seuil v_{AK} : en deçà de cette tension, le courant dans la diode peut être considéré comme nul. La tension de seuil v_{AK} dépend du matériau utilisé : elle vaut approximativement 0.7 V pour le Silicium, et 0.2 V pour le Germanium. Au-delà de la tension de seuil, le courant i_{AK} croît en fonction de 0.75 V, 1 A pour 0.9 V, 10 A pour 1,2 V [10].

Le courant direct est limité : la principale caractéristique d'une diode en polarisation direct est le courant direct maximum acceptable en régime permanent I_{DM} .

Selon les diodes, il peut être de 50mA à plusieurs ampères. En régime transitoire, une diode peut supporter, sous certaines conditions, des courants instantanés pouvant atteindre 30 fois le courant direct maximum acceptable en régime permanent.

En polarisation inverse (figure. 1.2), le courant atteint rapidement une valeur $-I_S$ très faible. Ce courant varie peu en fonction de la tension inverse, jusqu'à une tension $-V_{BR}$ où il augmente brusquement. Les procédés de fabrication permettent de maîtriser la valeur de V_{BR} : celle-ci peut être de quelques volts, jusqu'à plusieurs milliers de volts. La plupart des diodes sont détruites quand cette tension est atteinte : l'augmentation du courant provoque une dissipation importante de puissance.

Sous tension inverse continue, la principale caractéristique d'une diode est la tension inverse maximum acceptable. Par mesure de sécurité, cette tension est inférieure à V_{BR} . Une autre caractéristique est la valeur du courant de fuit $-I_S$ que présente la diode sous tension inverse [1][10].

1.5.2. Le transistor bipolaire :

Le transistor bipolaire de puissance est un élément commandé à la fermeture et à l'ouverture constitué de trois couches NPN ou PNP en série. C'est un composant bipolaire.

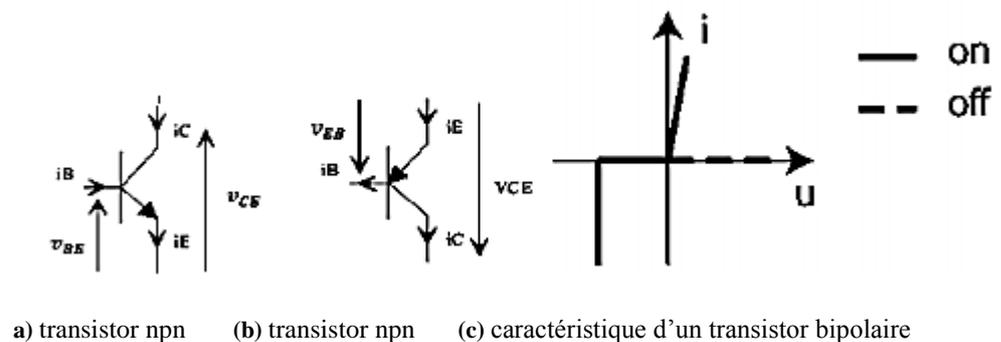


Figure. 1.4 : Courants et tensions d'un transistor bipolaire [10].

La (figure. 1.4), présente conventions de noms et de sens des courants et tensions pour les deux types de transistors bipolaires. Délibérément, les sens choisis sont ceux des courants et tensions réels. Ainsi définis, les tensions et courants ne doivent pas devenir négatifs, cela pourrait endommager le transistor. On a donc trois courants (i_B, i_C, i_E), trois tensions (v_{BE}, v_{CB}, v_{CE} pour un transistor NPN, ou v_{EB}, v_{BC} et

v_{EC} pour un transistor PNP. Les trois courants ne sont pas indépendants : pour les deux types de transistors, on a : $i_E = i_B + i_C$

De même, les trois tensions ne sont pas indépendantes. Pour un transistor NPN, on a :

$$v_{CE} = v_{CB} + v_{BE} . \text{ Et pour un transistor PNP : } v_{EC} = v_{EB} + v_{BC}$$

1.5.3. Le transistor MOSFET:

Le transistor à effet de champ MOSFET de puissance est un composant unipolaire pour lequel la conduction est assurée par les porteurs majoritaires. L'application d'un potentiel (type. 15V) sur la grille permet le transfert d'électrons dans un canal directement entre les deux couches n. Le drain est vertical pour mettre des tensions élevées. La diode en antiparallèle fait partie intégrante de la structure du MOSFET. La grille du MOSFET étant essentiellement capacitive, une résistance R_g est indispensable pour limiter le courant lors des variations de la tension de commande. Ne comportant pas d'accumulation interne de charge, le MOSFET peut commuter très rapidement. On peut simplement caractériser les changements d'état par un retard et un temps de transition. Ce composant est idéal pour de faibles tensions mais devient très dissipatif lorsqu'il doit bloquer des tensions importantes [13].

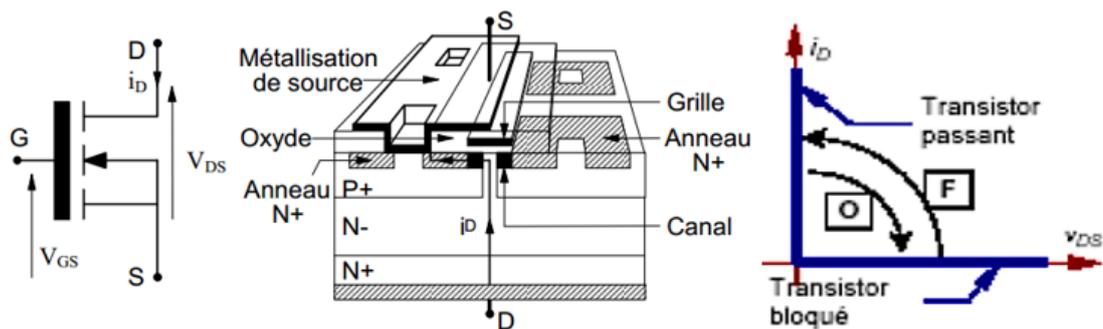


Figure. 1.5 : Structure et caractéristiques statiques d'un transistor MOSFET

(Modèles du composant parfait)

En état ouvert (O) obtenu en annulant la tension V_{GS} de commande, procurant une impédance drain-source très élevée, ce qui annule le courant de drain I_D . La tension V_{DS} est fixée par le circuit extérieur. L'équivalent est un commutateur ouvert.

En état saturé (F) : une tension V_{GS} positive rend R_{DS} très faible et permet au courant i_D de croître. L'équivalent est un commutateur fermé.

1.5.4. Le thyristor GTO (gate turn off):

Le thyristor est une structure PNPN qui fonctionne sur la base de l'injection de porteurs. Peut se ramener à un transistor bipolaire PNP dont l'émetteur est connecté à la grille d'un transistor bipolaire NPN. L'émetteur de celui-ci est lui-même connecté à la base du premier transistor PNP. Lorsque la tension collecteur-émetteur est positive, l'injection de charges dans la base provoque un phénomène de contre-réaction amplifiant les deux courants de base amenant les transistors à saturation. Le blocage du thyristor déviant se fait par l'annulation naturelle du courant lors de l'application d'une tension négative [13].

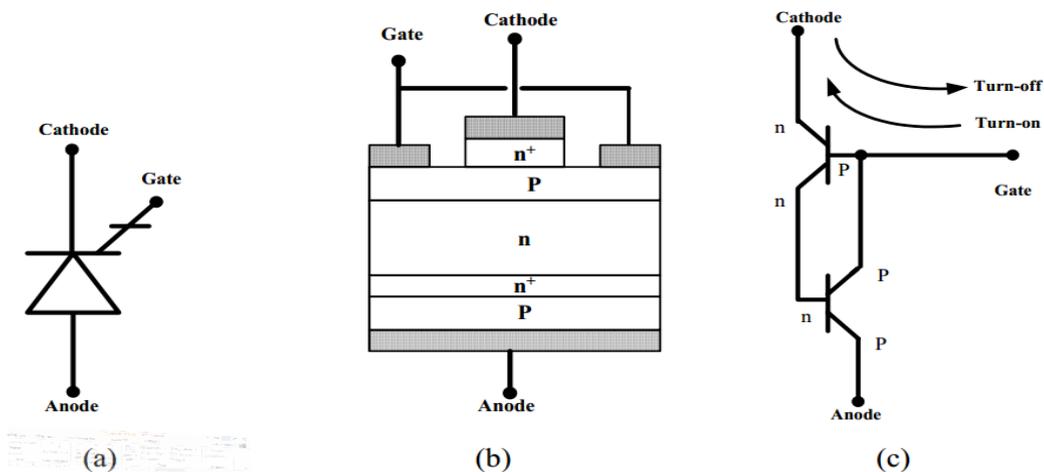


Figure. 1.5: Gate turn-off thyristor (a) GTO -symbole, (b) -structure et (c) equivalent circuit.

1.6. Description des phénomènes de commutation :

1.6.1. Nécessité de la commutation :

La commutation permet le transfert d'énergie d'une source à une autre en organisant le fonctionnement des interrupteurs statique qui ont deux états de fonctionnement possibles :

- Fermé : courant de l'ordre de grandeur du courant nominal sous très faible tension.
- tension de l'ordre de grandeur de la tension nominale avec un faible courant.

Pour réaliser les conversions recherchées il faudra de plus que la transition des composants d'un état à l'autre soit rapide et peu dissipatrice, on dira alors qu'ils commutent [1]. L'électronique de puissance est nécessairement une électronique de

commutation. On adoptera désormais le vocabulaire relatif aux interrupteurs : état ouvert, état fermé, ouverture, fermeture.

1.6.2. Illustration de la commutation :

Les dispositifs qui vont servir d'interrupteur en électronique de puissance doivent fonctionner dans l'un des états stables suivant :

- Etat ouvert (bloqué) noté OFF
- Etat fermé (conducteur) noté ON

Soit Q un interrupteur, dont u_Q est la différence de potentiel à ces bornes, i_Q est l'intensité du courant direct.

Etat ouvert off : $u_Q \cong U_s$

$$i_Q \cong 0$$

Etat fermé on : $i_Q = \frac{U_s}{R_s}$

$$u_Q \cong 0$$

Le cas de l'interrupteur idéal est illustré dans le schéma de la figure suivante :

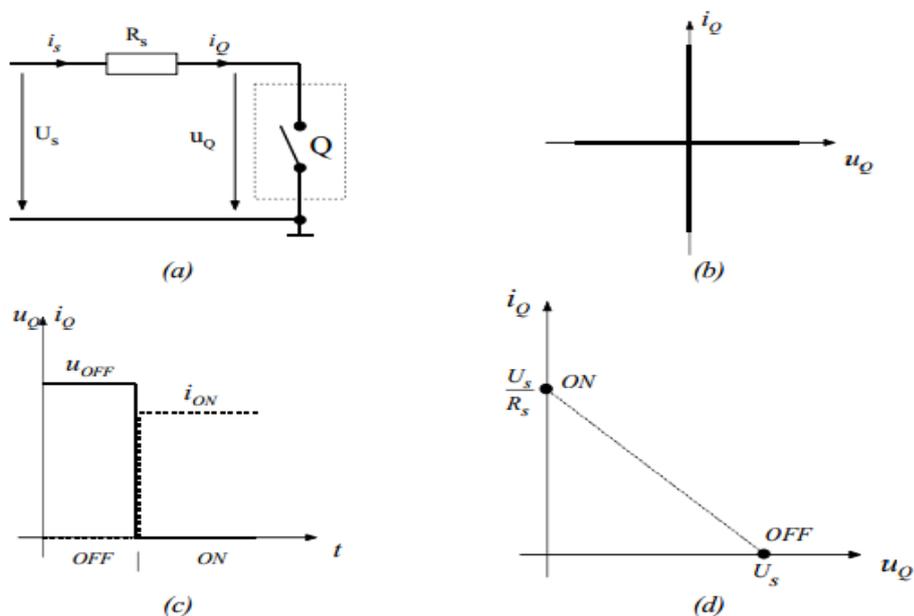


Figure I.6 : Représentation schématique d'un interrupteur idéal.

A l'état bloqué (OFF), la résistance d'isolation est infinie et à l'état fermé (ON), la résistance de passage est nulle. Dans le cas de l'interrupteur idéal, la commutation n'induit aucune perte.

Interrupteur ouvert : $i_Q = 0$

$$u_{Q(OFF)} = U_s$$

$$P_{Q(OFF)} = i_{Q(OFF)} \cdot u_{Q(OFF)} = 0 \quad (1.5)$$

Interrupteur fermé : $i_{Q(ON)} = \frac{U_s}{R_s}$

$$u_{Q(OFF)} = 0$$

$$P_{Q(ON)} = i_{Q(ON)} \cdot u_{Q(ON)} = 0 \quad (1.6)$$

1.6.3. Interrupteur avec résistance interne et résistance de fuite sous charge résistive :

A l'état bloqué (OFF), la résistance d'isolation prend la valeur R_{OFF} et à l'état fermé (ON), la résistance de passage est égale à $R_{ON} = r_{ON} // R_{OFF}$

Interrupteur ouvert :

$$i_{OFF} = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}}$$

$$U_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s$$

$$P_{Q(OFF)} = i_{Q(OFF)} \cdot u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{(R_s + R_{OFF})^2} \cdot U_s^2 \quad (1.7)$$

Interrupteur fermé :

$$i_{ON} = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}}$$

$$U_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s$$

$$P_{Q(ON)} = i_{Q(ON)} \cdot u_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{(R_s + R_{ON})^2} \cdot U_s^2 \quad (1.8)$$

Dans le cas idéal ne possède pas des pertes par commutation.

1.6.4. Pertes dues à la commutation : [14]

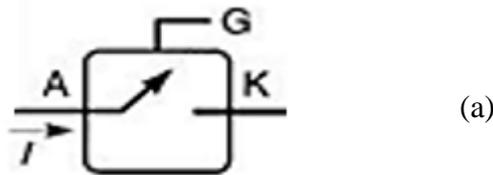
Tout interrupteur, GTO, MOSFET, IGBT..., présente des pertes qui affectent son rendement et conduit à son échauffement.

La (figure 1.7 (a)) schématise l'anode A, la cathode K et la gâchette G d'un interrupteur. Afin de faciliter la commutation et pour réduire les pertes dans l'interrupteur, un circuit d'aide à la commutation (snubber) est branché aux bornes de l'interrupteur. Il est composé d'éléments R , L , C et parfois des semi-conducteurs

auxiliaires. Son rôle est de limiter l'amplitude du taux de variation de la tension anodique E_{AK} à l'ouverture et l'amplitude du taux de variation du courant anodique I à la fermeture.

Un cycle de fonctionnement comprend quatre étapes de très courte durée (figure 1.7 (b)):

1. Temps de mise en conduction T_1 (turn on time): pendant cet intervalle, le courant à travers augmente rapidement et la tension aux bornes décroît rapidement.
2. Temps de conduction T_2 (on-state time): le courant a atteint sa valeur de régime I_T , et la tension E_0 aux bornes de la valve est comprise entre 2 et 3 volts
3. Temps de coupure T_3 (turn-off time): le courant décroît rapidement vers zéro alors que la tension aux bornes augmente rapidement vers E_{AK}
4. Temps de repos T_4 (off-state time): le courant est nul, mais la tension aux bornes est revenue à sa valeur nominale imposé par le circuit.



T_1 = temps de mise en conduction

T_2 = temps de régime stable

T_3 = temps de mise à l'ouverture

T_4 = temps de repos

D = rapport cyclique = $\frac{\tau_{\alpha}}{\tau}$

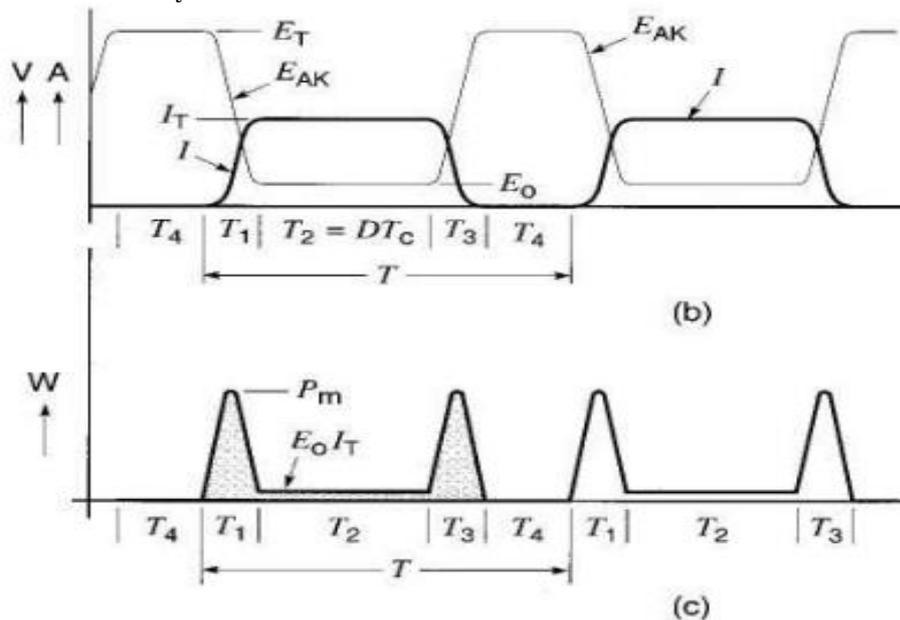


Figure I.7 : (a) Interrupteur (b). Étapes d'un cycle de fonctionnement. (c). Puissance instantanée dissipée dans la valve

La somme des intervalles $T_1 + T_2 + T_3 + T_4$ correspond à la période T d'un cycle complet, laquelle est égale à $1/f_c$. L'intervalle T_2 correspond à $T_a = D.T$.

La (figure 1.7 (c)) indique la puissance instantanée dissipée dans l'interrupteur lors d'un cycle. Durant les intervalles T_1 et T_3 , la tension aux bornes est considérable. Par conséquent, durant ces périodes, on a des pointes de puissance dissipée extrêmement élevées. Ainsi, durant la période T_1 , le produit de la tension instantanée E_{AK} et du courant instantané I donne la puissance crête P_m . En première approximation, sa valeur est de $(E_T/2) * (I_T/2) = E_T.I_T/4$ watts. La valeur crête est à peu près la même durant l'intervalle T_3 .

Durant un cycle de commutation, l'énergie totale dissipée dans l'interrupteur est égale à la surface comprise sous la courbe de puissance. D'une façon très approximative elle est donnée par :

$$\frac{\text{Energie}}{\text{cycle}} = \frac{E_T \cdot I_T}{4 \times 2} \cdot T_1 + E_0 \cdot I_T \cdot T_2 + \frac{E_T \cdot I_T}{4 \times 2} \cdot T_3 \quad (1.9)$$

La puissance moyenne P_c dissipée dans la valve est donc :

$$P_c = \frac{\text{Energie/cycle}}{T}$$

$$P_c = \frac{E_T \cdot I_T}{8} \cdot \frac{T_1}{T} + E_0 \cdot I_T \cdot \frac{T_2}{T} + \frac{E_T \cdot I_T}{8} \cdot \frac{T_3}{T}$$

Avec : $T = \frac{1}{f_c}$ et que $T_2 = D.T$ on obtient

$$P_c = \frac{E_T \cdot I_T}{8} (T_1 + T_3) \cdot f_c + D \cdot E_0 \cdot I_T \quad (1.10)$$

L'équation (1.10) révèle les facteurs qui déterminent la puissance dissipée dans un interrupteur. L'équation indique que la dissipation est réduite si les temps de mise en conduction T_1 et de coupure sont courts. Voilà un des avantages offerts par les MOSFET et les IGBT : leurs temps de commutation T_1 et T_3 se mesurent en nanosecondes, ce qui permet leur emploi à de fréquences bien plus supérieures à celles admissibles pour les GTO.

1.7. Les éléments de stockage comme sources d'énergie :

1.7.1. Les condensateurs céramiques

L'énergie totale stockée dans un condensateur est définie par $W_c = \frac{1}{2} C_c . V^2$. Une des voies possibles pour augmenter sa valeur est de maximiser la capacité électrique

$$C_c = \varepsilon_0 \varepsilon_r . S/e .$$

La technologie des céramiques est déjà capable d'optimiser le facteur géométrique S/e avec les condensateurs multicouches dont l'épaisseur individuelle des couches diélectriques est inférieure à 1 μm . La valeur de référence de ε_r est d'environ 20 000 pour des composés à base de BaTiO_3 mais l'inconvénient majeur de ces matériaux est leur dérive thermique importante.

Pour le stockage l'énergie, les condensateurs électrochimiques et films sont privilégiés par rapport aux condensateurs céramiques. Les autres applications de condensateurs sont : accord de circuits oscillants, résonateurs, découplage, liaison, filtrage ou encore compensation en température. Leur application en grande quantité et depuis un grand nombre d'années fait que leur coût est relativement faible, que les technologies sont éprouvées et que le retour d'expérience est important [17].

Tableau 1: Caractéristiques des différentes technologies de condensateur[11]

Famille de condensateur	Isolant	Permittivité relative	Epaisseur de l'isolant	Gamme de tension	Gamme de capacité
Céramique	BaTiO_3	de 3000 à 10 000	1 μm	de 5 à 250V	de 1pF à 100 μF
Electrochimique	Al_2O_3 liquide	de 8 à 10	1,4nm.V ¹	de 6 à 600V	de 10 μF à 1F
	Al_2O_3 solide			de 6 à 40V	de 1 μF à 1mF
	Ta_2O_5 gélifié	27		de 6 à 500V	de 1 μF à 1mF
	Ta_2O_5 solide			de 6 à 50V	de 100nF à 1mF
Film plastique	PP, PS, PEN, PET, PPS	de 2,2 à 6	de 0,9 à 6 μm	de 50 à 2000V	de 100pF à 10 μF

1.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé une notion générale sur les semi-conductrices de puissances. Nous avons également présenté les principaux mécanismes

de commutation siège des pertes qui réduisent les performances de l'interrupteur. Ensuite, nous avons parlé de l'intérêt des condensateurs dans l'électronique de puissance. Enfin, nous avons porté la discussion sur le futur potentiel des matériaux à forte permittivité pour des applications comme condensateurs pour le stockage d'énergie.



Chapitre 2 : étude d'un circuit d'amortissement



2.1 Introduction :

Afin d'utiliser un interrupteur à semi-conducteur de puissance à la limite de ses capacités, on introduit un circuit d'aide à la commutation (CALC) à ces bornes. Ce dispositif permet de ramener les contraintes à des niveaux acceptables. Le choix final se fera sur le coût et la disponibilité du dispositif de semi-conducteur pour les grandeurs électriques requises comparées au coût et à la complexité additionnelle d'utiliser un CALC. Ce chapitre discute le rôle des CALC dans la réduction des contraintes électriques sur des dispositifs de semi-conducteur de puissance.

2.2 Fonction et types de circuits d'aide à la commutation

La fonction d'un CALC (Snubbers) est de réduire les contraintes électriques appliquées à un dispositif pendant la commutation imposé par un convertisseur statique. De façon explicite, un CALC réduit les contraintes de commutation au niveau acceptable en:

- Limitant les tensions appliquées à un dispositif pendant la fermeture,
- Limitant les courants de dispositif pendant l'ouverture,
- Limitant le taux de variation (di/dt) du courant à la mise en fonction,
- Limitant le taux de variation (dv/dt) de la tension à l'ouverture,
- Définissant la trajectoire de commutation du dispositif (point de fonctionnement).

Il existe trois grandes catégories de circuits CALC (Snubbers) :

- Circuit non polarisés de la série «**RC**» employés pour protéger des diodes et des thyristors en limitant le maximum de tension et de (dv/dt) à l'ouverture.
- Circuit polarisés de la série «**RC**». Ces types des circuits sont utilisés pour maintenir la tension appliquée aux dispositifs aux niveaux sûrs (dv/dt).
- Circuit «**RL**» employés pour définir la trajectoire d'ouverture de commutation des commutateurs contrôlables et/ou pour limiter (di/dt) pendant la mise en fonction de dispositif.

Les contraintes de commutation sont également réduites en utilisant des convertisseurs résonnants ou quasi-résonnants. [18]

Le circuit de d'aide à la commutation (CALC) est une partie additionnelle au convertisseur de base, ajouté pour réduire les contraintes appliquées à un composant électrique. Habituellement, dans un dispositif de semi-conducteur de puissance, des (CALC) peuvent être employés séparément ou en association [8].

2.3 Diode CALC

Les CALC sont nécessaires pour réduire au minimum la surtension se produisant dans les convertisseurs statiques. L'analyse du circuit d'amortissement sera basée sur ce circuit dévolteur de la figure 2.1 (a) où L_σ représente l'inductance parasite. Un CALC R_s - C_s est utilisé aux bornes la diode pour la protection contre les surtensions.

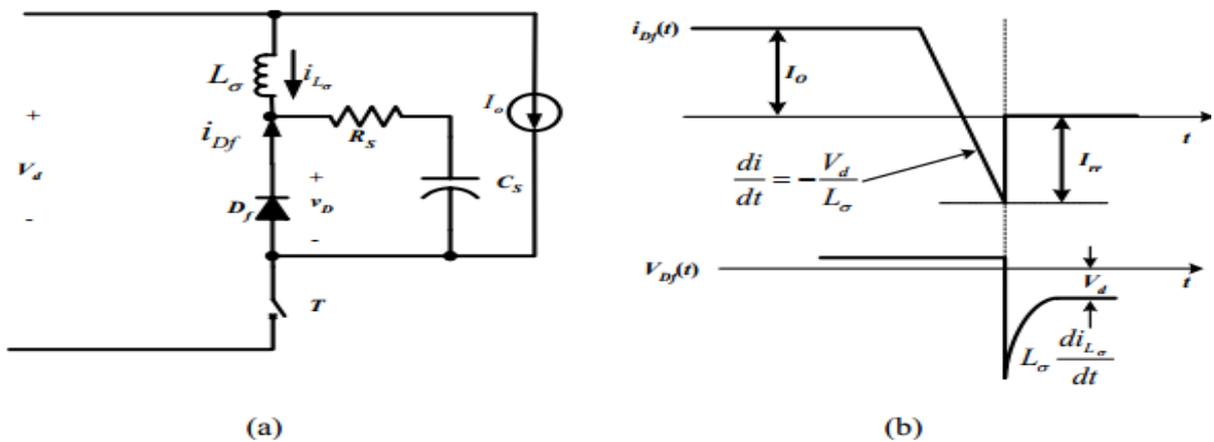


Figure 2.1 : (a) Un circuit convertisseur abaisseur avec l'inductance parasite et un circuit d'amortissement pour le diode de roue libre (b) la tension de diode et le courant de recouvrement inverse de la diode.

Pour simplifier l'analyse, on suppose que le courant de recouvrement inverse de diode suit la variation indiquée à la figure 2.1 (b). La charge est inductive et on le suppose que le courant de charge I_o est constant pendant la commutation [8], [14], et [15],

2.4 CALC capacitive

Bien que le snubber capacitif ($R_s = 0$) ne soit pas employé dans la pratique, il fournit un point de départ pour faciliter l'analyse du concept de base. En obtenant un circuit équivalent, le commutateur dans (figure 2.2) est supposé idéal.

En prenant pour $t = 0$, l'instant où la diode se bloque le courant de recouvrement inverse de crête I_{rr} (courant inverse), le courant initial d'inducteur dans le circuit équivalent de (figure 2.2 (c)). La tension initiale du condensateur est nulle. Pour établir un circuit de

ligne de base, on suppose que la résistance R_s du CALC est nulle comme dans (figure 2.2 (b)), la tension du condensateur est donné par :

$$V_{C_s} = V_d - V_d \cos(\omega_0 t) + I_{rr} \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_s}} \sin(\omega_0 t) \quad (2.1)$$

Où $\omega_0 = 1/(\sqrt{C_s L_\sigma})$

Présentant une capacité C_{base} de ligne de base donné par :

$$C_{base} = L_\sigma \left(\frac{I_{rr}}{V_d} \right)^2 \quad (2.2)$$

2. 5 Effet d'ajouter une résistance dans un CALC

La figure.2.3 présente le circuit équivalent du CALC avec une résistance de diode R_s . En analysant ce circuit, le courant initial dans l'inductance est I_{rr} et la tension initiale de condensateur est nulle. L'équation régissant le comportement de la tension de diode est :

$$L_\sigma C_s \frac{d^2 v_{D_f}}{dt^2} + R_s C_s \frac{dv_{D_f}}{dt} + v_{D_f} = V_d \quad (2.3)$$

Les conditions aux limites sont : $v_{D_f}(0^+) = -I_{rr} R_s$

$$\frac{dv_{D_f}(0^+)}{dt} = -\frac{I_{rr}}{C_s} - \frac{R_s V_d}{L_\sigma} - \frac{I_{rr} R_s^2}{L_\sigma}$$

La solution de l'équation (2.3) est donnée par :

$$v_{D_f}(dt) = -V_d - \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_s}} \frac{I_{rr}}{\cos(\varphi)} e^{-\alpha t} \cos(\omega_\alpha t - \varphi - \gamma) \quad (2.4)$$

Où :

$$\omega_\alpha = \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{\omega_0^2}} ; \alpha = \frac{R_s}{2\omega_\alpha} ; \phi = \tan^{-1} \left(\frac{V_d - I_{rr} R_s / 2}{\omega_\alpha L_\sigma I_{rr}} \right) ; \text{ and } \gamma = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_\alpha}{\alpha} \right)$$

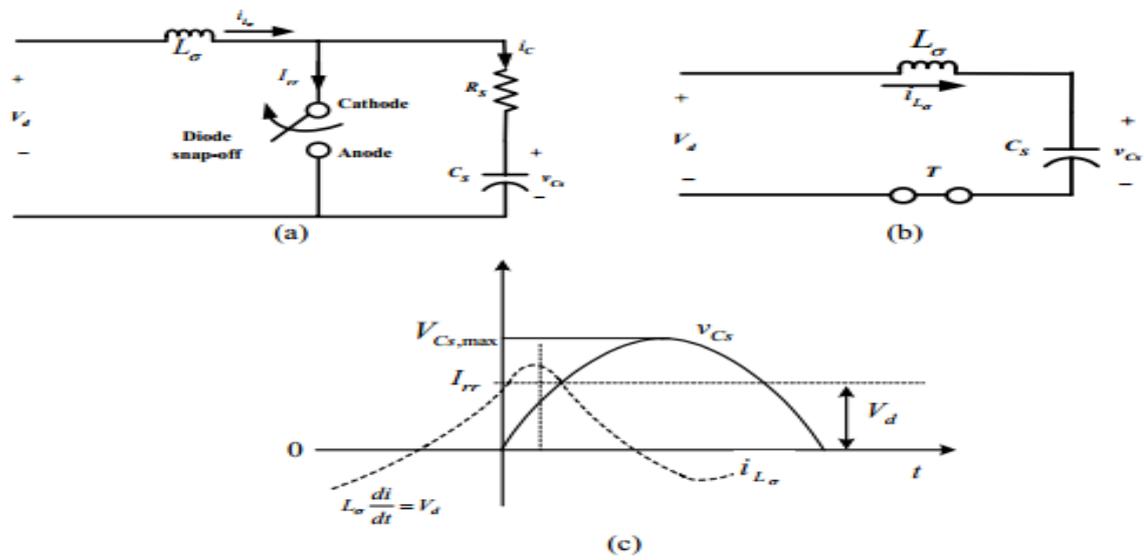


Figure 2.2 : (a) Circuit équivalent du convertisseur abaisseur (b) schéma équivalent lorsque la résistance du CALC est nulle et (c) forme d'onde de La tension et du courant pour $R_S = 0$ et $C_S = C_{Base}$.

La résistance R_{base} est donnée par :

$$R_{base} = \frac{V_d}{I_{rr}} \quad (2.5)$$

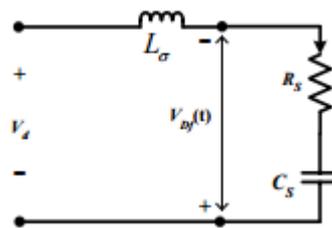


Figure 2.3 : circuit équivalent avec résistance CALC R_S .

La perte d'énergie dans la résistance R_S est donnée par l'équation suivante :

$$W_R = \frac{1}{2} [L_\sigma I_{rr}^2 + C_S V_d^2] \quad (2.6)$$

L'énergie stockée en C_S est des égales :

$$W_{C_S} = 1/2 C_S V_d^2 \quad (2.7)$$

2.6 CALC pour transistor

Les circuits d'aide de commutation à la fermeture, et à l'ouverture sont employés pour protéger les transistors de puissance en améliorant leur trajectoire de commutation.

Pour illustration, on considère le hacheur dévolteur sans circuit d'aide à la commutation de la (figure 2.4 (a)) avec un transistor de puissance bipolaire.

Pendant l'ouverture, à $t = t_0$, la tension aux bornes du transistor commence à monter, mais le courant à travers le circuit demeurent le même jusqu'à t_1 , quand la diode de roue libre commence à conduire, le courant de transistor commence à diminuer avec un taux dicté seulement par les propriétés de transistor et sa commande basse. La tension aux bornes du transistor peut être exprimée par :

$$V_{CE} = V_d - L_\sigma \frac{di_c}{dt} \quad (2.8)$$

Où L_σ représente l'inductance parasite (di_c/dt négatif). A t_3 la fin de la chute du courant, la tension descend au voisinage de V_d et se stabilise à cette valeur. Pendant la fermeture, le courant dans le transistor commence à monter à t_4 avec un taux dicté par les propriétés de transistor et le circuit d'entraînement bas.

Ces formes d'onde représentent la trajectoire de commutation (figure 2.4 (b)). Les lignes pointillées représentent la trajectoire de commutation idéale pour les phases d'ouverture et de fermeture.

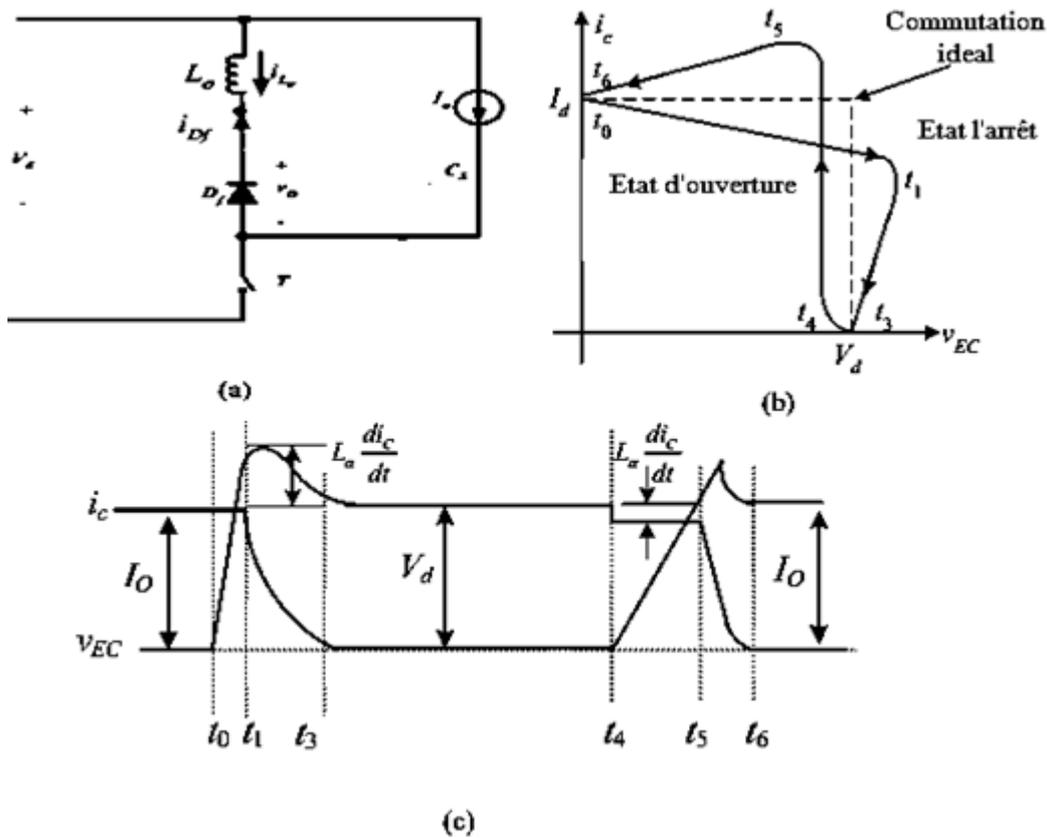


Figure 2-4 : (a) un circuit dévolteur avec inductance parasite (b) trajectoire de commutation et (c) les formes d'onde de courant et de tension pendant le cycle de fonctionnement.

Ce graphe montre que la contrainte à l'ouverture et à la fermeture, (présence simultanée de la tension et du courant), génère une dissipation de puissance instantanée élevée. Les inductances parasites ont pour conséquence la création de surtension et donne naissance à un courant inverse de diode. D'où la nécessité de circuit CALC pour réduire ces contraintes.

2.6.1 Circuit d'aide à la commutation à la fermeture :

Le but principal d'un CALC est d'assurer une tension nulle aux bornes de l'interrupteur lors de son ouverture. Ceci peut être réalisé en reliant la branche RCD aux bornes de l'interrupteur. Pour simplifier, les inductances parasites sont ignorées au départ. Avant l'ouverture, le courant dans le transistor est I_0 et la tension à ses bornes est nulle. En présence du CALC, le courant i_c diminue avec une pente di/dt et $(I_0 - I_c)$ passe dans le condensateur par la diode D_S du CALC. Par conséquent, pendant le temps de chute courant de t_{fi} le courant du condensateur s'écrit comme :

$$i_{c_s} = I_0 t_{fi} / t , 0 < t < 1 \quad (2.9)$$

Où I_{CS} est nul avant l'ouverture de l'interrupteur : à $t = 0$. La tension de condensateur, qui est celle aux bornes du transistor quand D_S conduit, est écrite comme :

$$v_{C_S} = v_{CE} = \frac{1}{C_S} \int_0^t i_{C_S} = \frac{I_0 t^2}{2 C_S t_{fi}} \quad (2.10)$$

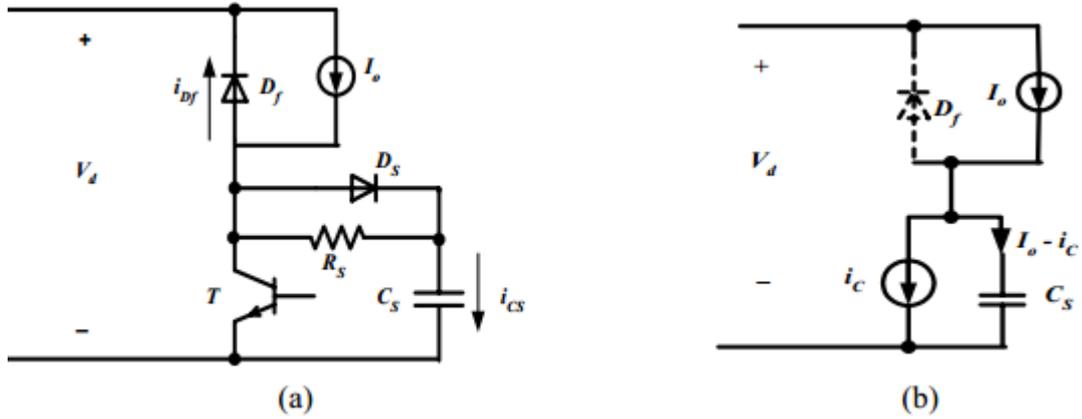


Figure 2-5 : (a) Circuit d'aide à l'ouverture, (b) son circuit équivalent.

L'énergie absorbée par le transistor pendant la mise en conduction est ainsi réduite. La présence du C_S rallonge le temps de chute de tension ainsi l'énergie additionnelle est absorbée dans le transistor. L'énergie supplémentaire dissipée dans le transistor pendant le temps de décharge du condensateur et exprimée de la manière suivante :

$$\Delta W_Q = \int_{t_{ri}+t_{rr}}^{t_2} i_C v_{CE} dt = \int_{t_{ri}+t_{rr}}^{t_2} i_{C_S} v_{CE} dt + \int_{t_{ri}+t_{rr}}^{t_2} I_0 v_{CE} dt \quad (2.11)$$

Le premier terme, égale l'énergie stockée dans le condensateur, qui est absorbé dans le transistor à la mise en conduction. Cependant, il y a une énergie additionnelle absorbée dans le transistor comme exprimé dans l'équation (2.11).

L'énergie dispersée est normalement plus grande, du au rallongement du temps de chute de tension provoqué par la présence du C_S . Les formes d'onde d'ouverture de transistor en présence de la résistance R_S du « CALC » est présentée figure 2.6. L'énergie du condensateur, absorbée par la résistance du « CALC », est donnée par :

$$W_R = \frac{1}{2} C_S V_d^2 \quad (2.12)$$

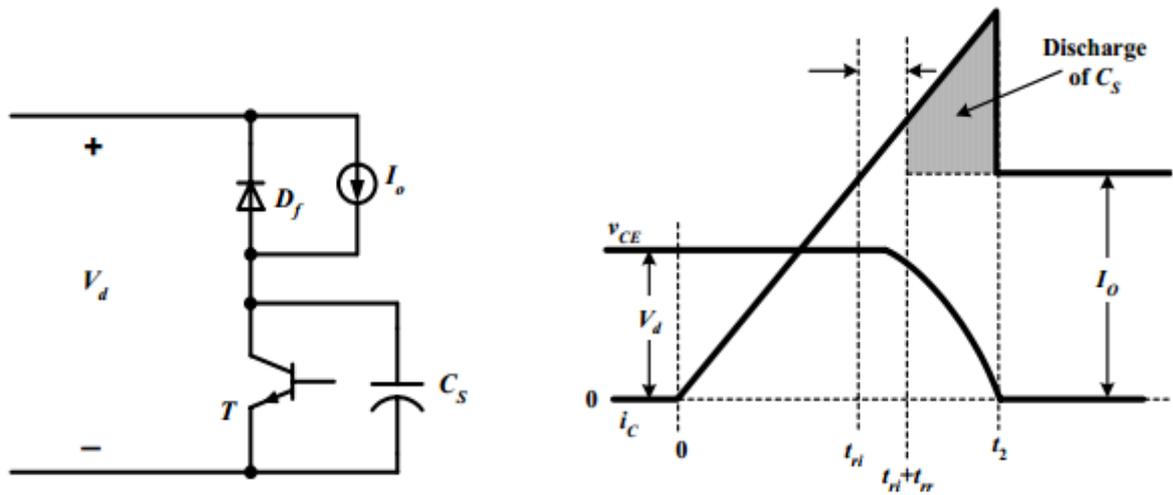


Figure 2-6 : L'effet de la capacité CALC (snubber) pendant la mise en fonction de transistor

La décharge de condensateur avec du $\tau_s = R_s C_s$ constante de temps et la tension de condensateur donnée par :

$$v_{C_s} = V_d e^{-t/\tau_c} \quad (2.13)$$



Chapitre 3 : simulation et interprétation des résultats



3.1 Introduction :

Les semi-conducteurs ont des limites maximales en tension, courant et puissance, leur dépassement provoque la destruction du dispositif. La conception de circuit doit tenir compte des conditions les plus défavorable de fonctionnement afin de garantir la sureté de fonctionnement du composant en lui fournissant une protection rigoureuse contre les surtensions dues à l'ouverture et les surintensités créées lors de la fermeture.

Dans ce chapitre on présente une solution pour limites les dv/dt pendant le blocage et di/dt pendant la mise en conduction. Pour ce faire et après plusieurs choix de circuits, on a opté pour un circuit d'aide à la commutation, constitué d'une diode, une résistance et une capacité placé en parallèle avec transistor MOS. La simulation nous permet par variation de la valeur des composants du circuit d'obtenir la forme d'onde la moins contraignante pour le MOS.

3.2 Application de circuit d'aide à la commutation

3.2.1 Configuration proposé : hacheur avec une charge inductive

Dans cette simulation, le système représente un hacheur à interrupteur MOS illustré à la (Figure 3.1) la fréquence de commutation est de 5kHz [21].

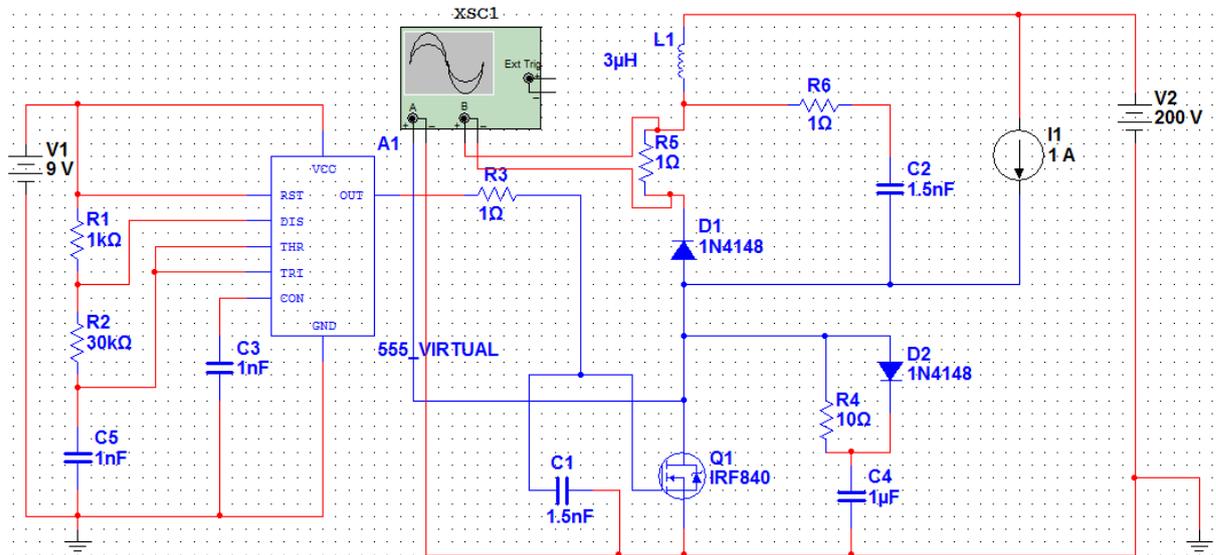
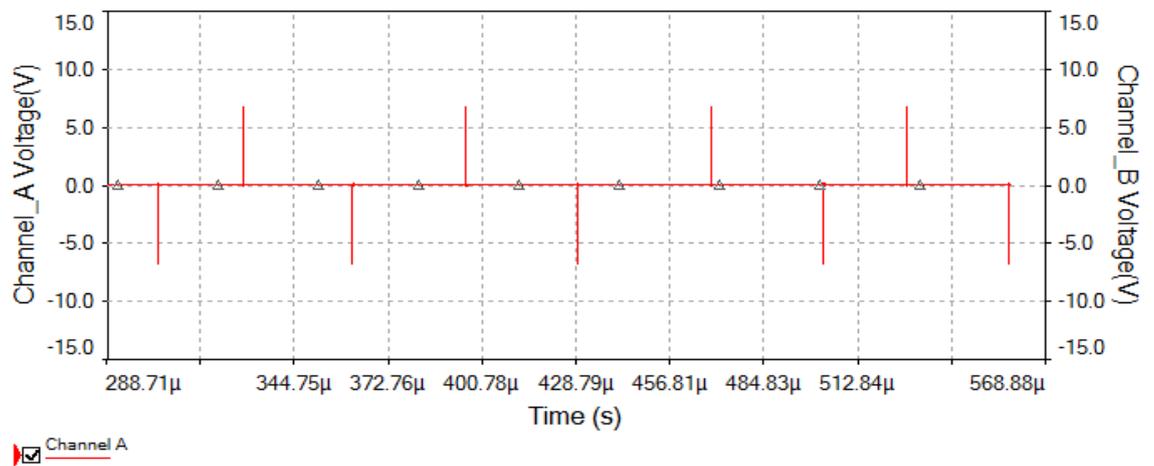


Figure 3.1 : Modèle de circuit du travail sur logiciel MultiSim.

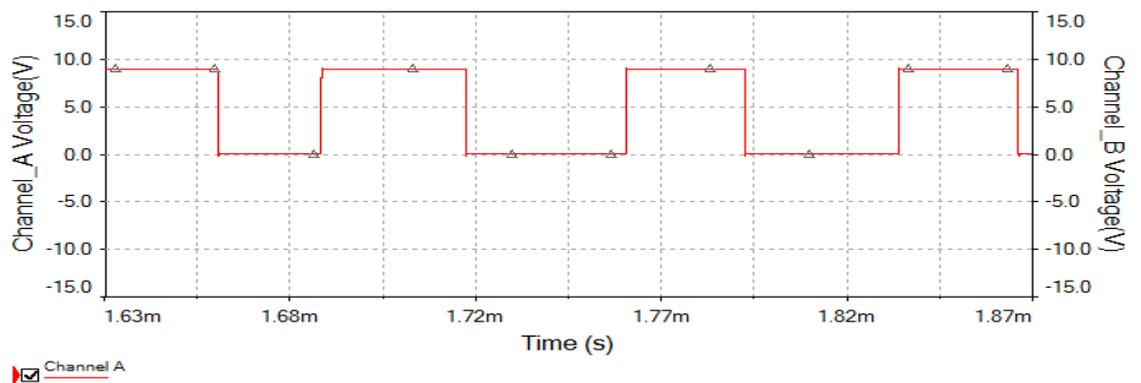
3.3 Signal de commande l'interrupteur MOS :

La commande de l'interrupteur est assurée par un circuit intégré NE555 fonctionnant en mode bistable. Quand la variable de commande u est à 1, il y a des pertes par conduction dans l'interrupteur MOS, de plus, chaque basculement de la variable u entraîne des pertes par commutation (pertes à l'amorçage et pertes au blocage).

De la même manière, quand la variable u est à 0, il y a des pertes par conduction dans la diode. Il faut rajouter aux pertes à l'amorçage de l'interrupteur des pertes liées au courant de recouvrement inverse de la diode.



(a)



(b)

Figure 3.2 : Evolution de la commande à base NE555 (a) courant de sortie (b) la tension de sortie.

3.4 Modèle de pertes dans les semi-conducteurs

Les pertes par cellule de commutation c'est l'ensemble des pertes par conduction et par commutation dans les semi-conducteurs du convertisseur.

Pour les pertes par commutation, il faudrait connaître les formes de la tension et du courant pendant l'intervalle de commutation. Vu le nombre de paramètres mis en jeu, la tâche est très difficilement réalisable. Le fabricant propose des courbes donnant l'énergie de commutation en fonction de divers paramètres, à partir de ces courbes et par une simple règle d'homothétie il est possible de connaître, pour une application donnée, l'énergie de commutation à la fermeture et à l'ouverture.

3.5 Pertes énergétiques par commutations

3.5.1 Pertes par commutations dans un MOS

D'après le résultat de la simulation on constate que lors d'un blocage ou d'un amorçage d'un IGBT, le courant et la tension ne changent pas instantanément, ainsi il y a une puissance à dissiper (le produit de la tension et du courant collecteur-émetteur n'étant pas nul), ce sont des pertes par commutations. Ces énergies sont déterminées par la fonction suivante $E = f(I_C, V_{bus}, R_G, T_j, V_{GE})$ qui donne principalement pour chaque valeur de I_C et de V_{bus} , l'énergie perdue à l'amorçage et au blocage, puisque en général (R_G et V_{GE}) sont fixées aux valeurs recommandées par le constructeur, pour T_j on utilise la température maximale (125°C pour le silicium). Le fabricant propose des courbes donnant l'énergie de commutation en fonction de divers paramètres.

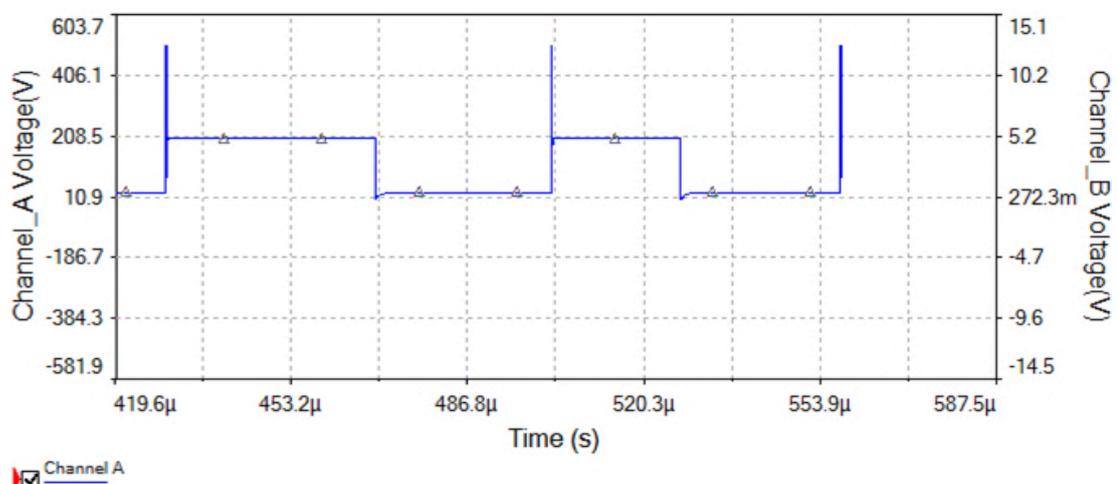


Figure 3.3 : tension aux bornes l'interrupteur MOS sans CALC.

Dans la figure 3.3, En prend le modèle sans le circuit d'aide à la commutation « CALC », On remarque ma présence de pic lors de chaque commutation.

En prend maintenant le même circuit en rajoute circuit CALC de type RCD

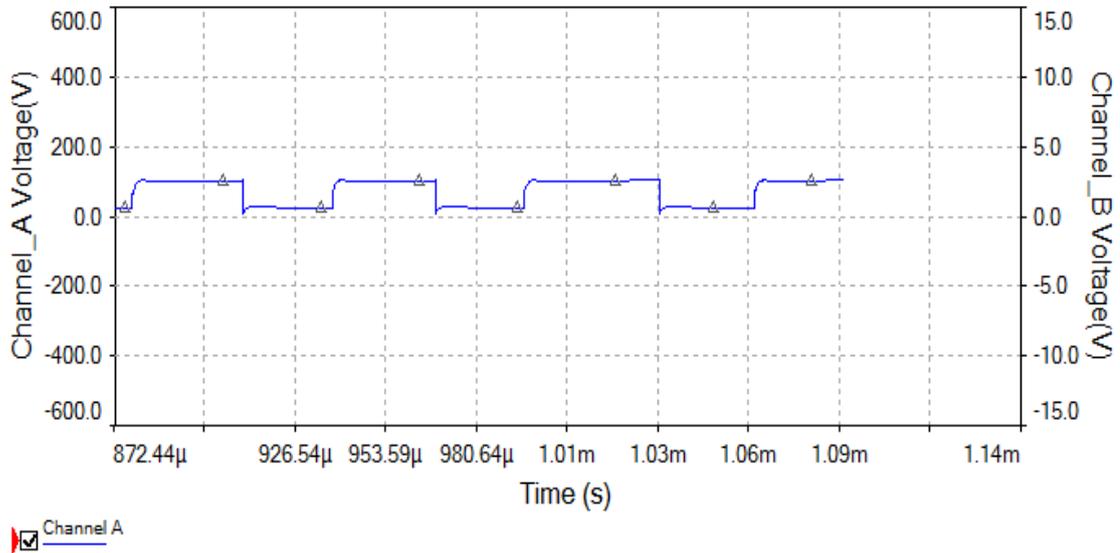


Figure 3.4 : tension (V_{ce}) aux bornes l'interrupteur MOS avec CALC.

3.5.2 Pertes par commutations dans la diode

Nous considérons que la puissance dissipée est presque nulle lors de l'ouverture de la diode. Ainsi, les pertes par commutations dans la diode sont uniquement dues à E_{rr} (Energy Revers Recovery) liées au courant inverse de la diode. C_e courant appelé (Reverse Recovery current) circule dans la diode lorsqu'elle se bloque spontanément en raison de l'amorçage commandé de l'IGBT. Or, ce courant circule dans l'interrupteur MOS aussi alors qu'il est en train de s'amorcer, la tension V_{CE} étant non nulle.

La figure 3.5 représente la tension aux bornes de la diode pendant la commutation sans circuit CALC.



Figure 3.5 : Tension aux bornes diode V_{AK} sans CALC.

La figure 3.6 représente la tension aux bornes de la diode pendant la commutation en présence d'un circuit CALC de type RCD.

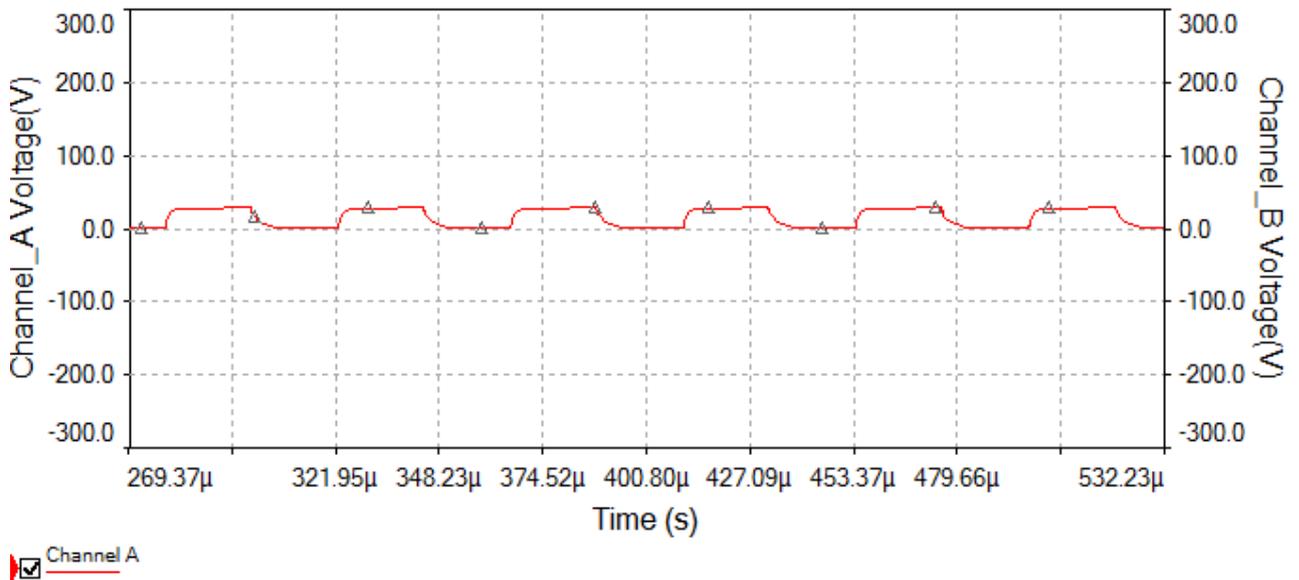


Figure 3.6 : tension aux bornes diode V_{AK} avec CALC .

3.6 Interprétation des résultats

La simulation est faite à l'aide du logiciel MultiSim, nous avons proposé un modèle circuit RCD à mettre aux bornes (émetteur et collecteur) du transistor MOS pour limiter le dv/dt lors le blocage et le di/dt lors la mise en conduction.

D'après les figures (3.2), (3.4), transistor MOS est soumis à un di/dt très important à l'ouverture, ainsi qu'à un grand dv/dt à la fermeture, qui génère dissipation importante d'énergie lors des commutations. Pour cela nous avons proposé une topologie de « CALC » afin de réduire les pertes due à la commutation et protégé le semi-conducteur de puissance.

Les courbes des figures (3.3), (3.5), montrent qu'en présence d'un CALC, il ya une limitation en dv/dt et di/dt pendant la commutation ce qui implique une réduction des puissances dissipées.

3.7 Conclusion

L'optimisation des pertes par commutation est l'un des principaux rôles des circuits d'aide à la commutation. Dans ce chapitre j'ai présenté un modèle qui donne une réduction significative des pertes par commutations. La simulation avec le logiciel MultiSim montre l'avantage d'un circuit d'aide à la commutation dans la réduction des pertes par commutation. En comparant l'allure des grandeurs courant tension sans « CALC » et avec « CALC » avec une charge inductive, on se rend compte du service rendu de l'interrupteur MOS dans le soulagement des contraintes liées à la commutation et ce quel que soit circuit de puissance qui utile l'interrupteurs.



Conclusion générale



Conclusion générale

L'estimation des pertes dans un convertisseur statique est nécessaire pour assurer son fonctionnement dans les limites de sa capacité sans risque de perte du composant. Les commutations comme nous l'avons vu sont le siège de pertes à cause de la présence simultanée de la tension aux bornes et du courant à travers l'interrupteur, qui constitue l'élément de base de la cellule de commutation.

Un sous dimensionnement du composant ou une mauvaise conception du circuit d'aide à la commutation peuvent réduire de façon drastique sa durée de vie.

La simulation nous a permis de choisir, parmi les différentes configurations des Snubbers, celle qui réduit au mieux les contraintes à la fermeture et à l'ouverture du composant.

Différents Snubbers ont été introduit dans la littérature avec différentes topologies tous dans le même objectif assurer un fonctionnement sous contraintes minimales.

La comparaison du résultat de simulation avec et sans Snubbers montre l'intérêt de ce dernier dans la réduction du dv/dt et du di/dt .

Nous avons étudié un snubber de type RCD en parallèle avec l'interrupteur à protéger sur une topologie d'un hacheur dévolteur " Buck " on série. On peut voir l'intérêt du circuit d'aide à la commutation choisi par comparaison dans pic de dv/dt et di/t avec ou sans snubbers.

Dans le cas avec snubber les constants dv/dt sont réduits et ne présentent pas de danger pour l'interrupteur protégé.

Une étude réalisée dans les années 90 a permis l'usage des interrupteurs statique à des fréquences plus élevée que celle utilisée jusqu'alors. Dans cette étude le chercheur à utiliser des condensateurs en céramique à base de titanate de baryum. Ces condensateurs présentent l'avantage d'avoir la valeur de leur capacité inversement proportionnelle à la tension appliquée. Cette propriété permet de retarder l'apparition de la tension lors de l'ouverture jusqu'à la réduction du courant et inversement lors de la fermeture.

[1] LOUNAS FATMA, « calcul des pertes dans les convertisseurs statiques, application du modèle moyen et du modèle instantané », mémoire de magister, département d'électrotechnique, université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, juin, 2011.

[2] SERGE PITTET, « modélisation physique d'un transistor de puissance IGBT -traînée en tension à l'enclenchement », thèse doctorat, école polytechnique fédérale de Lausanne, 2005.

[3] N. Roux, F. Richard, and H. Foch. « Self-Switching and Protected Converters: New Cells Synthesis. Power Electronics Specialist Conference ». IEEE 34th Annual, Volume 4, Page(s):1494 - 1499, 2003.

[4] Marc Cousineau and Frédérique Richardeau. Driver Générique d'interrupteur Bidirectionnel Tension/Courant à Propriétés d'Auto commutation. Conférence Electronique de Puissance du Futur (EPF 08 Tours), 2008.

[5] MALEK GASSOUMI, « Etude des défauts électriquement actifs dans les composants hyperfréquences de puissance dans les filières SiC et GaN ». PhD thèses, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2005.

[6] DANIEL SIEMASZKO, « Nouveaux mécanismes de commutation pour des structures dédiées aux convertisseurs de puissance de haute efficacité et interrupteurs du futur», thèse doctorat, école polytechnique fédérale de Lausanne, Suisse, 13 février 2009.

[7] Krishna Shenai. Potential Impact of Emerging Semiconductor Technologies on Advances Power Electronic Systems. Electron Device Letters, Volume 11, Issue 11, Page(s):520 -522 IEEE, 1990.

[8] SHANGTING FENG, P.T. Ho, and Julius Goldhar. Photoconductive Switching in Diamond under High Bias Field. Electron Devices, IEEE Transactions on Volume 37, Issue 12, Part 2, Page(s) :2511 - 2516, 1990.

[9] N.C. Anderson. Photoconductive Power Switches. Pulsed Power Technology, IEE Colloquium on, IEEE, 1992.

[10] Piere MOLINARO, Abdelhamid CHRIETTE, *Traitement des composants et des circuits*, Editions ellipses, Nantes, 2013.

[11] RODOLPHE DEMAGLIE, « Modélisation de différentes technologies de transistors

bipolaires à grille isolée pour la simulation d'applications en électronique de puissance » , Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse III, Avril 2007.

[12] THEIR IBRAHIM, « Contribution au développement de modèles pour l'électronique de puissance en VHDL – AMS ». Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Janvier 2009.

[13] M. CORREVON “Cours d'Electronique de Puissance” Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion Du Canton du Vaud, Haute Ecole Spécialisée de Suisse Occidentale, site internet <http://www.iai.heig-vd.ch>.

[14] Théodore WILDI, électrotechnique :

COUNGE J.P, VAN DE WIELLE f, physique des dispositifs à semi-conducteurs, 3^{ème} édition deboeck, canada, 2000.

[15] HAIDAS Mohammed, « Cellule de commutation à IGBT : étude et simulation », mémoire de magister, département d'électrotechnique, université Mohamed BOUDIAF USTO-MB, Oran, juin, 2005.

[16] NATHALIE DEVILLERS, « Caractérisation et modélisation de composants de stockage électrochimique et électrostatique », Université de Franche-Comté, 2012.

[17] Chafé CHEBALLAH, « Étude des mécanismes physiques à l'origine de la permittivité colossale observée dans certaines céramiques », Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2013.

[18] Jamal Alnasseir, « Theoretical and Experimental Investigations on Snubber Circuits for High Voltage Valves of FACTS-Equipment for Over-voltage Protection», the Faculty of Engineering at the Friedrich-Alexander University of Erlangen-Nuremberg, 2007.

[19] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robins, Power electronic; second edition, John Wiley & Sons Inc New York, USA, 1995.

[20] FATMI MOULAY BOUZIANE, « Étude et modélisation de la protection des composants de commutation par des condensateurs a capacité variable », Université Toulouse - Paul Sabatier, 1991-1992.