



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE MAGISTER

En Electrotechnique
Option : Machines Electriques

Présenté par

LOUNAS Fatma

Thème

**Calcul des Pertes dans les Convertisseurs Statiques,
Application du Modèle Moyen et du Modèle Instantané**

Soutenu publiquement le.../.../... devant le jury d'examen composé de :

M. Nacereddine BENAMROUCHE	Professeur	UMMTO	Président
M. Salah HADDAD	Professeur	UMMTO	Rapporteur
M. Mourad LAGHROUCHE	Maitre de conférences A	UMMTO	Examineur
M. Rachid MANSOURI	Maitre de conférences A	UMMTO	Examineur
M. M'hemed RACHEK	Maitre de conférences A	UMMTO	Examineur

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département d'Electrotechnique de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, il est le résultat de l'engagement de plusieurs personnes qui m'ont accompagné le long de ce parcours. Je voudrais profiter de cet espace pour leur exprimer ma gratitude et ma reconnaissance.

*J'adresse mes chaleureux remerciements à Monsieur **Salah HADDAD**, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour m'avoir fait l'immense honneur de proposer et d'encadrer ce mémoire, ainsi que pour sa gentillesse, sa patience, sa disponibilité et ses qualités humaines.*

*Je remercie vivement Mademoiselle **KACHENOURA Rahma**, Maître assistante chargée du cours à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, en mettant à ma disposition toute la documentation nécessaire, et en me consacrant beaucoup de son temps.*

*Mes vifs remerciements vont aussi à Monsieur **Nacereddine BENAMROUCHE**, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour l'honneur qu'il fait de présider mon jury.*

*Je tiens également à exprimer mes sincères remerciements Monsieur **M'hemed RACHEK**, Monsieur **Rachid MANSOURI** et Monsieur **Mourad LAGHROUCHE** Maîtres de Conférences à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, d'avoir accepté d'examiner ce mémoire.*

Je saisi aussi cette occasion pour remercier :

- *Ma famille, en particulier ma Mère à qui je souhaite un prompt rétablissement.*
- *Mon mari qui a toujours été à mes côtés.*
- *Ma belle famille en particulier ma belle sœur Nadia.*
- *L'ensemble des enseignants du département d'Electrotechnique ayant contribué à ma formation durant ces années de spécialité.*
- *Monsieur **KACI Salah**, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.*
- *Monsieur **Said KABLI** ex Chef de Daira de Draa Ben Khedda, pour son aide et conseils.*
- *Tous(tes)s mes ami (es) et collègues et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire.*

DEDICACES

*A la mémoire de mon père,
Que Dieu lui accorde sa miséricorde et l'accueille dans son vaste paradis*

A ma mère à qui je dois tout dans la vie

A mon mari

A mes frères Mohamed, Hocine et Ahcène et leurs familles

A ma belle famille en particulier ma belle mère

A tous (tes) mes amis (es).

“ Je montre mon travail tout en sachant qu’il n’est qu’une partie de la vérité, et je le montrerais même en le sachant faux, parce que certaines erreurs sont des étapes vers la vérité”

*Robert MUSIL, Auteur de l’ouvrage ‘L’homme sans qualités’
Journal 1932 in Encyclopédia universalis*

Sommaire

Sommaire

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

Chapitre I : Les semi-conducteurs de puissance

I.1 Introduction	5
I.2: Matériaux semi-conducteurs.....	5
I.2.1 : Les facteurs de mérite	7
I.2.1.1- Facteur de mérite de Johnson (JFM)	7
I.2.1.2 - Facteur de mérite de Keyes (KFM)	7
I.2.1.3 - Facteur de mérite de Baliga (BFM).....	8
I.2.1.4 - Facteur de mérite de Baliga pour les applications à haute fréquence (BHFM) ..	8
I.3 Classification des composants semi conducteurs de puissance	9
I.3.1 Composants bipolaires	10
I.3.2 Composants unipolaires	10
I.3.3 Composants mixtes	10
I.3.4 Classification des semi conducteurs	10
I.4 Eléments sur le fonctionnement des principaux composants de puissance.....	12
I.5 Les composants semi-conducteurs de puissance.....	12
I.5.1 La diode de puissance	12
I.5.2 Le transistor MOSFET de puissance	14
I.5.2.1 Définitions et principe de fonctionnement.....	14
I.5.2.2 Le MOSFET en mode interrupteur	15
I.5.2.3 Structure du MOS.....	16
A. Structure latérale	16
B. Structure verticale.....	16
I.5.2.4 Éléments parasites d'un transistor MOSFET de puissance.....	17
A. Diode et transistor	17
B. Capacités parasites.....	18

C. Résistance Drain – Source	19
I.5.3 Le Transistor IGBT	20
I.5.3.1 Introduction	20
I.5.3.2 L'IGBT en mode interrupteur	20
I.5.3.3 Structure physique de l'IGBT	21
I.5.3.4 Principe physique et technologie de l'IGBT	22
I.5.3.5 Technologie NPT (Non Punch Trough) ou homogène	23
I.5.3.6 Technologie PT (Punch Trough) ou épitaxiée.....	24
I.5.3.7 Comparaison entre les deux technologies (NPT et PT)	25
I.5.3.8 Les technologies FS, LPT, SPT, IEGT, CSTBT, HIGT	25
I.5.3.9 La technologie à grille en tranchée ou à grille enterrée (Trench Gate)	26
I.6 Conclusion	27

Chapitre II : Phénomène de commutation en électronique de puissance

II.1 Introduction.....	29
II.2 Définition de la commutation.....	29
II.3 Illustration de la commutation	29
II.3.1 Interrupteur avec résistance interne et résistance de fuite sous charge résistive	31
II.3.2 Interrupteur avec capacité parasite sous charge résistive	32
II.3.2.1 Caractéristiques dynamiques (OFF→ON)	33
II.3.2.2 Caractéristiques dynamiques (ON→OFF)	34
II.3.3 Interrupteur avec résistance interne et résistance de fuite sous charge inductive	36
II.3.3.1 Caractéristiques dynamiques (OFF→ON)	36
II.3.3.2 Caractéristiques dynamiques (ON→OFF)	38
II.4 Notion de cellule de commutation	39
II.5 Règles d'association des interrupteurs dans une cellule de commutation.....	40
II.6 Commutation sur charge inductive.....	45
II.7 Manœuvres de commutation	46
II.8 Influences des commutations sur les pertes.....	49
II.9 Calcul du rendement.....	50
II.10 Circuits d'aide à la commutation	51

II.10.1 Aide à l'enclenchement	51
II.10.2 Aide au déclenchement	52
II.11 Autres méthodes de réduction des pertes en commutation.....	53
II.12 Conclusion	53

Chapitre III : Modélisation et calcul des pertes instantanées dans une cellule de commutation

III.1 Introduction	55
III.2 Modélisation de la diode PiN et de l'IGBT	56
III.2.1 Comportement statique de l'IGBT	56
III.2.2 Comportements dynamiques de l'IGBT	57
III.2.2.1 Modélisation des effets capacitifs des puces IGBT	57
III.2.2.2 Commutation du blocage à la conduction (off-on)	62
III.2.2.3 Commutation de la conduction au blocage (on-off).....	63
III.2.3 Comportement statique de la diode PiN.....	64
III.2.3.1 Etat passant (polarisation directe)	64
III.2.3.2 Etat bloqué (polarisation inverse)	65
III.2.4 Comportements dynamiques de la diode PiN	65
III.2.4.1 Commutation à la fermeture	66
III.2.4.2 Commutation à l'ouverture	67
III.3 Les pertes dans les semis conducteurs de puissance	70
III.3.1 Pertes par conduction	71
III.3.2 Pertes par commutation.....	71
III.4 Résultats de simulation sans prises en comptes des pertes dans la diode	73
III.5 Résultats de simulation avec prises en comptes du phénomène de recouvrement de la diode	80
III.6 interprétations des résultats	86
III.7 Conclusion.....	87

Chapitre IV : Calcul des pertes par la méthode des énergies dans une cellule de commutation

VI.1 Introduction	89
VI.2. Modèle de pertes dans les semi-conducteurs.....	89
VI.3. Signal de commande et courant dans la cellule	91
IV.4. Pertes énergétiques par conduction	92
IV.4.1. Pertes par conduction dans l'IGBT	92
VI.4.2. Pertes par conduction dans la diode	93
VI.5. Pertes énergétiques par commutation	94
VI.5.1. Pertes par commutations dans un IGBT	94
VI.5.2. Pertes par commutations dans la diode	95
IV.6 Résultats de simulation	98
IV.7 Interprétation.....	104
IV.8 conclusion	105
Conclusion générale	107

Introduction générale

L'électronique de puissance étudie les dispositifs réalisant la conversion et le contrôle de l'énergie. Ces dispositifs, appelés convertisseurs statiques, permettent le transfert de l'énergie électrique entre un générateur et un récepteur souvent de nature différente. Leur rôle consiste à adapter la source d'énergie aux exigences de la charge. Pour cela, ils sont amenés à modifier les caractéristiques des grandeurs transmises (tension, fréquence...) voire même à changer la forme de l'énergie (continu, alternatif...). La figure 1 présente une synthèse des différents types de conversion possible et le nom usuel des convertisseurs [HENRI-D3150].

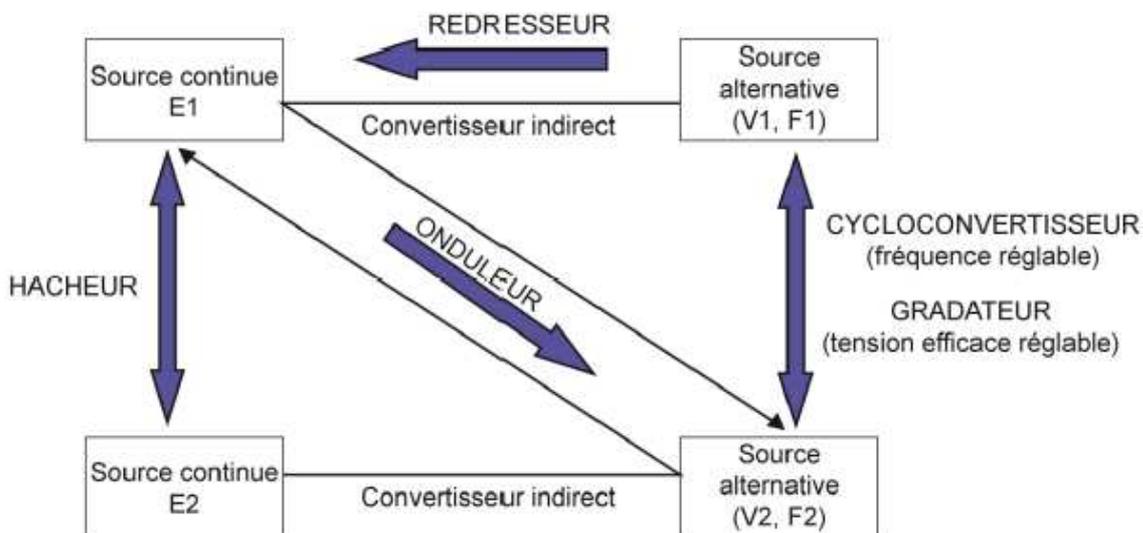


Figure 1 : Les différents types de conversions possibles et usuelles des convertisseurs suivant leur fonction.

Les convertisseurs statiques sont constitués essentiellement de deux types d'éléments :

- Les composants passifs (condensateur et inductance) qui assurent le stockage de l'énergie ainsi que le filtrage des ondes de tension et de courant.
- Les composants à semi-conducteur jouant le rôle d'interrupteur et dont la commande permet le contrôle du transfert de puissance entre le générateur et le récepteur.

L'amélioration des performances des interrupteurs de puissance ainsi que l'augmentation de leur fonctionnalité ont contribué à la diminution de la taille, du poids et du coût des convertisseurs. Par conséquent, l'électronique de puissance s'est étendue à de nouveaux domaines d'applications : en plus des applications traditionnelles comme la traction électrique et les entraînements industriels, les convertisseurs statiques sont maintenant

Introduction générale

présents dans la gestion du réseau de distribution, l'électroménager, les appareils portables et l'automobile voire figure 2.

Certaines applications comme les systèmes de récupération de l'énergie (variateur de vitesse, monte charge, systèmes à énergie renouvelable), nécessitent des convertisseurs capables d'acheminer l'énergie d'un générateur vers un récepteur et inversement, du récepteur vers le générateur : on dit qu'ils sont réversibles. Aujourd'hui, ces convertisseurs utilisent des interrupteurs entièrement commandés en MLI (modulation de largeur d'impulsion).

Reconnu comme étant à l'heure actuelle l'interrupteur de puissance de référence pour les applications d'électronique de faible et moyenne puissance, l'IGBT de par ses caractéristiques, a peu à peu gagné sa place parmi les autres types de composants (MOSFET, BJT, GTO ...) et garde toujours un potentiel de développement élevé.

Une représentation de l'évolution du domaine d'utilisation de l'IGBT entre 1997 et 2005 est représentée sur la figure 2 [MITSUBISHI-08]

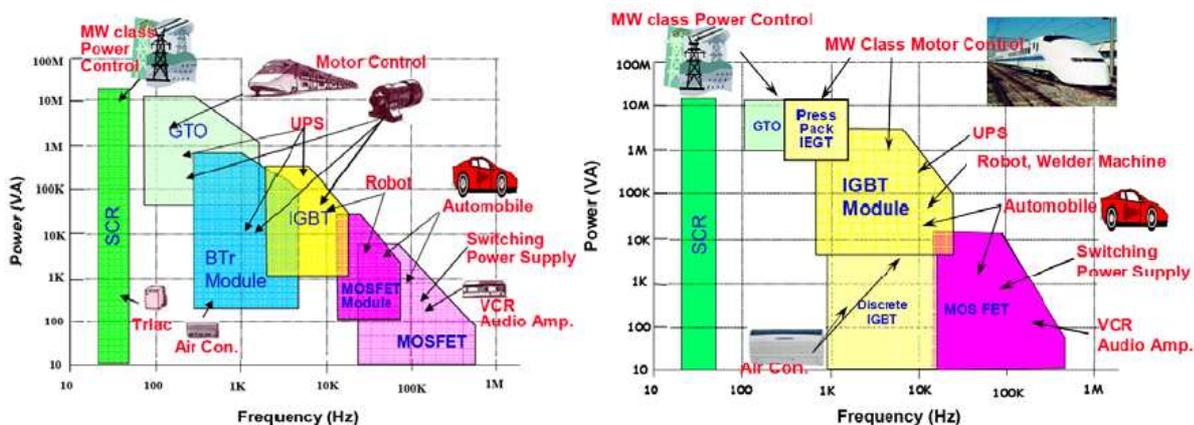


Figure 2 : Evolution de la position de l'IGBT parmi les autres composants de puissance en termes de puissance et de fréquence de fonctionnement entre 1997 et 2005.

Les développements actuels de l'électronique de puissance tendent vers l'optimisation des structures par l'augmentation du rendement et des performances et la diminution de la taille.

Le calcul des pertes dans les convertisseurs statiques prend son importance en ce sens que les composants semi-conducteurs sont de nos jours appelés à fonctionner à des fréquences

Introduction générale

de plus en plus élevées, tout en leur demandant de supporter des courants et des tensions de plus en plus forts.

Les pertes affectent bien évidemment le rendement, elles sont à l'origine de l'échauffement des composants semi-conducteurs et donc des convertisseurs statiques. La détermination de la limite de fonctionnement du point de vue puissance (pertes admissibles comparées aux puissances transitées) est une préoccupation majeure des concepteurs de convertisseurs statiques.

L'objectif du présent travail est d'établir un modèle instantané de calcul des pertes dans les convertisseurs statiques. Ce modèle doit être valable pour tout point de fonctionnement. Les résultats de ce dernier seront comparés à ceux d'un autre modèle « dit simplifié » appelé modèle moyen. Une fois validés, ces modèles constitueront une étape préalable nécessaire à l'élaboration de modèles thermiques.

Les modèles instantanés de calcul des pertes sont basés sur une modélisation « fine » des composants semi-conducteurs, construits en considérant la constitution physique de ces derniers.

C'est donc tout logiquement que le premier chapitre s'est imposé, il traitera de la physique des semi-conducteurs et plus particulièrement de la structure et de la constitution de la diode de puissance et des transistors MOS et IGBT.

Les convertisseurs statiques étant dans leur grande majorité une association de cellules de commutation. L'élaboration d'un modèle de calcul des pertes passe nécessairement par l'étude du phénomène de commutation dans une cellule. C'est l'objet du second chapitre, il traitera précisément des caractéristiques statiques et dynamiques des commutations ON-OFF et OFF-ON, de leur influence sur les pertes et de quelques circuits d'aide à la commutation et de réduction des pertes.

Le troisième chapitre est consacré au développement des modèles retenus de la diode de puissance « PiN » et du transistor IGBT, en vue de l'élaboration de modèles instantanés de calcul des pertes. Ces modèles généralement de type R,L,C font appel à des paramètres (souvent des condensateurs) variables en fonction de la tension émetteur-collecteur V_{ce} .

Introduction générale

Cette variation des paramètres est prise en compte de diverses manières dans la littérature technique, chaque approche ayant son degré de précision, mais elles se basent toutes sur des courbes extraites des data-sheets des composants.

L'approche que nous préconisons va dans le sens de « plus de précision », elle se base sur le remplacement des caractéristiques extraites des data-sheets des composants, par des fonctions exponentielles dont les formes et les coefficients sont identifiés en faisant appel au traitement d'images et à un logiciel de lissage des courbes. Les résultats de simulation représentant le courant, la tension et la puissance (pertes) pour un cycle de fonctionnement sont présentés et interprétés.

Le quatrième et dernier chapitre est réservé à la description du modèle moyen et à son application au cas du hacheur série. Les résultats de ce modèle seront comparés à ceux issus du modèle instantané. Nous effectuerons une autre comparaison par rapport aux performances prévues par les constructeurs dans les data-sheets. Celles-ci sont généralement fournies pour le point de fonctionnement nominal.

La conclusion générale synthétisera nos principaux résultats et les principaux enseignements qui en découlent. Nous dresseront également une liste de travaux futurs à effectuer en perspective.

Chapitre I

Les semi-conducteurs de puissance

I.1 Introduction

Dans les années 50 naissait l'industrie des semi-conducteurs. A cette époque, il n'était pas question de micro-électronique, et les composants les plus puissants permettaient de commander des courants de quelques Ampères sous quelques centaines de volts [STEPHANE- 04].

Dans tous les dispositifs de l'électronique de puissance, le conditionnement de l'énergie électrique repose sur l'emploi des composants à semi-conducteur fonctionnant en commutation.

L'augmentation des puissances commutées, la facilité de contrôle et le coût réduit des composants semi-conducteurs de puissance 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.

L'étude des composants de puissance à semi-conducteur est une discipline à part entière. Notre but dans ce chapitre n'est pas de traiter des détails de physique des semi-conducteurs ni de leur technologie de fabrication, nous nous en tiendrons au minimum nécessaire pour présenter les éléments de physique des semi-conducteurs. Cela nous permettra d'expliquer les principales caractéristiques statiques et dynamiques étudiées dans notre mémoire pour la diode PiN, le transistor MOSFET et l'IGBT.

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.

I.2: Matériaux semi-conducteurs

Les candidats aux matériaux semi-conducteurs pour la fabrication d'interrupteurs actifs sont mis en évidence sur le tableau périodique (tableau 1.1). Deux types de matériau sont étudiés. En premier lieu, les éléments issus de la colonne IVA sont tous des potentiels candidats. En second lieu, les éléments issus des colonnes adjacentes IIIA et VA peuvent aussi constituer des matériaux candidats par l'association de deux éléments pris dans chacune des deux colonnes [DANIEL-09].

Periodic Table

1	H																		He
2	Li	Be										B	C	N	O	F			Ne
3	Na	Mg										Al	Si	P	S	Cl			Ar
4	K	Ca	Sc	Ti	V	Cr	Mn	Fe	Co	Ni	Cu	Zn	Ga	Ge	As	Se	Br		Kr
5	Rb	Sr	Y	Zr	Nb	Mo	Tc	Ru	Rh	Pd	Ag	Cd	In	Sn	Sb	Te	I		Xe
6	Cs	Ba	La	Hf	Ta	W	Re	Os	Ir	Pt	Au	Hg	Tl	Pb	Bi	Po	At		Rn
7	Fr	Ra	Ac	Rf	Ha	Sg	Ns	Hs	Mt										

Tableau I.1: Tableau périodique indiquant les éléments du groupe III et V

Aujourd'hui, le Silicium (Si) est le matériau semi conducteur de base pour la fabrication d'interrupteurs actifs. Le dopage de type P est fait avec du Bore (B) qui possède un électron de moins que le Silicium et le dopage de type N est fait avec du Phosphore (P) qui en possède un de plus. Ceux-ci font partie respectivement des colonnes IIIA et VA et le Silicium figure dans la colonne IVA.

Le Carbure de Silicium (SiC) est un matériau semi-conducteur à large bande d'énergie interdite. Les propriétés électriques de ce matériau devancent celles du Silicium. Avec un champ électrique critique dix fois supérieur à celui du Silicium, il est possible de fabriquer des composants possédant une tenue en tension plus élevée. Cela permet, par exemple, de réduire le nombre de composants mis en série, et par conséquent une réduction de perte et de l'encombrement des systèmes pour les applications haute tension.

Un autre avantage du Carbure de Silicium par rapport aux autres matériaux, est qu'il possède une forte stabilité chimique et physique car l'énergie de la liaison Si-C est très élevée (5 eV). Grâce à ses propriétés mécaniques et sa résistance aux radiations, le (SiC) peut être utilisé dans des milieux hostiles et dans des applications nucléaires et spatiales **[RAMI-09]**.

I.2.1 : Les facteurs de mérite

Différents auteurs ont proposé des facteurs de mérite pour pouvoir comparer les matériaux semi conducteurs suivant le type de performance souhaité (fréquence, température, puissance). Ces facteurs sont des grandeurs physiques ou des combinaisons de grandeurs physiques permettant de quantifier un type de performance [RAMI-09].

Les quatre facteurs les plus utilisés en électronique de puissance sont :

- Le facteur de mérite de Johnson [Johnson'63] ;
- Le facteur de mérite de Keyes [Keyes'72] ;
- Le facteur de mérite de Baliga [Baliga'82] ;
- Le facteur de mérite de Baliga pour les applications à haute fréquence [Baliga'89] ;

I.2.1.1- Facteur de mérite de Johnson (JFM)

Ce facteur prend en compte le champ électrique critique “ E_c ” et la vitesse de saturation “ V_{sat} ” des porteurs. Sa valeur nous informe sur la capacité du matériau semi conducteur pour les applications haute fréquence et forte puissance.

$$JFM = \left(\frac{E_c V_{sat}}{2\pi} \right)^2 \quad (I.1)$$

I.2.1.2 - Facteur de mérite de Keyes (KFM)

Ce facteur prend en compte la conductivité thermique “ λ ”, la permittivité diélectrique du matériau “ ϵ ” et la vitesse de saturation des porteurs “ V_{sat} ”. Il nous informe sur les performances thermiques et fréquentielles du matériau.

$$KFM = \lambda \sqrt{\frac{cV_{sat}}{4\pi\epsilon_r}} \quad (I.2)$$

I.2.1.3 - Facteur de mérite de Baliga (BFM)

Le facteur de mérite de Baliga prend en compte la mobilité “ μ ” des porteurs et la permittivité diélectrique “ ϵ ” du matériau ainsi que le champ électrique critique “ E_C ”. Ce facteur est utilisé dans les applications basses fréquences où les pertes en conduction sont dominantes. Il apporte une appréciation en termes de tenue en tension.

$$BFM = \epsilon_r \mu E_C^3 \quad (I.3)$$

Ce facteur est utile pour comparer différents matériaux semi conducteurs dans les applications de puissance à haute tension.

I.2.1.4 - Facteur de mérite de Baliga pour les applications à haute fréquence (BHFM)

Ce facteur prend en compte la mobilité des électrons et le champ électrique critique. Il est utilisé dans les applications à haute fréquence et nous informe sur les pertes en commutations.

$$BHFM = \mu E_C^2 \quad (I.4)$$

Le tableau ci-dessous donnent les valeurs des facteurs de mérite, normalisés par rapport au silicium, pour les principaux polytypes en SiC et pour d'autres semi conducteurs grand gaps [RAMI-09].

Matériau	JFM	KFM	BFM	BHFM
Si	1	1	1	1
SiC-3C	65	1.6	33.4	10.3
SiC-4H	180	4.61	130	16.9
SiC-6H	260	4.68	110	16.9
GaAs	7.1	0.45	15.6	10.8
GaN	760	1.6	650	77.8
C	2540	32.1	4110	470

plusieurs semi

Le diamant possède des valeurs de facteur de mérite nettement supérieures par rapport aux autres semi conducteurs. Il reste cependant non exploité pour la fabrication de composants électroniques du fait de la difficulté de son élaboration. C'est le semi conducteur rêvé possédant toutes les propriétés physiques et électroniques.

I.3 Classification des composants semi conducteurs de puissance

Il existe un grand nombre de composants à base de semi-conducteur assurant la fonction d'interrupteur. Tous ces composants fonctionnent en commutation entre deux états, ouvert (ou bloqué) et fermé (ou passant). La fermeture (ou mise en conduction) désigne le basculement de l'état bloqué à l'état passant, et l'ouverture (ou blocage), le basculement inverse. On distingue trois familles de composants à base de semi-conducteurs, suivant les phénomènes physiques présents lors du fonctionnement. On parle de composants bipolaires, unipolaires et mixtes.

I.3.1 Composants bipolaires

Comme la diode et le transistor bipolaire : ils mettent en jeu l'effet de modulation de conductivité qui permet de réduire autant que possible la chute de tension à l'état passant, par contre, ceci dégrade les performances dynamiques à l'ouverture et à la fermeture. Le principe est l'injection, dans la base, de porteurs (électrons/trous), qui réduisent la résistivité dès que leur concentration devient notablement supérieure à celle des porteurs normalement présents (phénomène de forte injection) [HELALI-06].

I.3.2 Composants unipolaires

Exemple la diode de Schottky, transistor MOS : contrairement aux précédents, ceux-ci ne mettent en jeu qu'un seul type de porteurs, les majoritaires de la région de base. Ainsi, la résistivité intrinsèque de la région de base n'est pas modulée et intervient pleinement dans la chute de tension. Il en résulte que, l'emploi de ce type de composants est réservé aux applications de basse tension (jusqu'à quelques centaines de Volts) ce sont des composants plus rapides que les bipolaires [HELALI-06].

I.3.3 Composants mixtes

L'idée d'associer les deux types de structures (bipolaire et unipolaire) donne naissance à une nouvelle structure appelée mixte. Un composant mixte est donc celui qui conjugue dans le même cristal les deux types précédemment cités, tel le transistor IGBT.

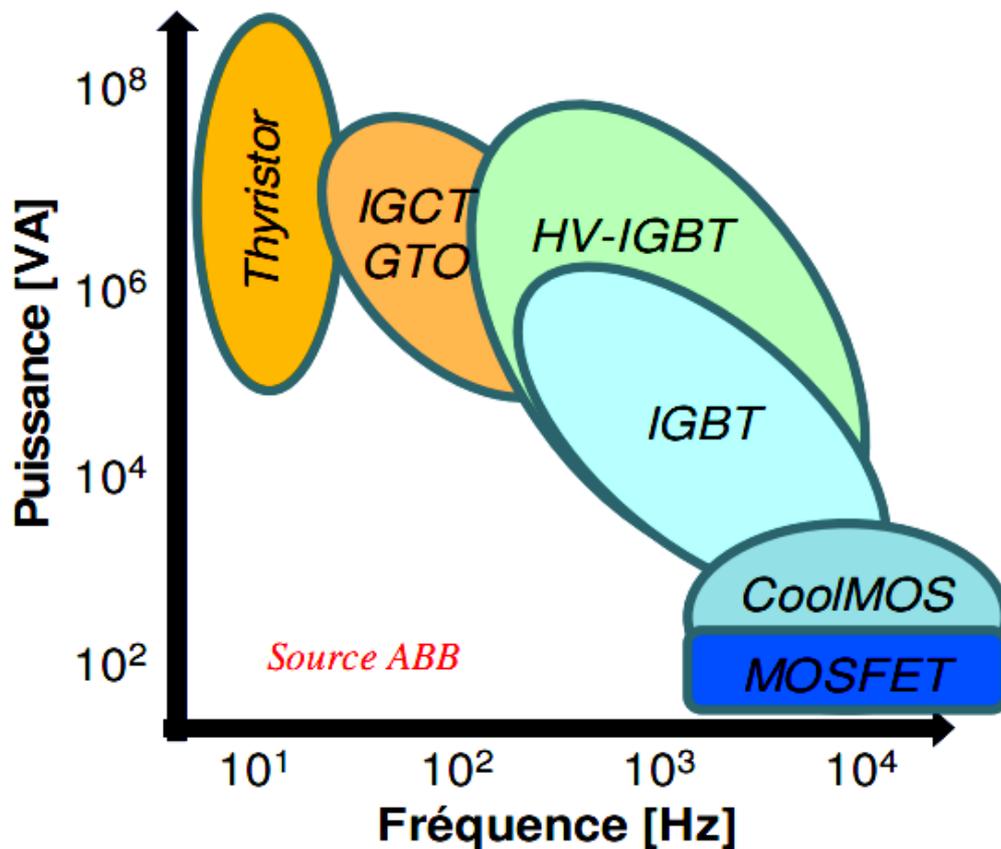
I.3.4 Classification des semi conducteurs

Les semi-conducteurs de puissance actuels peuvent être classés en trois catégories :

- les éléments non commandables (diodes),
- les éléments commandables à la fermeture (thyristors, triacs),
- les éléments commandables à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires, MOSFETs, IGBTs, GTOs).

Les composants de puissance commandables, les transistors bipolaires, sont apparus dans les années 1940, avec les premiers thyristors de puissance dans les années 1950. Ils n'ont pas cessé d'évoluer et ont donné naissance au MOSFET dans les années 1970 et à l'IGBT dans les années 1980 [PIERRE-05].

Depuis l'avènement du composant IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), vers le milieu des années 80, on peut remarquer la prépondérance de son utilisation dans la conception des convertisseurs de puissance, vis-à-vis de ses concurrents tels que le GTO (Gate Turn-Off), le thyristor ou le MOSFET de puissance. En effet, l'IGBT est utilisable sur une large gamme de tension (600V à 6,5kV) et de courant (10A à 3600A) pour une gamme de fréquence également étendue (10^2 à 10^4 Hz) (figure I.1) [JEAN-10], [STEFFEN-06].



puissance apparente

I.4 Eléments sur le fonctionnement des principaux composants de puissance

Ce sont les composants à semi -conducteurs qui remplissent les fonctions d'interrupteurs, ils sont caractérisés par :

- **Tenue en tension** : les composants à semi-conducteurs utilisés en électronique de puissance doivent pouvoir supporter à l'état bloqué des tensions élevées (de quelques 100 V à plusieurs kV) avec un faible courant de fuite.

- **Possibilité en courant** : ils doivent en régime de conduction assurer la conduction de courants élevés (de quelques A à plusieurs kA) avec une faible tension à leurs bornes (la chute de tension directe).

- **Commutation** : les phases de commutation sont responsables de pertes (mise en conduction et blocage) qui sont souvent une limitation à l'augmentation souhaitée par les utilisateurs de la fréquence de découpage. Il faut donc que les commutations se fassent le plus rapidement possible afin de réduire autant que possible les pertes par commutation. Lorsque les commutations sont commandées, on cherche également à ce que l'énergie de commande soit la plus faible possible.

Dans ce chapitre, nous allons donner quelques notions sur les interrupteurs semi-conducteurs qui sont la diode, le MOS et le transistor IGBT.

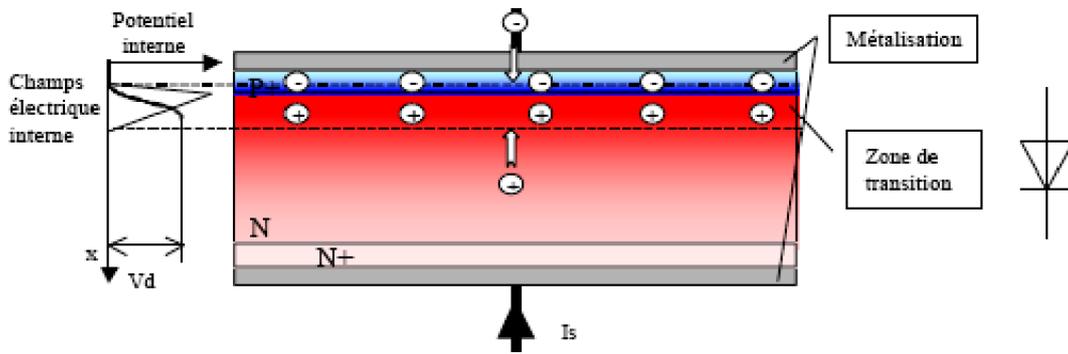
I.5 Les composants semi-conducteurs de puissance

I.5.1 La diode de puissance

En électronique de puissance, la diode a principalement deux fonctions. Elle est utilisée soit pour assurer les fonctions de redressement dans les convertisseurs statiques alternatif/continu (redresseur) soit pour assurer la continuité du courant (phase de roue libre) dans les cellules élémentaires de commutation [RODOLPHE-07].

Une diode de puissance de type PiN (Positive Intrinsic Negative), est un barreau de silicium dopé N^+ sur une face (les électrons sont les porteurs majoritaires et les trous sont les porteurs minoritaires) et P^+ sur l'autre face (inversement, les électrons sont les porteurs minoritaires et les trous sont les porteurs majoritaires). Pour assurer le contact électrique, ce

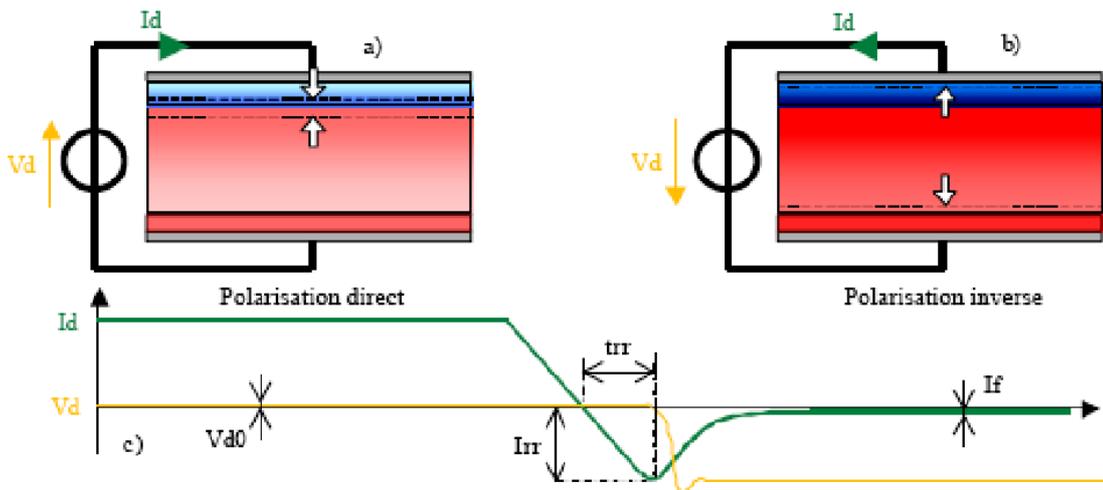
barreau est métallisé sur ces deux faces (figure I.2), le contact relié à la zone P⁺ constitue l'anode, et celui relié à la zone N⁺ la cathode [VALLON-03] [THEIR-09].



ion hors polarisation

Lorsqu'une polarisation directe est appliquée (tension positive), la barrière de potentiel (zone de charge d'espace) se réduit (figure I.3 a) favorisant ainsi le passage des électrons. Dans le cas d'une polarisation inverse (tension négative), la barrière de potentiel augmente et les électrons doivent franchir une barrière plus haute (figure I.3 b). Ces charges passent donc difficilement et créent un courant de fuite qui augmente de façon exponentielle avec la température.

La mise en conduction de cette diode consiste à appliquer une tension positive. La zone de charge d'espace se réduit dès que cette tension est légèrement positive (0,6V) et donc permet au courant de s'établir.



lors du blocage (c)

Le blocage se déroule en plusieurs étapes.

- Le courant décroît avec une vitesse imposée par le circuit extérieur.
- Lorsque la concentration de porteurs dans la zone N devient nulle, la zone de charge d'espace se reconstitue et la tension augmente aux bornes de la diode..

Il en résulte un mouvement de charges qui doit dépeupler cette zone. Ceci se traduit par un courant négatif (I_{rr}), courant de déplacement appliqué durant le temps t_{tr} nécessaire à l'évacuation de la quantité de charges présente dans N. Au bout de ce temps, la zone de charge d'espace peut s'agrandir dans la diode (figure I.3 c).

En résumé nous disons que la diode est passante sous polarisation anode - cathode directe, bloquée sous polarisation inverse. Le changement d'état résulte simplement du changement de polarisation après un transitoire de recouvrement qui, à la mise en conduction se manifeste par une onde de surtension et au blocage, par une onde de courant inverse véhiculant la charge recouvrée.

I.5.2 Le transistor MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor) de puissance

I.5.2.1 Définitions et principe de fonctionnement

Le transistor MOSFET de puissance est un transistor dit « à effet de champ », il présente la particularité d'être un interrupteur de puissance commandé qui fonctionne en mode unipolaire, c'est à dire que le courant n'est dû qu'au déplacement d'un seul type de porteurs de charges. Il en résulte une très grande rapidité de commutation due à l'absence de charge stockée. En revanche, la chute de tension est relativement élevée à l'état passant. Ce qui est dû à l'absence de la zone de plasma dans la zone N [WEI-02].

La structure représentative d'un MOSFET dans la figure I.4 explique son principe de fonctionnement. En effet, lorsque l'on applique une tension V_{gs} entre la grille et la source supérieure à une tension de seuil V_{th} , un canal est créé et relie les deux zones N^+ et N^- . Cela permet la circulation des électrons de la source dopée N^+ vers le drain. Le MOSFET entre donc en conduction. Pour le bloquer, il faut seulement supprimer le canal en ramenant la tension V_{gs} entre la grille et la source à une valeur inférieure à la tension de seuil V_{th} [DANG-06].

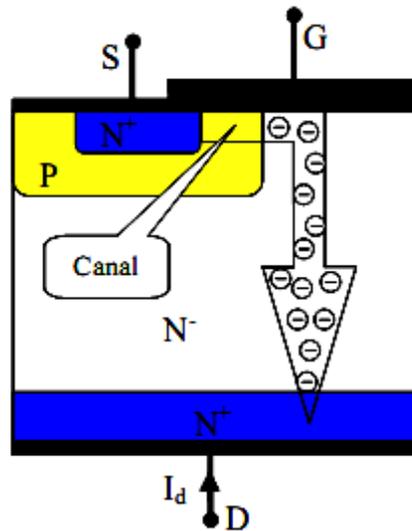
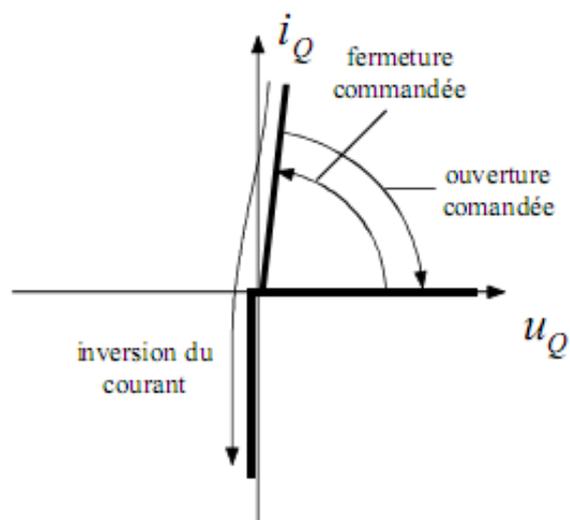


Figure I.4 : Structure du MOSFET

I.5.2.2 Le MOSFET en mode interrupteur

Le transistor MOSFET est un interrupteur unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant.



eur

I.5.2.3 Structure du MOSFET

Il existe deux types de structures des transistors MOS de puissance : les transistors discrets (structures verticales) et les transistors intégrés (structures latérales en général).

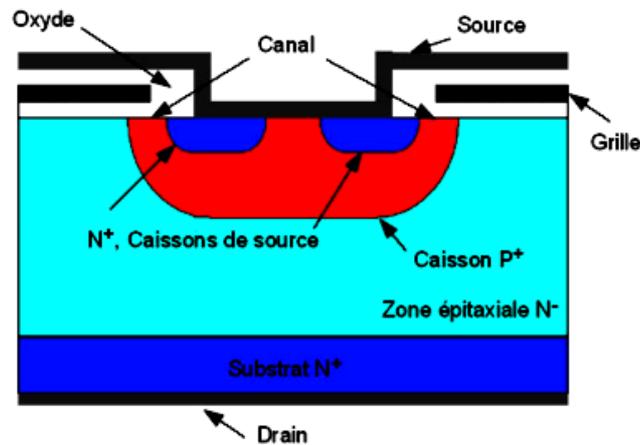
A. Structure latérale

Les points de contacts du Drain, de la Grille et de la Source sont placés sur la même face de la pastille de silicium. Une telle structure est très facilement intégrable mais ne permet pas d'obtenir un transfert de puissance élevé puisque la distance entre Source et Drain doit être large pour obtenir une bonne tenue en tension inverse alors que la capacité en courant est inversement proportionnelle à cette longueur [CORREVON-06].

B. Structure verticale

Dans cette structure, le Drain et la Source sont placés sur deux faces opposées. Les surfaces de contacts de ces deux connexions peuvent être augmentées et la longueur entre elles réduite. Dans ce cas la capacité en courant est fortement accrue et la tenue en tension inverse peut être améliorée à l'aide d'une zone N faiblement dopée (N épitaxial layer) [CORREVON-06].

Dans le domaine de l'électronique de puissance, la structure la plus adéquate est donc la structure verticale qui peut satisfaire aux exigences de tenue en tension et de courant élevé. La filière la plus répandue est celle des transistors VDMOS obtenue par double diffusion sur un substrat épitaxie N⁻, qui représente une technologie plus simple avec un haut rendement de fabrication. Une coupe transversale schématisée d'un transistor VDMOS est montrée dans la figure I.6 [THEIR-09].



voisines)

Un MOSFET de puissance est formé d'un grand nombre de cellules élémentaires mises en parallèle. Sa structure verticale permet au courant de traverser la puce de silicium perpendiculairement et assure une grande tenue en tension [WEI-02].

I.5.2.4 Éléments parasites d'un transistor MOSFET de puissance

Comme dans tout composant semi-conducteur, il existe dans un MOSFET un certain nombre d'éléments parasites incontournables. Les Figure (I.7), (I.8) et (I.9) donnent un aperçu sommaire de ces derniers.

A Diode et transistor

L'îlot N^+ , la zone de diffusion P et la région épitaxiale N^- forment un transistor bipolaire NPN. De plus, la jonction PN^- n'est rien d'autre qu'une diode. La tenue en tension inverse d'un MOSFET n'est pas possible sans adjonction de composants extérieurs.

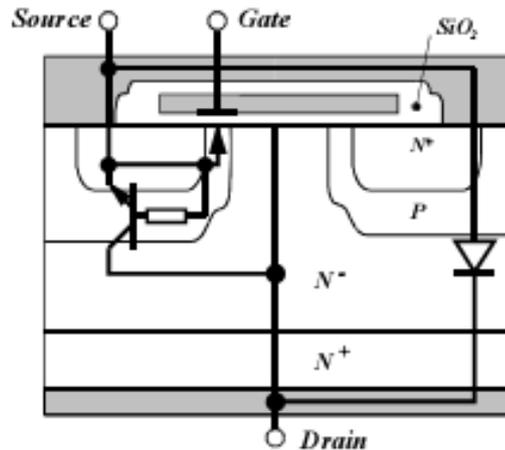


Figure I.7 : Éléments parasites: Diode et transistor bipolaire

B Capacités parasites

Il existe plusieurs capacités réparties dans un MOSFET. La figure suivante illustre les plus importantes. Le modèle le plus utilisé contient trois condensateurs parasites. Un entre chaque point de sortie du MOSFET.

$$C_{GS} = C_0 + C_N + C_P \tag{I.5}$$

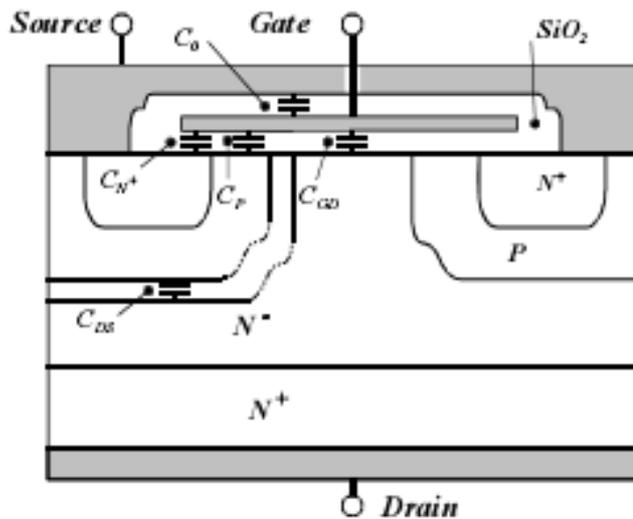


Figure I.8 : Éléments parasites: Condensateurs

C Résistance Drain – Source

A l'état « on », la résistance du MOSFET de puissance est constituée de plusieurs résistances dues à la constitution de ses éléments de fabrication représentés sur la figure I.9 [BENJAMIN-07].

La résistance totale entre Drain et Source est un paramètre important pour définir les pertes par conduction et par conséquent le courant maximum admissible pour éviter une température de jonction du composant trop élevée. La résistance à l'état passant R_{DSon} est définie comme suit [CORREVON-06], [JONATHAN-09].

$$R_{DSon} = R_S + R_{ch} + R_a + R_{JFET} + R_v + R_D \quad (I.6)$$

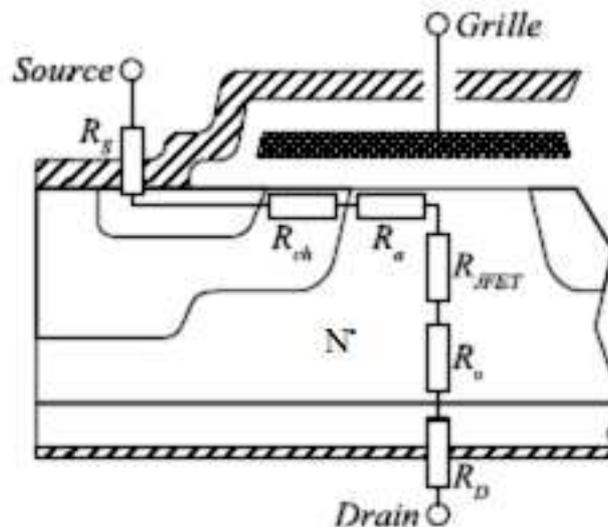


Figure I.9 : Éléments parasites: Résistance

Avec :

R_S : Représente la résistance de source, incluant la connectique (fils de connexion, métallisation, fils . . .) ;

R_{ch} : La résistance du canal, modulée par V_{GS} ;

R_a : La résistance de la couche d'accumulation, située sous l'électrode de grille, dans la zone N^- ;

- R_{JFET} : Représente la résistance créée par un effet de champ parasite qui apparaît entre deux cellules adjacentes (JFET) ;
- R_v : La résistance de la couche épitaxiée ;
- R_D : La résistance de drain, liée à la connectique et au substrat N^+

I.5.3 Le Transistor IGBT

I.5.3.1 Introduction

Il existe plusieurs types de composants dans le monde de l'électronique de puissance avec des performances variées au niveau de la tenue en tension, de la performance en commutation et des pertes en conduction et en commutation.

Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) combine un transistor bipolaire PNP et un transistor MOSFET, profitant ainsi partiellement des avantages de chacun, respectivement faibles pertes en conduction et rapidité en commutation, en conservant la simplicité de commande en tension (par une grille isolée) du MOSFET [THEIR-09].

Depuis les premiers prototypes en 1980 proposés par BALIGA, l'IGBT n'a cessé d'évoluer pour arriver à l'heure actuelle à concurrencer tous les autres composants de puissance : bipolaire, MOSFET, thyristor, GTO, ...etc. Jusqu'à ce moment, nous pouvons trouver une large gamme de puissance d'IGBT sur le marché (voir figure I.1). Il est aujourd'hui proposé par de nombreux fabricants de manière discrète, sous forme de modules ou sous forme de packs monolithiques, il est largement utilisé pour les applications de moyennes et fortes puissances [BALI-96], [THEIR-09] [CHRISTIAN-07].

Dans ce qui suit nous commencerons par donner une étude structurelle d'un IGBT, puis nous rappellerons ses différentes topologies.

I.5.3.2 L'IGBT en mode interrupteur

Le transistor IGBT est un interrupteur unidirectionnel en tension et en courant.

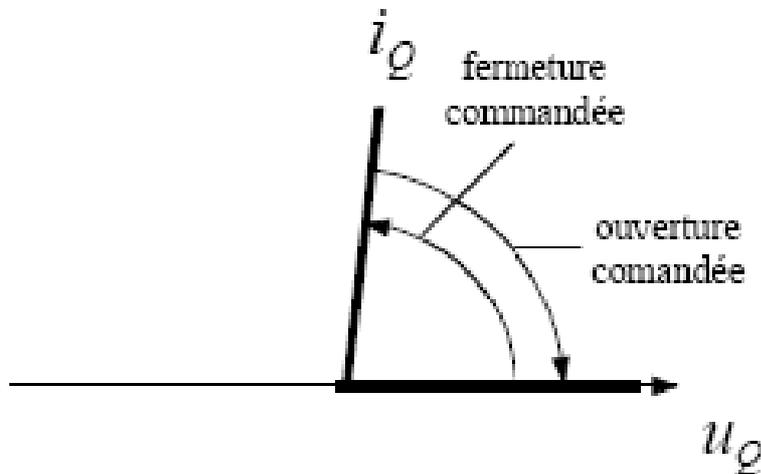


Figure I.10: Représentation de l'IGBT sous la forme d'un interrupteur

I.5.3.3 Structure physique de l'IGBT

Le principal inconvénient du MOSFET est la relation directe entre sa résistance $r_{\text{DS(on)}}$ à l'état passant et la tension $V_{\text{(BR)DSS}}$ qu'il peut supporter à l'état bloqué. On ne peut pas réaliser de MOSFET haute tension sans que la résistance $r_{\text{DS(on)}}$ n'atteigne une valeur prohibitive, ou que la surface de la pastille de silicium sur laquelle il faudrait le construire n'atteigne une taille technologiquement inacceptable.

La conception de l'IGBT est du type multicellulaire avec la mise en parallèle de cellules élémentaires pour de fort niveau de courant (l'augmentation du calibre en courant passe par l'augmentation du nombre de cellules). Le point de départ d'une cellule IGBT est une cellule à canal horizontal et à courant vertical "VDMOS".

On peut considérer l'IGBT comme une variante du MOSFET, dans laquelle on utilise l'injection de porteurs minoritaires (des trous) pour réduire la résistance du substrat N^- . Comme on peut le voir sur la figure I.11-a et I.11-b, la structure d'un IGBT est tout à fait similaire à celle d'un VDMOS (Vertically Diffused MOS) excepté le substrat qui est de type P^+ pour l'IGBT.

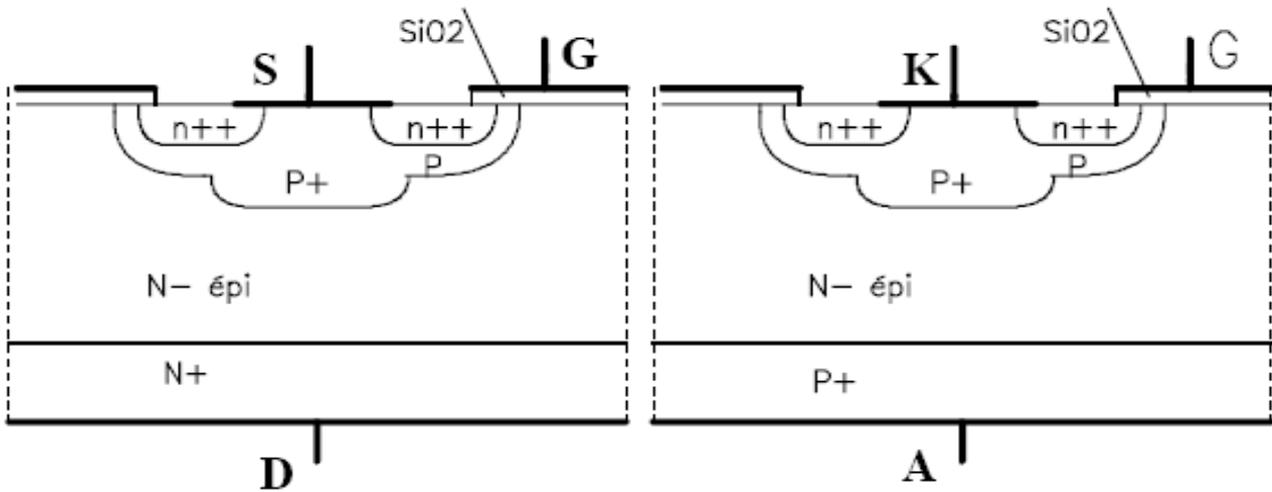


Figure I.11a : Structure physique d'un VDMOS

Figure I.11b : Structure physique d'un IGBT

Le fonctionnement physique de l'IGBT est plus proche de celui d'un transistor bipolaire que d'un VDMOS. Ceci est dû à la présence du substrat P^+ qui est responsable de l'injection de porteurs minoritaires dans la couche épitaxiée N^- ; ce qui induit une modulation de sa conductivité et par conséquent réduit la résistance de la couche épitaxiée ($R_{épi}$).

1.5.3.4 Principe physique et technologie de l'IGBT

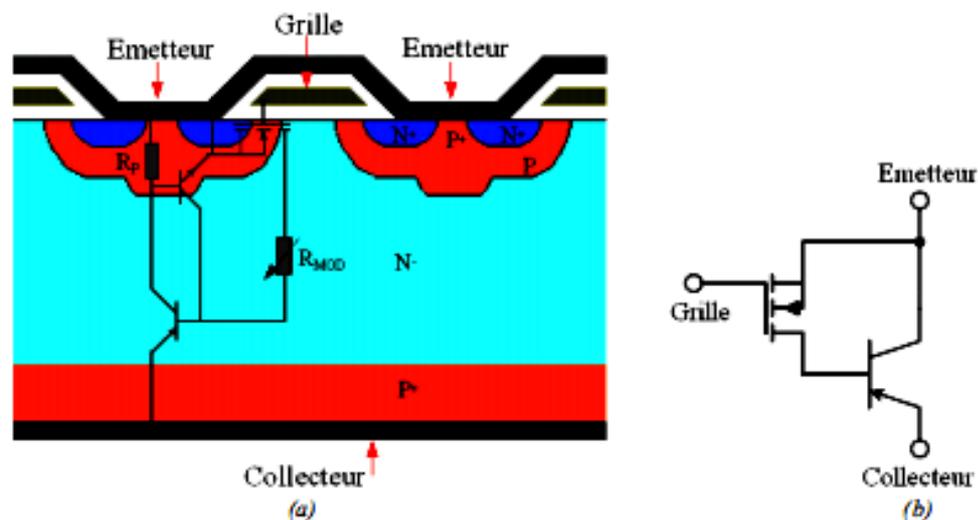
L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) est constitué de quatre couches semi-conductrices différentes (P^+ , N^- , P^+ , N^+) créées sur le même cristal de silicium (figure I.12.a). Ce transistor associe deux technologies différentes (bipolaire et MOS) afin d'obtenir leurs avantages tout en réduisant leurs inconvénients.

En supprimant le transistor parasite NPN et la résistance R_p , le circuit équivalent simplifié se réduit alors à un transistor bipolaire PNP commandé par un MOSFET dans une configuration « cascade ou Darlington » (figure I.12.b) [THEIR-09].

La région N^- large et peu dopée est commune aux deux transistors PNP et NPN. Cette base faiblement dopée est nécessaire pour supporter des tensions importantes à l'état bloqué; mais elle contribue également à l'augmentation de la résistance du composant à l'état passant.

L'adjonction d'un émetteur P (jonction P⁺N⁻) participe à la réduction de cette résistance à l'état passant. En effet, l'émetteur P a pour rôle d'injecter des porteurs minoritaires (trous). Cela conduit à créer un régime de forte injection (autant d'électrons que de trous), qui réduit de façon significative la chute de tension dans la zone de base en raison de la modulation de la conductivité [JEAN-10].

En contrepartie, ce processus (forte injection) implique l'augmentation de la durée de blocage du composant. Ceci est la conséquence directe du temps nécessaire à l'évacuation des porteurs stockés dans la base par diffusion dans un premier temps et par recombinaison dans un deuxième temps [JEAN-10].



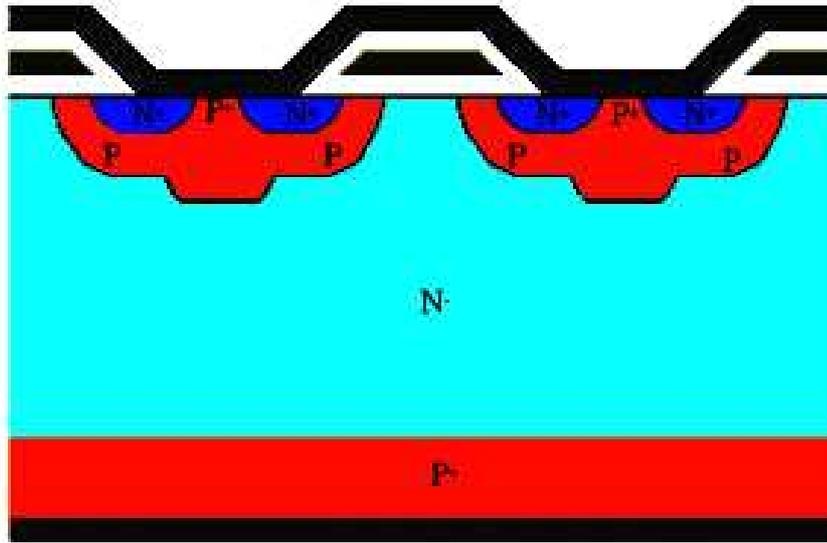
b)

I.5.3.5 Technologie NPT (Non Punch Trough) ou homogène

Cette structure est appelée Non-Punch-Through car la base (la zone N⁻) est suffisamment profonde pour que la couche de déplétion ne puisse jamais atteindre la couche d'injection P⁺ lorsque l'IGBT est dans un état bloqué, une coupe d'un IGBT NPT est présentée dans la figure I.13. Pour l'IGBT à couche homogène la couche N⁻ est le substrat de base, et la couche P⁺ coté collecteur, d'une faible épaisseur par rapport au substrat est réalisée par diffusion ou implantation d'impuretés [PIERRE-05] [SERGE-05]. La structure du transistor IGBT NPT (Non-Punch-Through) est très proche de celle du transistor MOSFET vertical [MOHAN-95], la différence

principale réside dans la présence d'une couche P^+ , à la place du drain du transistor MOSFET, qui injecte des porteurs minoritaires dans la base et devient ainsi le collecteur (anode) du transistor IGBT.

La tenue en tension directe bloquée est assurée par la zone épaisse N^- . Cette couche épaisse produit à l'IGBT une chute de tension à l'état passant importante [THEIR-09].



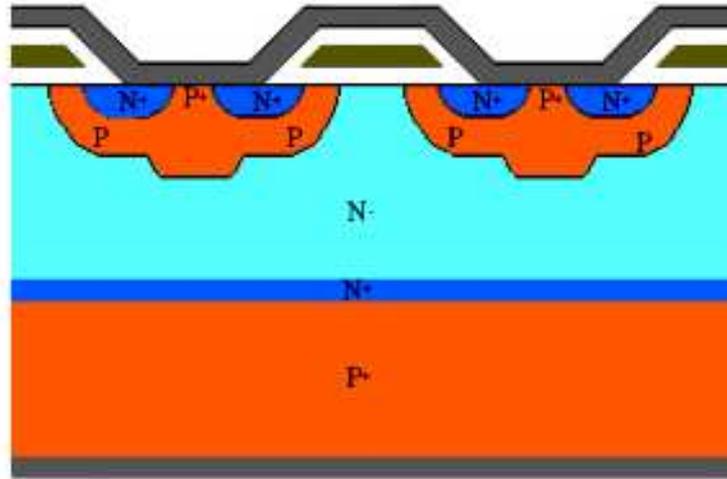
homogène

I.5.3.6 Technologie PT (Punch Trough) ou épitaxiée

La structure précédente (NPT) est améliorée par l'adjonction d'une couche de type N^+ entre le substrat P^+ et l'épitaxie N^- . Cette couche, dite tampon, permet d'avoir une couche N^- plus fine que pour la technologie NPT (figure I.14) [THEIR-09].

La tenue en tension dépend de la couche N^+ . Ainsi, plus cette couche est épaisse et dopée, plus la tenue en tension au blocage est grande, par contre, le dopage de la couche tampon étant plus important que celui de la couche N^- , la durée de vie des porteurs minoritaires est plus faible. Or, la densité des porteurs minoritaires en déplacement dans cette couche génère un champ électrique. Une chute de tension importante apparaît aux bornes de la couche tampon N^+ . Celle-ci, ajoutée à la chute de tension aux bornes de N^- (plus importante car faiblement dopée) nous

donne le V_{cesat} de l'IGBT. Pour diminuer cette chute de tension, il est nécessaire de réduire la couche N^- , ce qui réduit la tenue en tension du composant [VALLON -03] [THEIR-09].



I.5.3.7 Comparaison entre les deux technologies (NPT et PT)

La technologie PT permet d'avoir des pertes faibles en conduction alors que la technologie NPT nous offre des pertes faibles en commutation. Les IGBT NPT sont donc plus agréables que les IGBT PT dans les applications rapides.

Les structures PT sont souvent employées pour de faibles tensions (<1200V). Tandis que les structures NPT sont conçues pour les gammes dépassant 1200V. Au niveau de la construction de ces deux structures, la manière diffère. En effet, les NPT sont développés sur une base de silicium homogène, sur laquelle sont diffusées l'anode et les autres couches. Une couche épaisse N-drift supporte la tension maximale appliquée au composant lors du blocage, ce qui va entraîner une chute de tension à l'état passant assez élevée [ADEL-08].

I.5.3.8 Les technologies FS, LPT, SPT, IEGT, CSTBT, HIGT

La tendance actuelle chez les différents fabricants est de développer des composants possédant les avantages de conductivité élevée des structures NPT et de dynamique des structures PT. La solution couramment adoptée passe par la matérialisation d'une couche tampon

modérément dopée et plus profonde afin d'avoir de plus faibles pertes en conduction et en commutation [PIERRE-07], [THEIR-09].

De nombreuses appellations commerciales sont proposées :

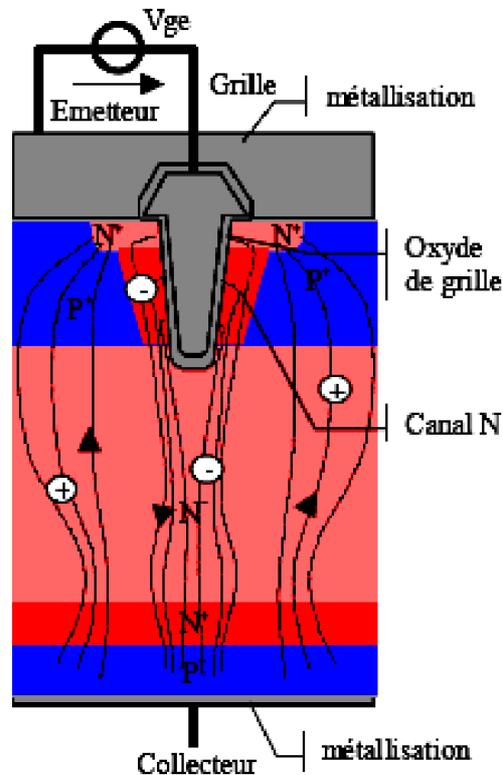
- FS-IGBT (Field Stop IGBT), développé par Eupec et Fuji,
- SPT-IGBT (Soft Punch Through IGBT), proposé par ABB,
- LPT-IGBT (Light Punch Through IGBT), développé par Mitsubishi Electric,
- IEGT (Injection Enhancement Gate Transistor), développé par Toshiba,
- CSTBT (Carrier Stored Trench Bipolar Transistor), proposé par Electric,
- HiGT (High Conductivity IGBT), proposé par Hitachi.

I.5.3.9 La technologie à grille en tranchée ou à grille enterrée (Trench Gate)

Cette structure d'IGBT est constituée d'une tranchée dans la région P^+ , dans laquelle est déposé l'oxyde de grille (figure I.15). L'IGBT à grille en tranchée reste globalement une structure à quatre couches PNPN avec une région de base faiblement dopée N^- , un collecteur P^+ , un caisson P et un émetteur N^+ . La différence se situe au niveau de la géométrie de la grille. En allongeant la grille dans la couche N^- , les flux de courants au sein du composant deviennent totalement verticaux, et adoptent donc des trajectoires optimisées au fonctionnement du dispositif [JEAN-10].

La chute de tension à l'état passant de l'IGBT est améliorée pour la technologie à grille en tranchée. Par ailleurs, la résistance du canal est réduite par l'élimination de la résistance de JFET (située entre deux caissons P voisins), ce qui permet de réduire les pertes en conduction. La largeur de la grille est plus petite qu'en technologie planaire, ceci permet d'augmenter la gamme en courant [JEAN-10],[THEIR-09].

Il est démontré que cette topologie d'IGBT est la plus performante tant au niveau des pertes par conduction que des pertes par commutation. Il existe néanmoins un inconvénient sur cette structure : à cause de la grille enterrée, la capacité grille/émetteur est 10 fois plus importante que pour une technologie planaire. De plus l'implantation d'un oxyde à l'intérieur d'une tranchée sur une puce silicium augmente le coût de fabrication de la puce [VALLON -03].



e PT

I.6 Conclusion

Nous avons consacré ce chapitre aux principales généralités sur les semi-conducteurs de puissance. Les interrupteurs de puissance sont conçus avec des matériaux semi-conducteurs qui possèdent certaines caractéristiques propres à eux.

Le Silicium (Si) est le matériau semi-conducteur de base pour la fabrication des interrupteurs de puissance. Son dopage de type P est fait avec du (Bore) qui possède un électron de moins que le (Si), et le dopage de type N est fait à avec du Phosphore (P) qui possède un de plus. Le Carbure de Silicium (SiC) est un matériau à large bande d'énergie interdite, ses propriétés électriques concurrencent celles du (Si). Les matériaux semi-conducteurs de puissance sont caractérisés par un certains nombre de facteurs de mérites pour pouvoir les comparer suivant le type de performance souhaité.

On distingue trois familles de composants de puissance, et selon les phénomènes physiques présents lors du fonctionnement, on parle alors des composants bipolaires, unipolaires et mixtes.

La diode de puissance est une jonction PN, on dira qu'elle est passante sous polarisation anode - cathode directe, bloquée sous polarisation inverse. Le changement d'état résultant simplement du changement de polarisation après un transitoire de recouvrement, qui à la mise en conduction se manifeste par une onde de surtension, et au blocage par une onde du courant inverse véhiculant la charge recouverte.

Le transistor MOSFET de puissance présente la particularité d'être un interrupteur de puissance commandé qui fonctionne en mode unipolaire, c.a.d que le courant n'est dû qu'au déplacement d'un seul type de porteurs de charges. Il en résulte une très grande rapidité de commutation due à l'absence de charges stockées. En revanche, la chute de tension est relativement élevée à l'état passant.

Les deux plus célèbres composants électroniques réalisant la fonction interrupteur sont : le transistor bipolaire et le transistor MOSFET. Le premier présente comme avantage une faible tension à l'état passant et le pouvoir de commuter de forts courants, mais nécessite une puissance de commande non négligeable et sa fréquence de travail est relativement basse. Le MOS est quant à lui connu pour des fréquences de travail plus élevées et une puissance de commande presque nulle, et limité par sa tension de déchet qui est importante pour des dispositifs mettant en jeu des hautes tensions. Ces observations ont conduit à la réalisation d'une combinaison entre ces deux types de composants pour aboutir à l'IGBT.

Alliant les avantages de la technologie bipolaire et celles du MOSFET, le transistor l'IGBT a un bel avenir sur le marché. Les IGBTs sont issus de trois technologies différentes afin de répondre aux exigences industrielles : le PT (punch through ou épitaxial, le NPT (non punch trough ou homogène) et le trench gate (à grille enterrée).

Les composants semi- conducteurs sont aussi appelés composants de commutation, dans le prochain chapitre on trouvera plus de détails sur ce phénomène de commutation qui joue un rôle important dans les pertes des convertisseurs statiques.

Chapitre II

Phénomène de commutation en électronique de puissance

II.1 Introduction

Les convertisseurs statiques ont pour rôle de convertir ou de moduler des signaux électriques de forme et de fréquence données à d'autres (DC-DC, DC-AC, AC-DC, AC-AC), ceci dans le but de commander la puissance électrique transitée.

Pour réaliser ces objectifs, les composants semi-conducteurs sont appelés constamment à passer d'un état conducteur à un état bloqué et vice-versa, on dit qu'ils commutent. Ces transitions rapides s'accompagnent de contraintes électriques (surtensions, surintensités) et thermiques (pertes). Ces commutations doivent donc être aussi douces et aussi peu dissipatrices que possible.

L'objectif du présent chapitre est donc de décrire les outils à mettre en œuvre pour la bonne compréhension des mécanismes intervenant dans la commutation. Le support d'étude est la cellule de commutation à base de la diode PiN et du transistor de puissance IGBT.

II.2 Définition de la commutation

La commutation consiste, par l'utilisation de composants actifs utilisés en tant qu'interrupteurs, en une succession de phases de liaison directe et de phases d'isolation des sources entre lesquelles on souhaite assurer un transfert d'énergie.

II.3 Illustration de la commutation

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

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

Soit Q un dipôle –interrupteur, dont u_Q est la différence de potentiel et i_Q est l'intensité du courant direct. Ces états sont décrits, lorsque Q est alimenté par une source de tension en série avec une résistance par les relations ci dessous:

Etat ouvert OFF :

$$u_Q \cong U_s \quad (\text{II.1})$$

$$i_Q \cong 0 \quad (\text{II.2})$$

Etat fermé ON :

$$i_Q = \frac{U_s}{R_s} \quad (\text{II.3})$$

$$u_Q \cong 0 \quad (\text{II.4})$$

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

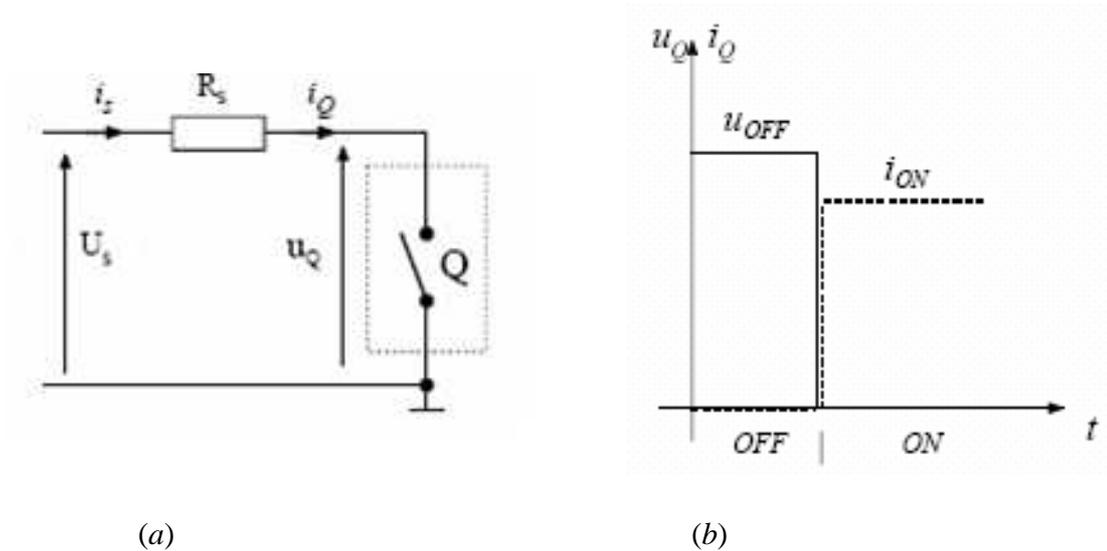


Figure II.1 : Représentation schématique d'un interrupteur idéal

A l'état bloqué (OFF), la résistance d'isolation est infinie et à l'état fermé (ON), la résistance de passage est nulle.

Interrupteur ouvert :

$$i_{Q(OFF)} = 0 \tag{II.5}$$

$$u_{Q(OFF)} = U_s \tag{II.6}$$

$$P_{Q(OFF)} = i_{Q(OFF)} \cdot u_{Q(OFF)} = 0 \tag{II.7}$$

Interrupteur fermé :

$$i_{Q(ON)} = \frac{U_s}{R_s} \tag{II.8}$$

$$u_{Q(ON)} = 0 \tag{II.9}$$

$$P_{Q(ON)} = i_{Q(ON)} \cdot u_{Q(ON)} = 0 \tag{II.10}$$

Dans le cas de l'interrupteur idéal, la commutation n'induit aucune perte.

II.3.1 Interrupteur avec résistance interne et résistance de fuite sous charge résistive

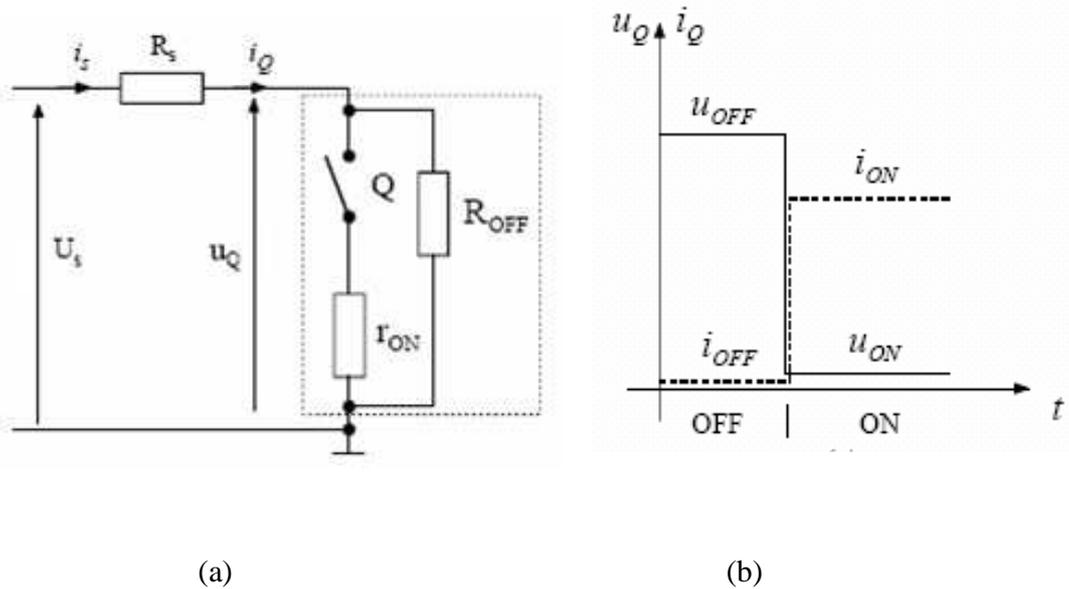


Figure II.2 : Représentation schématique d'un interrupteur avec résistance de passage et d'isolation

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 :

$$i_{Q(OFF)} = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}} \quad (\text{II.11})$$

$$u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} U_s \quad (\text{II.12})$$

$$P_{Q(OFF)} = i_{Q(OFF)} \cdot u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{(R_s + R_{OFF})^2} U_s^2 \quad (\text{II.13})$$

Interrupteur fermé :

$$i_{Q(ON)} = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \quad (\text{II.14})$$

$$u_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} U_s \quad (\text{II.15})$$

$$P_{Q(ON)} = i_{Q(ON)} \cdot u_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{(R_s + R_{ON})^2} U_s^2 \quad (\text{II.16})$$

Cet interrupteur, comme les précédents, ne possède pas de pertes par commutation. Par contre, il est le siège de pertes de conduction à l'état bloqué comme à l'état conducteur.

II.3.2 Interrupteur avec capacité parasite sous charge résistive

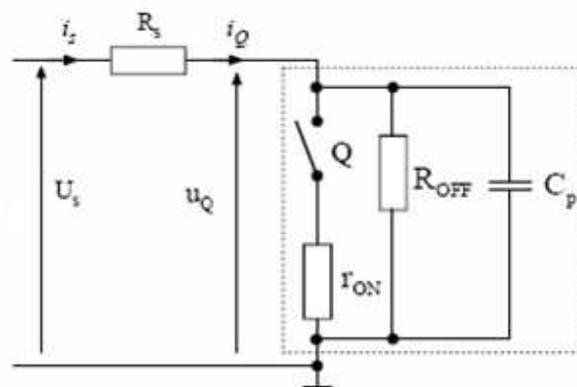


Figure II.3: Représentation schématique d'un interrupteur avec capacité parasite

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 $R_{ON} = R_{OFF} // r_{ON}$. Une capacité parasite aux bornes de l'interrupteur modifie le comportement dynamique de ce dernier (durant les commutations).

II.3.2.1 Caractéristiques dynamiques (OFF→ON)

Lorsque l'interrupteur est à l'état OFF, on peut définir le point de fonctionnement avant commutation de la manière suivante

$$u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} U_s \quad (\text{II.17})$$

$$i_{Q(OFF)} = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}} \quad (\text{II.18})$$

Ces deux grandeurs représentent les conditions initiales lors de la commutation. A la fermeture de l'interrupteur, la relation liant les courants au nœud de la borne supérieure de l'interrupteur est donnée par la relation suivante :

$$i_Q(t) = i_{R_{OFF}}(t) + i_{r_{ON}}(t) + i_{C_p}(t) = i_{R_{ON}}(t) + i_{C_p}(t) \quad (\text{II.19})$$

$$\frac{U_s - u_c(t)}{R_s} = \frac{u_c(t)}{R_{ON}} + C_p \cdot \frac{du_c(t)}{dt} \quad (\text{II.20})$$

avec pour condition initiale :

$$u_c(0) = u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} U_s \quad (\text{II.21})$$

La solution générale de cette équation différentielle prend la forme :

$$u_c(t) = u_Q(t) = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} U_s \left(1 - e^{-t/(R_s // R_{ON}) C_P}\right) + \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} U_s \left(e^{-t/(R_s // R_{ON}) C_P}\right) \quad (\text{II.22})$$

$$i_Q(t) = \frac{U_s - u_c(t)}{R_s} = \frac{U_s - u_Q(t)}{R_s} \quad (\text{II.23})$$

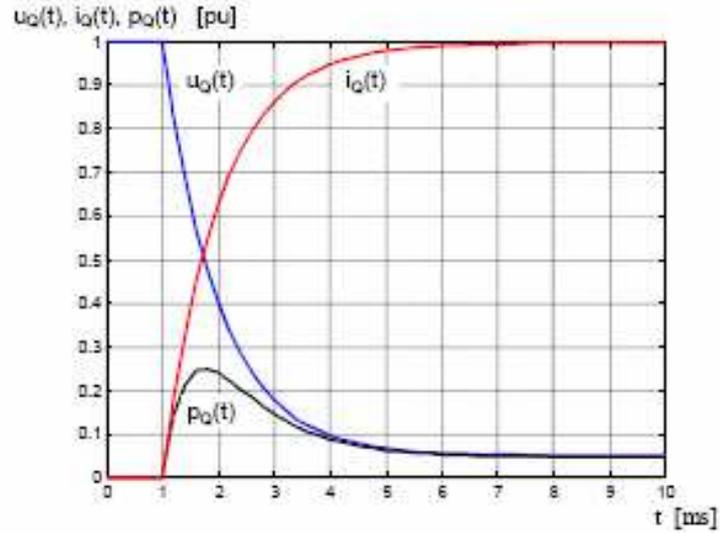


Figure II.4: Comportement dynamique de l'interrupteur à la fermeture

Les pertes par commutation correspondent à la décharge du condensateur C_P qui voit à ses

bornes la tension varier de $u_c(0) = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} U_s \cong U_s$ jusqu'à $u_c(\infty) = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} U_s \cong \frac{R_{ON}}{R_s} U_s$

II.3.2.2 Caractéristiques dynamiques (ON→OFF)

Lorsque l'interrupteur est à l'état ON, on définit le point de fonctionnement avant commutation de la manière suivante :

$$u_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} U_s \quad (\text{II.24})$$

$$i_{Q(ON)} = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \quad (\text{II.25})$$

Ces deux grandeurs représentent les conditions initiales lors de la commutation. A l'ouverture de l'interrupteur, la relation liant les courants au nœud de la borne supérieure de l'interrupteur est donnée comme suit :

$$i_Q(t) = i_{R_{OFF}}(t) + i_{C_p}(t) \quad (\text{II.26})$$

$$\frac{U_s - u_c(t)}{R_s} = \frac{u_c(t)}{R_{OFF}} + C_p \cdot \frac{du_c(t)}{dt} \quad (\text{II.27})$$

Avec pour condition initiale :

$$u_c(0) = u_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} U_s \quad (\text{II.28})$$

La solution générale de cette équation différentielle prend la forme :

$$u_c(t) = u_Q(t) = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} U_s \cdot (1 - e^{-t/(R_s // R_{ON}) \cdot C_p}) + \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} U_s \cdot (e^{-t/(R_s // R_{ON}) \cdot C_p}) \quad (\text{II.29})$$

$$i_Q(t) = \frac{U_s - u_c(t)}{R_s} = \frac{U_s - u_Q(t)}{R_s} \quad (\text{II.30})$$

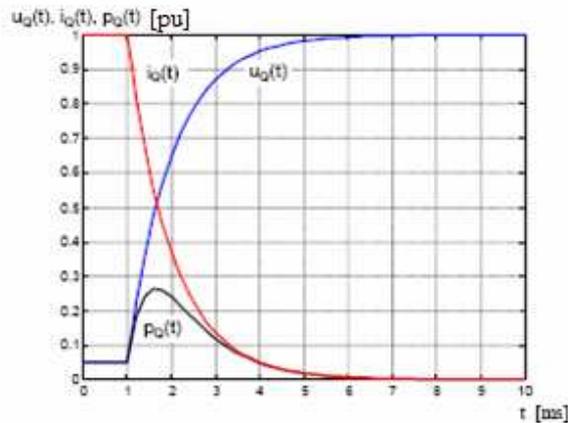


Figure II.5 : Comportement dynamique de l'interrupteur à l'ouverture

Les pertes de commutation sont en fait une accumulation d'énergie dans le condensateur

C_p qui voit la tension à ses bornes passer de $u_c(0) = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} \cdot U_s$ jusqu'à $u_c(\infty) = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s$

II.3.3 Interrupteur avec résistance interne et résistance de fuite sous charge inductive

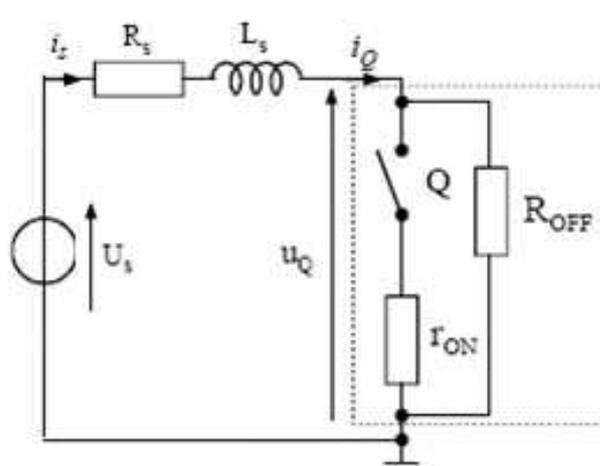


Figure II.6 : Représentation schématique d'un interrupteur sur charge inductive

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 $R_{ON} = R_{OFF} // r_{ON}$.

La charge connectée à cet interrupteur est de type inductif.

II.3.3.1 Caractéristiques dynamiques (OFF→ON)

Lorsque l'interrupteur est à l'état OFF, on peut définir le point de fonctionnement avant commutation de la manière suivante

$$u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s \tag{II.31}$$

$$i_{Q(OFF)} = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}} \tag{II.32}$$

Ces deux grandeurs représentent les conditions initiales lors de la commutation. A la fermeture de l'interrupteur, la relation liant les tensions de la maille principale du montage est exprimée comme suit :

$$U_s = u_{L_s}(t) + u_{R_s}(t) + u_Q(t) \tag{II.33}$$

$$U_s = L_s \cdot \frac{di_s}{dt} + (R + R_{ON}) \cdot i_s(t) \tag{II.34}$$

avec pour condition initiale :

$$i_Q(0) = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}} \tag{II.35}$$

La solution générale de cette équation différentielle prend la forme :

$$i_Q(t) = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \cdot (1 - e^{-t \cdot (R_s + R_{ON}) / L}) + \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \cdot (e^{-t \cdot (R_s + R_{ON}) / L}) \tag{II.36}$$

$$u_c(t) = R_{ON} \cdot i_Q(t) \tag{II.37}$$

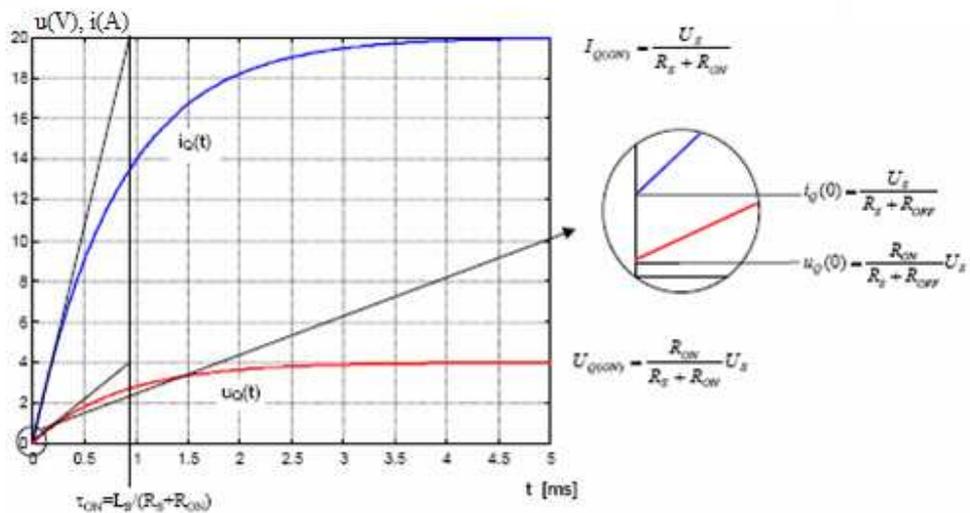


Figure II.7 : Comportement dynamique de l'interrupteur à la fermeture

Dans le cas de la fermeture de l'interrupteur sous charge inductive, il n'y a pas de perte de commutation pour un interrupteur sans capacité parasite.

II.3.3.2 Caractéristiques dynamiques (ON→OFF)

Lorsque l'interrupteur est à l'état ON, le point de fonctionnement avant commutation vaut :

$$u_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} \cdot U_s \quad (\text{II.38})$$

$$i_{Q(ON)} = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \quad (\text{II.39})$$

Ces deux grandeurs représentent les conditions initiales lors de la commutation. A l'ouverture de l'interrupteur, la relation liant les tensions de la maille principale du montage est donnée par :

$$U_s = u_{L_s}(t) + u_{R_s}(t) + u_Q(t) \quad (\text{II.40})$$

$$U_s = L_s \cdot \frac{di_s}{dt} + (R + R_{OFF}) \cdot i_s(t) \quad (\text{II.41})$$

Avec pour condition initiale :

$$i_Q(0) = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \quad (\text{II.42})$$

La solution générale de cette équation différentielle prend la forme suivante:

$$i_s(t) = i_Q(t) = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}} \cdot (1 - e^{-t \cdot (R_s + R_{ON})/L}) + \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \cdot (e^{-t \cdot (R_s + R_{ON})/L}) \quad (\text{II.43})$$

$$u_Q(t) = R_{OFF} \cdot i_Q(t) \quad (\text{II.44})$$

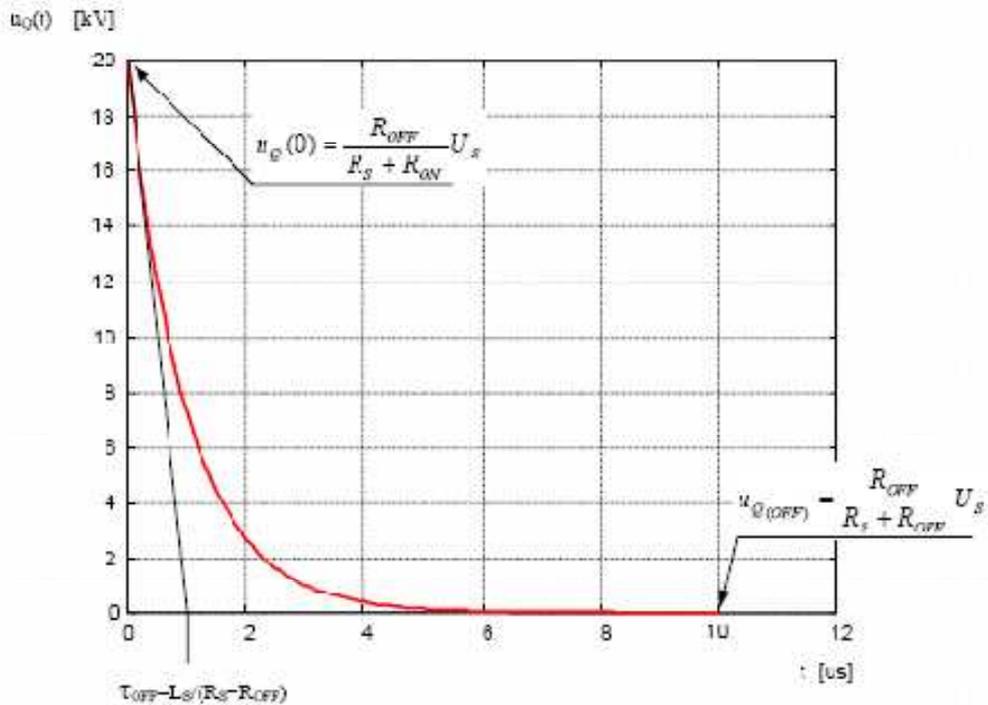


Figure II.8: Comportement dynamique de l’interrupteur à l’ouverture

Dans ce cas les pertes par commutation sont très importantes. En effet, l’inductance L_S se comporte comme une source de courant. Lorsque l’on provoque une ouverture du circuit par l’interrupteur, le courant ne peut s’interrompre brusquement ; une surtension dépendant du produit de la résistance de fuite de l’interrupteur (R_{OFF}) et du courant circulant dans l’inductance au moment de l’ouverture de l’interrupteur apparaît.

II.4 Notion de cellule de commutation

L’interrupteur électronique est rarement utilisé seul, mais souvent associé à d’autres interrupteurs au sein d’une cellule, constituant la brique de base d’un convertisseur statique.

Le fonctionnement d’un convertisseur statique se décompose en une succession de séquences élémentaires. A chaque séquence élémentaire correspond un réseau électrique maillé

différemment du précédent, obtenu par la modification de l'interconnexion des différentes branches actives.

Afin de contrôler les transferts d'énergie entre deux sources, le convertisseur utilise un ensemble d'interrupteurs qui permettent de changer le type de connexion entre les deux sources.

Dans ces ensembles d'interrupteurs, nous pouvons définir un groupement en étoile d'interrupteurs électroniques (figure II.9) [HENRI-D3153][ASMA -09].

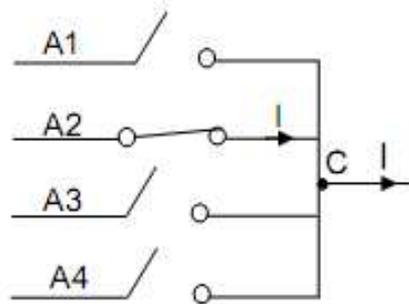


Figure II.9 : Commutateur électronique à quatre voies

De façon idéale, ce dispositif électronique permet de réaliser la fonction commutateur à condition de respecter la logique suivante:

- Entre deux commutations, un seul interrupteur est passant.
- La commutation implique le changement simultané et complémentaire de deux interrupteurs et de deux seulement.

Les caractéristiques des interrupteurs associés suivent des règles imposées par la structure même de la cellule de commutation.

II.5 Règles d'association des interrupteurs dans une cellule de commutation

Nous rappelons le fait qu'on ne peut relier entre elles que des sources de natures différentes. Considérons le cas général d'un convertisseur, qui relie donc une source de tension à une source de courant. Par un jeu d'interrupteurs, fonctionnant en commutation, on isole, puis relie directement ces deux sources, et ce de façon successive. On doit alors tenir compte des deux règles suivantes :

Règle 1 : On ne doit jamais « court-circuiter » une source de tension.

Règle 2 : On ne doit jamais « ouvrir » une source de courant.

Ainsi, dans le respect de ces règles :

- La liaison directe de deux sources de nature différente est tout à fait possible,
- Lors de la phase de déconnection des deux sources, on doit :
 - Isoler la source de tension sans la court-circuiter,
 - Isoler la source de courant sans s'opposer au courant qui la traverse.

La nécessité de respecter les règles que nous donnons conduit donc à un convertisseur dont la structure de base se résume à deux interrupteurs (Figure II.10) :

Nous étudions maintenant le processus général de commutation en ne considérant qu'une cellule élémentaire à deux voies que l'on isole de la structure globale du convertisseur.

Cette cellule est représentée si dessous :

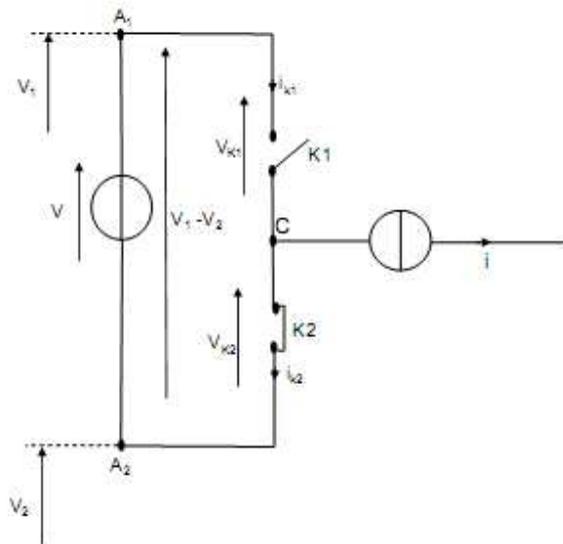


Figure II.10 : Cellule élémentaire de commutation

La source de tension V symbolise la différence de potentiel ($V_1 - V_2$) imposée entre les deux pôles A1 et A2 par les branches de tension qui leur sont associées. La source de courant I est représentative du courant de maillon dans la branche connectée au point C, en étoile avec les interrupteurs K_1 et K_2 concernés par la commutation. Cette cellule permet, en fonction des contraintes électriques qui sont imposées avant, pendant et après la commutation, l'analyse du mode de fonctionnement des deux interrupteurs et leur caractérisation.

La cellule de commutation vérifie toujours les relations suivantes :

$$V_{k1} + V_{k2} = V \quad (\text{Loi des mailles}) \quad (\text{II.45})$$

$$i_{k1} - i_{k2} = i \quad (\text{Loi des nœuds}) \quad (\text{II.46})$$

D'un point de vue dynamique, dans une cellule élémentaire de commutation, la commutation est provoquée par le changement d'état commandé de l'un des interrupteurs, entraînant spontanément le changement d'état complémentaire de l'autre.

Les états des deux interrupteurs sont complémentaires en respectant les règles fondamentales sur les interconnexions des sources:

- Ne jamais court-circuiter une source de tension ;
- Ne jamais ouvrir une source de courant.

Deux modes de commutation sont envisageables (figure II.11) :

- (a) : La commutation par commande à l'amorçage de l'interrupteur ouvert.
- (b) : La commutation par commande au blocage de l'interrupteur fermé.

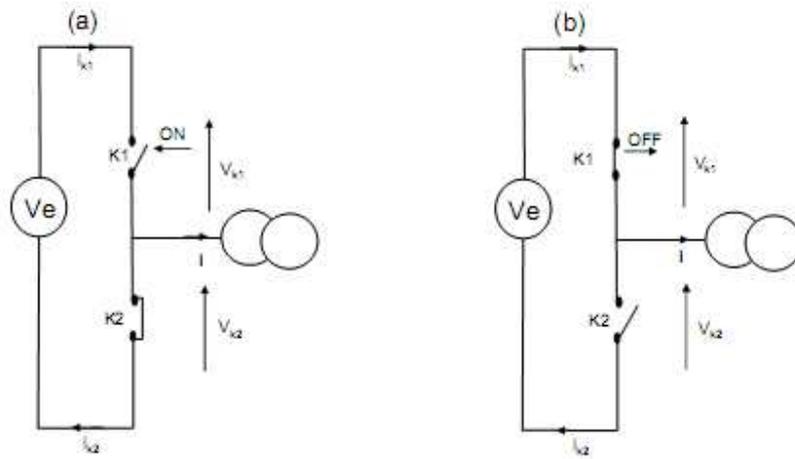
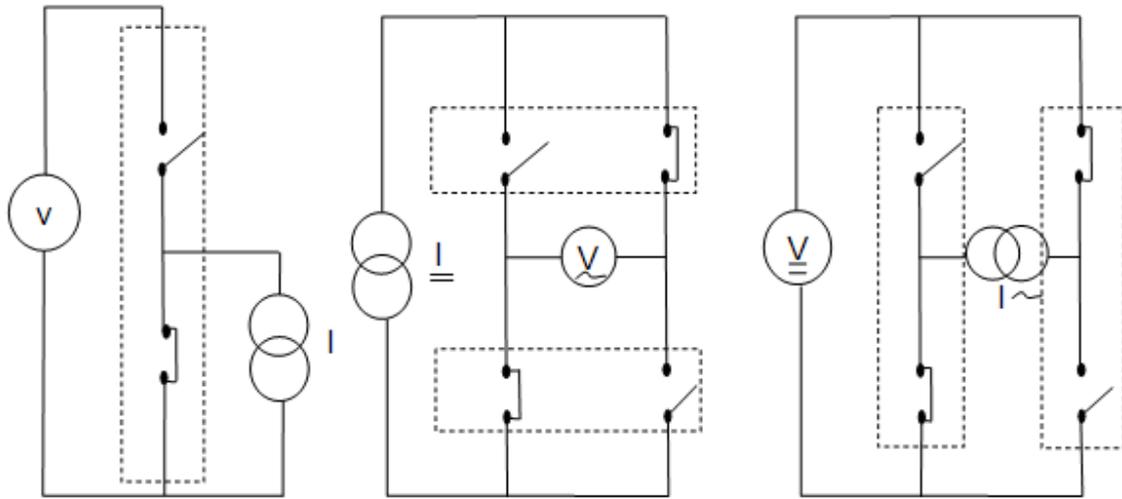


Figure II.11 : Les deux modes de commutation possibles dans la cellule

Toutes ces considérations supposent l'utilisation de sources et d'interrupteurs parfaits.

Dans le cas de sources non parfaites, les états des interrupteurs peuvent ne pas être complémentaires. Des états supplémentaires apparaissent donc pour la notion de cellule de commutation à titre d'exemple, l'ouverture simultanée des deux interrupteurs.

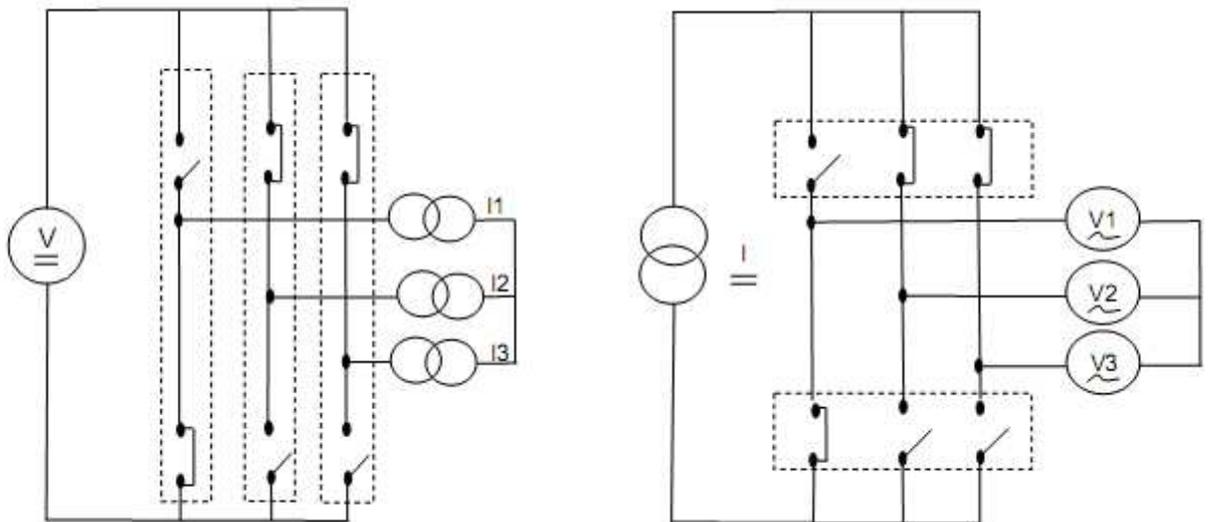
La figure (II.12) représente quelques convertisseurs dans lesquels les interrupteurs ont été regroupés pour bien faire apparaître les cellules de commutation.



Hacheur

Onduleur de courant monophasé

Onduleur de tension monophasé



Onduleur de tension triphasé

Onduleur de courant triphasé

Figure II.12 : Quelques structures de convertisseurs statiques

II.6 Commutation sur charge inductive

En électricité la majorité des charges sont de nature inductive. La commutation d'une cellule sur charge inductive peut être analysée à travers le montage abaisseur représenté sur la figure II.13. On s'intéresse particulièrement au fonctionnement de la source de courant (L , V_{out}). L'inductance L est nécessaire pour relier les deux sources de tension entre elles [SERGE-05].

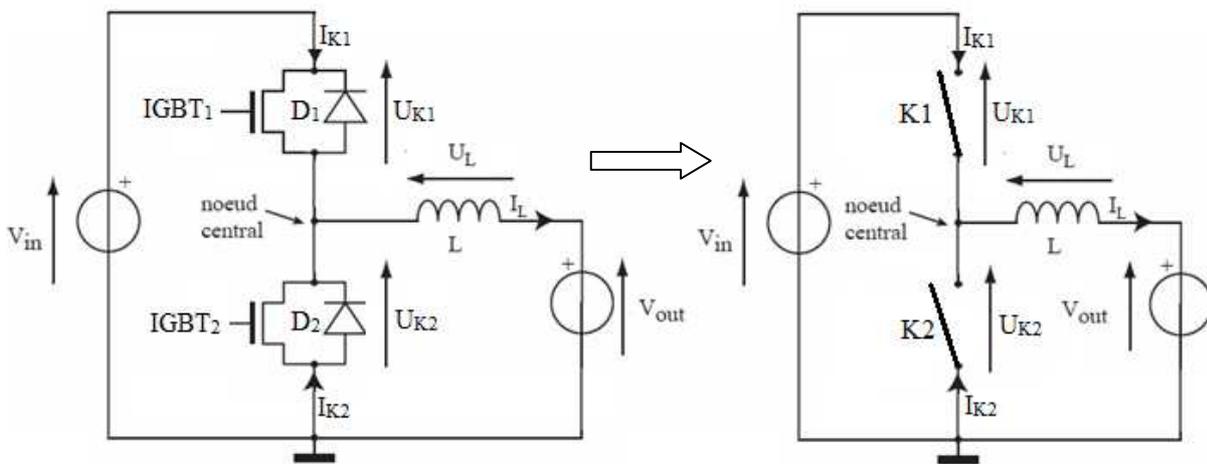


Figure II.13 : Cellule de commutation sur charge inductive

Les conditions électriques découlant de la structure utilisée sont les suivantes:

1. $V_{in} \geq 2U_j$ à cause de la diode D_1 et D_2 en série avec la source d'entrée.

Avec : U_j potentiel au nœud central.

2. $V_{out} \leq V_{in} - U_j$ Pour qu'un régime stationnaire avec un courant constant dans l'inductance soit possible
3. $U_j \leq U_{K2} \leq V_{in} - U_j$ à cause des diodes D_1 et D_2 . Le potentiel sur le nœud central U_{K2} dépend de l'état de conduction des transistors et des diodes.
4. $V_{in} = U_{K1} + U_{K2}$ Loi de Kirchhoff sur la maille de gauche.
5. $U_{K2} = V_{out} + L \frac{dI_L}{dt}$ Loi de Kirchhoff sur la maille de droite.

6. $I_L = I_{K1} + I_{K2}$ Loi de Kirchhoff sur le nœud central.

II.7 Manœuvres de commutation

On différencie les commutations douces et dures selon les conditions initiales du courant dans l'inductance. L'ensemble des possibilités sont résumées sur la figure (II.14). Si le courant dans l'inductance varie entre deux commutations selon la tension appliquée (équation caractéristique de l'inductance : $U_L = L \frac{dI_L}{dt}$), il ne varie pas pendant la commutation, à cause de la présence des diodes, (ces dernières doivent être très rapides de telle sorte à ce que la variation du courant I_L soit insignifiante). Le transistor IGBT₂ reste constamment déclenché, mais c'est la diode D₂ qui conduit.

- Temps < T₁: Aucun courant ne circule dans l'inductance. Tous les transistors et diodes sont bloqués. Sans variation de courant, il ne peut pas y avoir de chute de tension sur l'inductance et le potentiel sur le nœud central est égal au potentiel de la tension de sortie.
- Temps = T₁: Enclenchement de K₁. On établit un court-circuit entre la tension d'alimentation V_{in} et le nœud central. Au niveau de la commutation il n'existe aucun chemin pour un éventuel courant I_{K1} positif (K₂ et D₂ bloqués, pas de variation de courant possible dans l'inductance). La tension aux bornes de K₁ doit donc forcément s'annuler et le potentiel du nœud central rejoint la tension d'alimentation.
- T₁ < temps < T₂: Le transistor IGBT₁ est maintenu dans un état enclenché.

La tension à ses bornes reste très faible et on applique une tension U_L positive sur l'inductance. Le courant augmente alors selon l'équation caractéristique de l'inductance.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{U_L}{L} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} > 0 \quad (\text{II.47})$$

Théoriquement, et sans considérer la présence d'éléments résistifs, le courant peut augmenter indéfiniment si l'on n'applique pas d'ordre de déclenchement au transistor IGBT₁.

- Temps =T2: On donne alors un ordre de déclenchement au transistor IGBT₁, le courant I_{K1} chute instantanément. L'inductance cherche alors à appliquer une tension ;

$$U_L = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = L \frac{I_L}{0} = -\infty \quad (\text{II.48})$$

selon son équation caractéristique. Le potentiel du nœud intermédiaire a donc tendance à chuter très rapidement. La diode D₂ peut instantanément conduire le courant I_L circulant dans l'inductance, un nouvel état stable est atteint. On parle d'amorçage spontané de la diode. La tension sur l'inductance U_L n'ayant pas atteint de valeur infiniment négative, le courant n'a pas pu décroître dans l'inductance pendant la commutation.

- T2<temps<T3: Tant qu'un courant circule dans la diode D₂, le potentiel du nœud central doit rester à U_j. On applique alors une tension négative U_L = -V_{out} + U_j sur l'inductance et le courant diminue selon l'équation caractéristique de l'inductance.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{U_L}{L} = \frac{-V_{out} + U_j}{L} < 0 \quad (\text{II.49})$$

Le courant peut décroître indéfiniment (également dans les valeurs négatives si K₂ est enclenché) tant qu'un chemin est possible ou que l'on ne modifie pas le circuit par un ordre sur un interrupteur.

- Temps =T3: On enclenche à nouveau l'interrupteur K1, dont le courant augmente très rapidement (court-circuit sur le nœud central à U_j) . Le courant I_L ne pouvant pas varier le courant chute également rapidement dans la diode D₂. Lorsque le courant I_{K1} a atteint la valeur I_L circulant dans l'inductance le courant dans la diode D₂ est nul et elle peut bloquer. Le potentiel du nœud central peut alors rejoindre celui de l'alimentation pour annuler la tension U_{K1}.
- T3<temps<T4: Comportement identique à celui de T1<temps<T2.
- Temps=T4: Commutation identique à celle de temps=T2.
- T4<temps<T5: Comportement identique à celui de T2<temps<T3.
- Temps =T5: Blocage naturel de la diode D₂. Lorsque le courant s'annule dans la diode il n'existe plus de chemin pour un courant négatif dans l'inductance. Le potentiel sur le nœud

central devient flottant et peut donc remonter à V_{out} , condition nécessaire pour un courant constant nul dans l'inductance. On remarquera que si l'interrupteur K_2 est enclenché au moment du passage par zéro du courant dans l'inductance, le potentiel du nœud intermédiaire est maintenu à la masse du circuit et le courant doit continuer à décroître (dans les valeurs négatives) dans l'inductance. I_{K1} I_{K2}

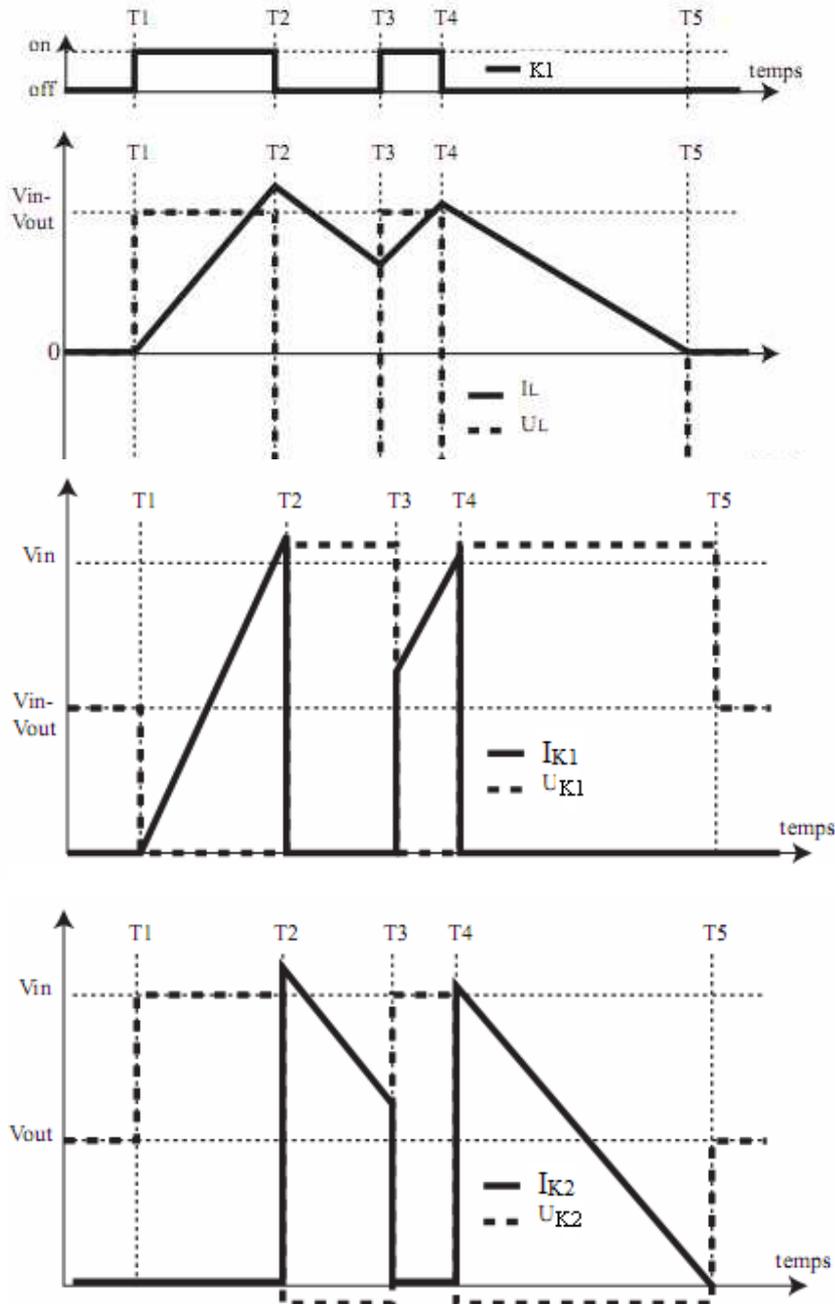


Figure II.14: Différentes commutations possibles

Toutes les commutations sont dites dures sur l'interrupteur (déclenchements forcés pour un transistor) et spontanées pour la diode, sauf au temps T_1 où l'enclenchement se fait à courant nul. L'analyse est similaire si seul l'interrupteur K_2 est commandé, mais avec des valeurs négatives du courant.

II.8 Influences des commutations sur les pertes

Lorsque l'on étudie le fonctionnement d'un convertisseur, on considère que les phénomènes d'ouverture et de fermeture des interrupteurs sont instantanés. Pour l'enclenchement cela revient à dire que la tension chute immédiatement à sa valeur de conduction (proche de zéro) et le courant dans l'interrupteur atteint la valeur du courant circulant au même temps dans l'inductance principale du circuit (figure II.15).

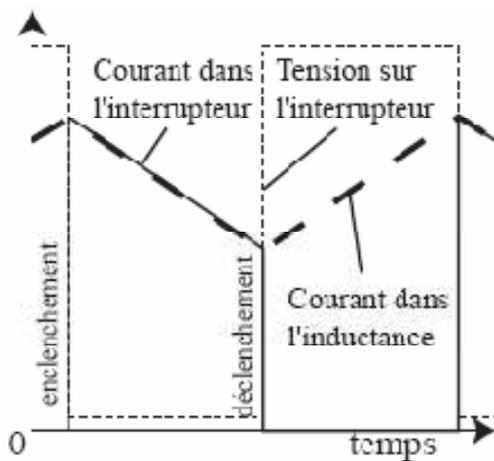


Figure II.15 : Commutation idéale

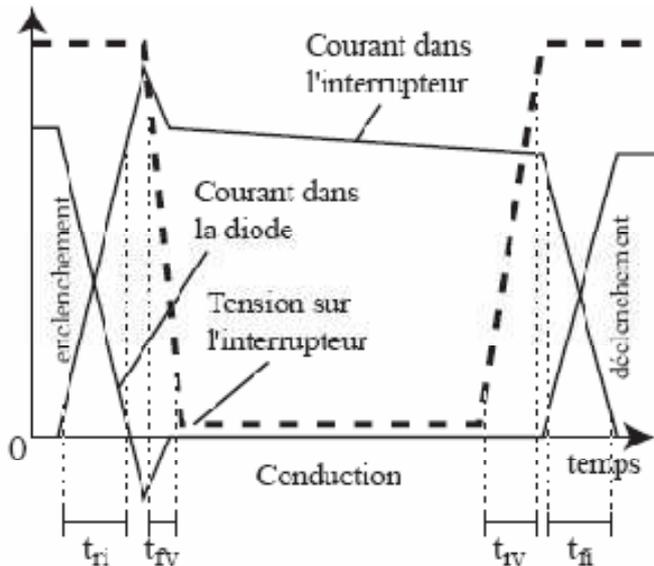


Figure II.16: Commutation réelle

Pour les interrupteurs réels, la transition de l'état enclenché à l'état déclenché ne peut se faire sans transiter par une caractéristique linéaire. Le taux de variation du courant dans l'interrupteur lors de l'enclenchement di/dt dépend de la technologie utilisée et est proportionnel

à la résistance de grille associée au driver. La tension appliquée aux bornes de l'interrupteur ne peut pas décroître tant que toutes les charges n'ont pas été évacuées de la diode de roue-libre.

Suit alors une décroissance de la tension dépendant de la technologie utilisée pour la diode. Cette succession d'étapes (figure II.16) introduit des pertes en commutation qui peuvent être très élevées à haute fréquence. On définit le temps de montée « tri » du courant comme le temps nécessaire au courant pour passer de 10% à 90% de sa valeur en régime établi après les phénomènes de recouvrement. Le temps de descente « t_{fv} » de la tension est défini comme le temps nécessaire pour que la tension sur l'interrupteur passe de 90% à 10% de sa valeur avant la commutation.

De manière similaire lors du déclenchement, la tension ne peut pas varier instantanément sur le composant à cause des capacités parasites, et le courant ne peut pas circuler dans la diode de roue-libre tant que l'interrupteur n'assume pas la pleine tension ($V_{diode} = U_j$). On introduit pour le déclenchement les temps de montée t_{rv} de la tension et de descente t_{fi} du courant, définis entre 10% et 90% des valeurs nominales.

Les constructeurs indiquent également l'énergie dissipée pendant un enclenchement E_{on} et l'énergie dissipée pendant un déclenchement E_{off} pour un point de fonctionnement donné (courant et tension nominaux, résistance de grille, température).

II.9 Calcul du rendement

Le calcul de rendement est très important en électronique de puissance puisque les pertes sont facilement élevées lorsque l'on véhicule des quantités importantes d'énergie. On distingue les pertes en conduction et les pertes en commutation.

Les pertes en conduction viennent du fait que les transistors et les diodes dissipent une certaine puissance lorsqu'un courant les traverse.

$$P_{cond} = (V_{on} D + U_j (1 - D)) I_{moy} \quad (\text{II.50})$$

Les pertes en commutation sont liées au changement d'état des interrupteurs. En général les données des constructeurs spécifient l'énergie dissipée pendant une commutation forcée sous certaines conditions de courant et de tension. On peut les adapter à une utilisation spécifique par des simples règles de proportionnalité: si la résistance de grille (commutation plus lente) double,

ou si le courant moyen double ou encore si la tension double, les pertes doublent. On calcule finalement les pertes en tenant compte du nombre de commutations par seconde.

$$P_{comm} = (E_{on} + E_{off})f_c \quad (\text{II.51})$$

A cause des pertes dans le circuit, la puissance disponible à la sortie du convertisseur P_{out} est plus faible que la puissance soutirée à la source d'entrée P_{in} . Le rendement η d'un convertisseur est alors donné par :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - (P_{cond} + P_{comm})}{P_{in}} \leq 1 \quad (\text{II.52})$$

La fréquence que peut supporter un composant dépend de la puissance qu'il peut dissiper et non pas de la vitesse à laquelle il peut commuter. Il est donc très important de pouvoir estimer correctement les pertes pour le dimensionnement des transistors.

II.10 Circuits d'aide à la commutation

Pour commuter à des fréquences élevées, il est nécessaire de diminuer les pertes en commutation des composants. On sépare les phases d'enclenchement et de déclenchement qui utilisent des circuits différents, bien que le principe de fonctionnement soit le même. De tels circuits sont appelés circuits d'aide à la commutation (CALC) ou snubbers.

On notera que le CALC ne diminue pas les pertes globales du système mais seulement celles de l'élément de commutation.

II.10.1 Aide à l'enclenchement

Une simple inductance en série avec le transistor permet de nettement diminuer les pertes en commutation. On rappelle que le di/dt dans le composant lors de l'enclenchement dépend essentiellement de sa résistance de grille et peut être adapté par l'utilisateur. On choisit alors une inductance très petite par rapport à l'inductance principale du circuit, faisant apparaître à ses

bornes lors des variations rapides de courant une tension suffisante pour que la tension subsistant aux bornes de l'interrupteur soit quasiment nulle (figure II.18).

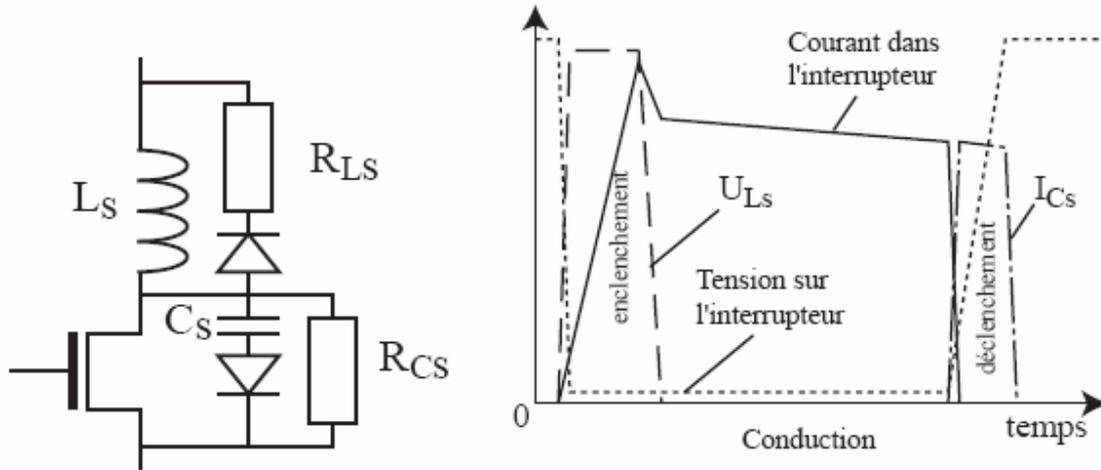


Figure II.17 : Circuits d'aide à la commutation **Figure II.18 :** Commutation avec CALC

Cette inductance ne doit évidemment apporter qu'une chute de tension négligeable par rapport aux variations lentes de courant dans l'inductance principale. On choisit de manière optimale

$$L = \frac{V_{in}}{di/dt} \quad (\text{II.53})$$

di/dt Étant défini par le composant utilisé.

Un tel dimensionnement a pour effet de doubler la tension appliquée sur le composant pendant le déclenchement. Une diode doit être ajoutée en anti-parallèle sur l'inductance pour éviter un claquage de l'élément semi-conducteur (II.17). Une résistance R_{LS} est souvent nécessaire pour accélérer la dissipation de l'énergie contenue dans L_S .

II.10.2 Aide au déclenchement

Le circuit d'aide au déclenchement est dual de celui d'aide à l'enclenchement. Il s'agit cette fois de profiter du du/dt sur le composant pour faire transiter le courant dans une capacité externe (figure II.17) et non pas dans le composant semi-conducteur (figure II.18). Une diode et

une résistance sont également nécessaires pour éviter d'avoir un courant élevé dans le transistor lors de l'enclenchement.

II.11 Autres méthodes de réduction des pertes en commutation

Les circuits d'aide à la commutation présentés précédemment réduisent les pertes pour l'élément qui commute en les reportant sur un composant externe résistif. Il n'y a donc pas de gain sur le rendement total du circuit. D'autres méthodes plus élaborées permettent de réduire effectivement les pertes globales en évitant les pertes en commutation dans les transistors.

On a d'une part les méthodes utilisant un circuit auxiliaire pour adoucir la commutation. Ces méthodes sont basées sur l'activation de circuits auxiliaires oscillants pour forcer une tension nulle sur les transistors lors de leur commutation (ZVS). On trouve également de nombreuses méthodes basées sur des résonances dans le flux de puissance à proprement dit. Le circuit est alors basé sur des commutations à courant nul (ZCS). Les transistors ne seront enclenchés que lorsqu'aucun courant ne circule dans les diodes de roue-libre.

II.12 Conclusion :

L'électronique de puissance est nécessairement une électronique de commutation, dans ce chapitre nous avons décrit ce phénomène ainsi que les outils mis en œuvre pour mieux comprendre les mécanismes intervenant au niveau de celle-ci dans une cellule de commutation qui est une brique élémentaire de base pour la réalisation de la plus part des convertisseurs statiques.

D'un point de vue dynamique, dans une cellule élémentaire, la commutation est provoquée par le changement d'état commandé de l'un des interrupteurs, entraînant spontanément le changement d'état complémentaire de l'autre.

Après avoir décrit les équations des tensions et des courants pendant la commutation des interrupteurs d'une manière générale, nous avons étalé les différentes manœuvres de commutation dans un montage abaisseur (hacheur série).

On a montré aussi l'influence de la commutation sur les pertes en faisant constater qu'elles sont proportionnelles à la fréquence.

Dans le prochain chapitre nous mettrons à profit les équations développées dans ce chapitre pour calculer les pertes par conduction et par commutation de chacun du transistor et de la diode.

Chapitre III

Modélisation et calcul des pertes instantanées dans une cellule de commutation

III.1 Introduction

Les modèles de composants de puissance n'ont longtemps retenu que le comportement tout ou rien. Ceci était valable par le passé du fait de la faible fréquence de fonctionnement des circuits étudiés et donc du peu d'intérêt qui était porté aux phénomènes de commutation.

Aujourd'hui, la volonté d'obtenir des fréquences de fonctionnement toujours plus élevées pousse les concepteurs de circuits à s'y intéresser et par conséquent, à réduire les pertes en commutation qui sont proportionnelles à la fréquence de commutation.

Il existe différentes approches de modélisation du composant de puissance plus ou moins adaptées au développement et à l'analyse de composants ou du circuit. Tous ces modèles sont conçus afin d'obtenir un bon compromis entre la rapidité et la précision de la simulation.

Une modélisation basée sur des formulations mathématiques du comportement électrique et physique du composant nous permet de reproduire fidèlement l'évolution instantanée des caractéristiques électriques des composants [GUILLAUME-03].

Dans ce chapitre, pour estimer les pertes par commutation, nous allons nous baser sur un modèle tenant compte des principaux phénomènes de commutation dans une cellule élémentaire de commutation IGBT-Diode.

Le comportement à l'enclenchement, au déclenchement et en régime de conduction varie notablement selon le type d'interrupteur semi-conducteur utilisé. Le comportement réel d'un interrupteur prend une forte importance au sens du bilan énergétique résultant de la somme des pertes en commutation et des pertes en conduction. Si la modélisation du semi-conducteur sous la forme d'un interrupteur idéal est souvent suffisante pour valider le principe de fonctionnement d'un circuit, une modélisation plus précise du semi-conducteur, valable pour tous les types de sollicitations, est nécessaire pour en évaluer le rendement [SERGE-05].

A l'état passant, le semi-conducteur voit une différence de potentiel à ses bornes lorsqu'il est traversé par un courant, ce qui implique des pertes en conduction. Il y a aussi des pertes en commutation, qui dépendent de l'énergie dissipée pendant les changements d'état des semi-conducteurs et qui sont proportionnelles à la fréquence de commutation [GABRIEL-05].

Nous allons procéder au calcul des pertes par simulation sous environnement MATLAB, en considérant initialement la diode parfaite puis en prenant en compte les pertes causées par la fermeture de la diode. A partir des courbes des courants et tensions de l'IGBT et de la diode nous évaluons les pertes en conduction et en commutation.

III.2 Modélisation de la diode PiN et de l'IGBT

III.2.1 Comportement statique de l'IGBT

L'IGBT est bloqué lorsque la tension de grille V_{ge} est inférieure à la tension de seuil V_{th} . Le composant supporte donc toute la tension d'alimentation. Il devient passant lorsque la tension de grille est supérieure à la tension de seuil. Le courant, qui est imposé par la charge, transite alors par le transistor.

La figure (III.1) montre un réseau de caractéristiques statiques (tension-courant) d'un IGBT.

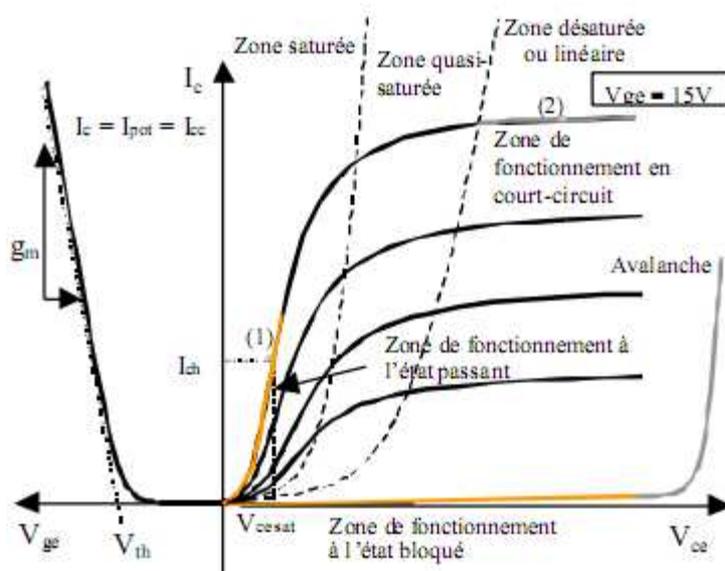


Figure III.1 : Réseau de caractéristiques statiques pour un transistor IGBT

Lorsque le transistor est passant, il existe une différence de potentielle non nulle à ses bornes, celle-ci est à l'origine des pertes par conduction. L'expression de la chute de tension en fonction du courant donnant beaucoup plus de précision est la suivante [INT-REC-AN990]:

$$V_{ce}(I_L) = V_{ce0} + a(I_L)^b \quad (III.1)$$

Avec :

a, b : Des constantes à déterminer à partir du data sheet du composant.

V_{ce0} : Tension de seuil du transistor

V_{ce} : La chute de tension entre le collecteur et l'émetteur du composant pendant la durée de conduction.

I_L : Courant traversant le composant pendant la conduction qui est égal au courant de charge.

Une autre relation nous permet de déterminer la chute de tension du composant à l'état passant appelée aussi tension de saturation est donnée par [MOEZ-08] :

$$V_{ce}(I_L) = V_{ce0} + R_{ceon}(I_L) \quad (\text{III.2})$$

Avec :

R_{ceon} : Résistance du composant à l'état passant.

V_{ce0} et R_{ceon} sont déterminés à partir des caractéristiques statiques du composant IGBT.

III.2.2 Comportements dynamiques de l'IGBT

Pour analyser le comportement dynamique de l'IGBT et de la diode durant les phases de commutation, il est important de compléter les modèles statiques par les capacités parasites entre les jonctions des semi-conducteurs et de tenir compte du recouvrement pour la diode [VALLON-03].

Le fonctionnement de l'IGBT en commutation est particulièrement basé sur la charge et la décharge de ses capacités parasites.

III.2.2.1 Modélisation des effets capacitifs des puces IGBT

Les capacités parasites d'un transistor sont des capacités qui mettent un temps pour se charger et se décharger, limitant ainsi la rapidité des commutations [PIERRE-05]. Les éléments capacitifs de l'IGBT sont représentés dans la figure (III.2) [PIERRE-07].

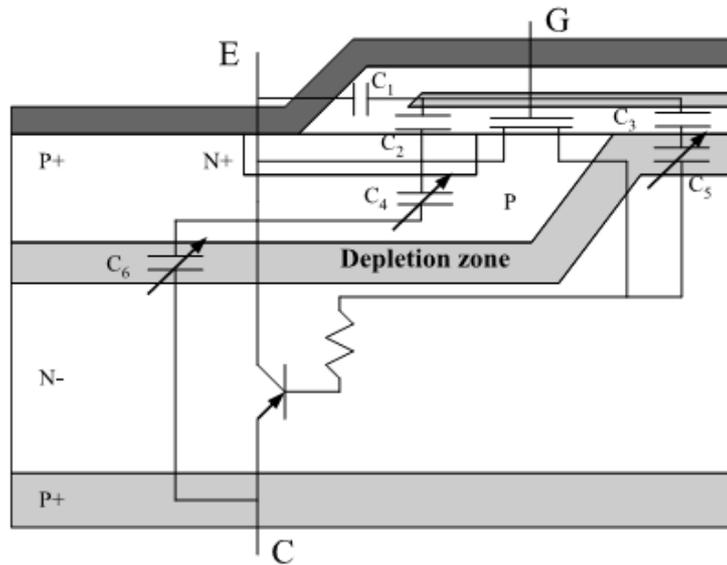


Figure III.2 : Eléments capacitifs d'une cellule IGBT

Les propriétés du comportement dynamique de l'IGBT sont modélisées par les capacités équivalentes [PIERRE-07] figure (III.3).

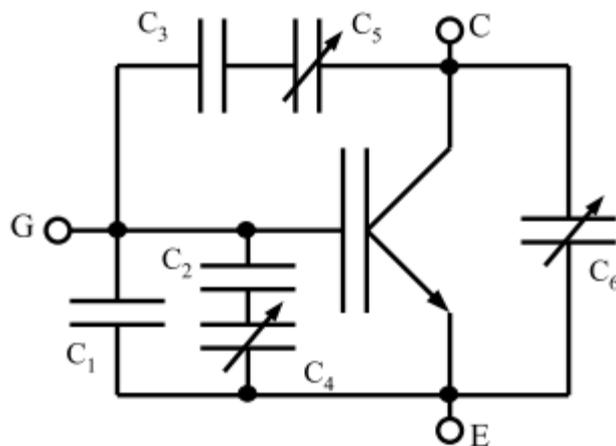


Figure III.3 : Circuit équivalent d'un IGBT

C1 : La capacité entre grille et émetteur qui dépend de l'épaisseur de l'oxyde d'isolement entre les contacts de grille et d'émetteur et de la géométrie du composant.

C2-C4 : Les capacités entre grille et émetteur (de la zone P^+), La capacité C2 dépend de l'épaisseur de l'oxyde de grille et de la géométrie du composant ; C4 dépend de l'état de la zone de déplétion N^+P .

C3-C5 : Les capacités entre grille et collecteur ; C3 dépend de l'épaisseur de l'oxyde de grille et de la géométrie du composant ; C5 dépend de la zone de déplétion de la jonction P/P^+N^- .

C6 : La capacité entre émetteur et collecteur ; dépend de l'état de la zone de déplétion de la jonction P/P^+N^- .

Cette modélisation reste vraie pour une approche globale d'un transistor IGBT. Les associations série-parallèle des différentes capacités peuvent être simplifiées pour aboutir au schéma suivant :

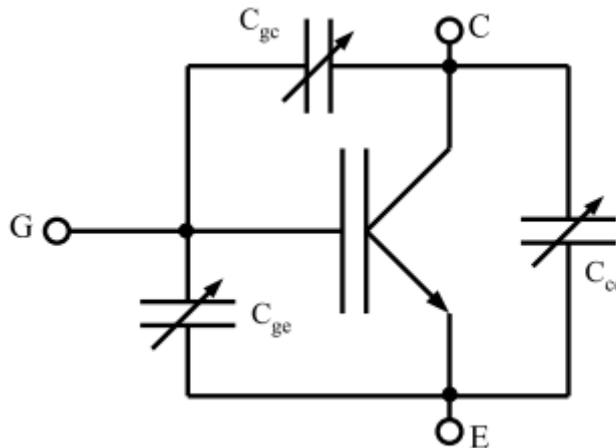


Figure III.4: Circuit équivalent simplifié d'un IGBT

C_{ge} : Elle est due à la couche d'oxyde sous la grille et à la métallisation de l'émetteur.

C_{ce} : Représente la capacité entre le collecteur et l'émetteur, elle est non-linéaire en fonction de V_{ce} .

C_{gc} : Représente les échanges de charges entre la grille et le drain du MOSFET interne, c'est-à-dire entre la grille de l'IGBT et la base du transistor PNP interne. Cette capacité est fortement non linéaire en fonction de la tension V_{ce} .

Des hypothèses simplificatrices sont posées par [PIERRE LEFRANC] sur cette modélisation électrique pour permettre de décrire le comportement du transistor IGBT lors de la commutation. Pour simplifier le comportement dynamique, il considère que C_{ge} est

constante et ne dépend de la variation d'aucune tension (il suppose que les variations de C_4 sont supposées négligeables). Les capacités équivalentes de C_{ce} et C_{gc} dépendent respectivement de V_{ce} et de V_{ge} qui ont une influence sur la zone de déplétion de la jonction P/P⁺N⁻. Ainsi, il est proposé sur la figure (III.5), l'allure des variations des différentes capacités en fonction de la tension V_{ce} .

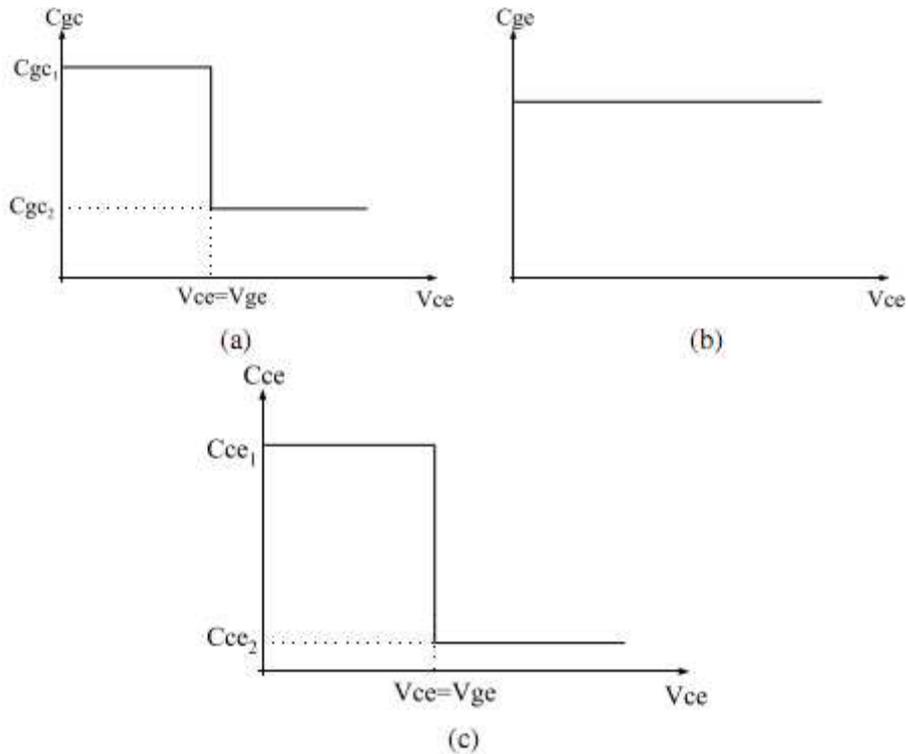


Figure III.5 : Variation des capacités de l'IGBT en fonction de V_{ce}

Sur la figure (III.4) on y retrouve les trois connections de l'élément (grille G, collecteur C et émetteur E). Si les capacités C_{ge} et C_{ce} sont plus au moins constantes, la capacité grille-collecteur C_{gc} appelée par analogie avec le transistor MOSFET de puissance capacité Miller, dépend fortement de la tension V_{ce} appliquée à l'élément [SERGE-05].

En pratique les fabricants ne donnent pas directement les capacités C_{ge} , C_{gc} et C_{ce} ceci pour des raisons de mesure. Mais elles peuvent être obtenues par le moyen des data sheets dans lesquels on retrouve les capacités C_{ies} , C_{res} et C_{oes} .

Elles sont données par les relations suivantes [JONATHAN-02], [FAIRSCHILD.S-01]:

$$C_{ies} = C_{ge} + C_{gc} \quad (III.3)$$

$$C_{res} = C_{gc} \quad (III.4)$$

$$C_{oes} = C_{ce} + C_{gc} \quad (III.5)$$

avec :

C_{ies} : Capacité d'entrée mesurée entre la grille et l'émetteur lorsque celui-ci est court-circuité avec le collecteur, elle est composée des deux capacités C_{ge} et C_{gc} en parallèle ce qui justifie la relation (III.2). La capacité C_{ies} doit se charger avant la mise en conduction de l'interrupteur et se décharger avant son blocage. Par conséquent l'impédance du circuit de commande ainsi que la capacité C_{ies} ont un effet direct sur les temps de commutation.

C_{oes} : Capacité de sortie mesurée entre le collecteur et l'émetteur lorsque la grille est court-circuitée avec l'émetteur, elle est composée des deux capacités C_{ce} et C_{gc} en parallèle ce qui justifie la relation (III.3).

C_{res} : Capacité de transfert inverse, c'est la capacité entre le collecteur et la borne de la grille avec la mise à la terre de l'émetteur, elle est égale à la capacité entre grille et collecteur (C_{ge}). Cette capacité est souvent désignée sous le nom de la capacité de Miller, elle est un des paramètres principaux qui ont un effet important pendant la commutation.

Les capacités citées ci-dessus, sont données en fonction de la tension collecteur – émetteur par la figure (III.6) et ce pour le modèle d'IGBT STGY50NC60WD (50A, 600V) choisi dans notre étude (voir annexe).

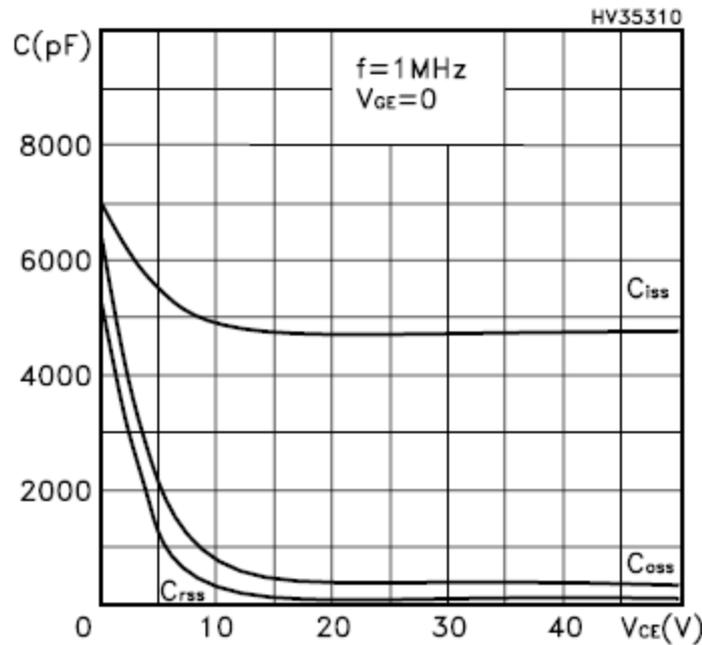


Figure III.6: Variation des capacités C_{ies} , C_{oes} et C_{res} en fonction de V_{ce}

Les trois mesures des capacités C_{ies} , C_{oes} et C_{res} sont données sur le diagramme ci dessus pour une fréquence de mesure et une tension V_{GE} spécifiés. Les valeurs ainsi définies ont une grande importance puisqu'elles conditionnent la rapidité en commutation de l'IGBT.

Les capacités du transistor sont généralement mesurées sous des conditions spécifiques, leur variation est sous forme exponentielle en fonction de la tension (collecteur – émetteur) comme montré sur la figure (III.6).

L'allure de leur variation en fonction de la tension collecteur – émetteur est décrite par l'expression (III.5) ou $f(x)$ représente les capacités c'est-à-dire (C_{ies} , C_{oes} et C_{res}), x l'abscisse, donc ($x=V_{ce}$)

$$f(x) = a \cdot \exp(b \cdot x) + c \cdot \exp(d \cdot x) \quad (III.6)$$

III.2.2.2 Commutation du blocage à la conduction (off-on)

L'amorçage du transistor s'effectue en appliquant une tension de 15V entre la grille et l'émetteur, lorsque la tension de grille atteint la tension de seuil V_{Th} , l'IGBT entre en conduction. La croissance du courant traversant l'IGBT est donnée par la formule (III.6) [SHIHONG-01], [PIERRE-07].

$$\frac{di_{c,on}}{dt}(t=0) = g_m \frac{(V_{CC} - V_T)}{R_g \cdot (C_{gc} + C_{ge}) + g_m \cdot L_S} \quad (\text{III.7})$$

La formule (III.7) donne la tension collecteur émetteur pendant cette période [SHIHONG-01], [VALLON-03], [PIERRE-07].

$$\frac{dv_{ce,on}}{dt}(t=0) = \frac{V_T + \frac{I_L}{g_m} - V_{CC}}{R_g \cdot C_{gc}} \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$v_{ce,on}(t)$: Tension instantanée collecteur-émetteur pendant le turn-on.

$i_{con}(t)$: Courant instantané traversant l'IGBT pendant le turn-on

V_{Th} : Tension de seuil de la grille [V]

g_m : Transconductance du dispositif [A/V²]

I_L : Courant dans l'inductance de charge [A]

C_{gc} : Capacité grille-collecteur du dispositif [F].

V_{CC} : Tension de commande de la grille.

III.2.2.3 Commutation de la conduction au blocage (on-off)

Pour bloquer le transistor, on applique une tension nulle ou négative entre la grille et l'émetteur. La tension de grille décroît jusqu'à atteindre la tension de seuil V_T . La tension grille-émetteur suit la loi de variation suivante [SHIHONG-01], [VALLON-03], [PIERRE-07] :

$$\frac{dv_{ce,off}}{dt}(t=0) = \frac{V_T + \frac{I_L}{g_m} - V_{EE}}{R_g \cdot C_{gc}} \quad (\text{III.9})$$

La relation (III.9) nous donne le courant traversant l'IGBT pendant cette phase [SHIHONG-01], [PIERRE-07].

$$\frac{di_{c,off}}{dt}(t=0) = g_m \frac{V_{EE} - (V_T + I_L / g_m)}{R_g \cdot (C_{gc} + C_{ge}) + g_m \cdot L_S} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

V_{EE} : Tension de commande de la grille.

Ce même courant varie en exponentielle en fonction de la durée de vie des porteurs minoritaires (trous) dans la base du composant (relation III.10) [ABEDINPOUR-01].

$$i_{c,off}(t) = \alpha_{pnp} \cdot I_L \cdot e^{-(t/\tau_{HT})} \quad (III.11)$$

$$\alpha_{pnp} = sh \left[\frac{W}{L} \right] \quad (III.12)$$

Avec :

I_L : Courant traversant l'IGBT pendant la phase de conduction

W : Profondeur de la zone de base

L : Longueur de la diffusion ambipolaire

τ_{HL} :Durée de vie des porteurs dans la région de base

R_g : Résistance de la grille

$v_{ce,off}(t)$: Tension instantanée collecteur-émetteur pendant le turn-off

$i_{c,off}(t)$: Courant instantané traversant l'IGBT pendant le turn-off.

III.2.3 Comportement statique de la diode PiN

III.2.3.1 Etat passant (polarisation directe)

La caractéristique statique d'une diode à jonction est donnée sur la figure (III.7). Si l'on s'en tient à une présentation purement externe, le quadrant (1) correspond à la zone de polarisation directe de la diode et donc, un état équivalent à un interrupteur fermé. Quand le circuit dans lequel la diode est insérée tend à faire circuler le courant dans le sens anode (A)/cathode (k), ou sens passant, la diode est conductrice : la chute de tension V_F au bornes d'une diode polarisée en direct est une fonction croissante du courant. On note que la caractéristique statique simplifiée suit une loi exponentielle dans ce quadrant. Le modèle standard donne :

$$i_A = I_s \left[\exp\left(\frac{V_{AK}}{U_T}\right) - 1 \right] \quad (III-13)$$

Avec :

I_s : courant de saturation

U_T : potentiel thermodynamique

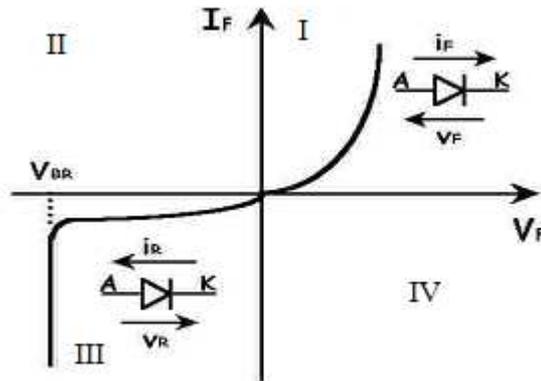


Figure III.7 : Caractéristique idéalisée de la diode

III.2.3.2 Etat bloqué (polarisation inverse)

Le comportement en polarisation inverse (état ouvert) est décrit par la caractéristique du quadrant (III). Quand le circuit dans lequel est placée la diode applique aux bornes de celle-ci une tension négative tendant à y faire passer un courant négatif, la diode est bloquée. La diode est traversée par un courant inverse I_R qui augmente fortement avec la température et qui varie avec la racine carrée de l'amplitude de la tension inverse appliquée.

III.2.4 Comportements dynamiques de la diode PiN

En électronique de puissance, les semi-conducteurs ne travaillent que dans deux états extrêmes : l'état bloqué et l'état passant. Malheureusement l'interrupteur idéal n'existe pas et les commutations dans les circuits pratiques sont toujours complexes et imparfaites.

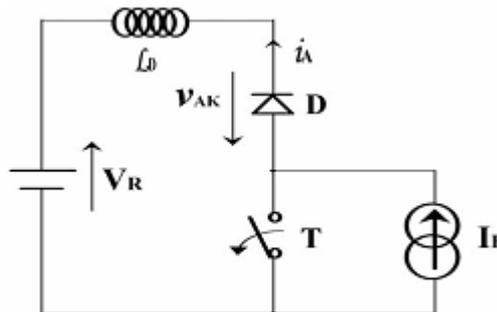


Figure III.8 : Circuit de commutation d'une diode de puissance

Dans ce circuit on considère que la charge est de nature inductive, elle se comporte comme une source de courant d'intensité constante I_F durant les commutations. D est une diode de roue libre ou de récupération.

III.2.4.1 Commutation à la fermeture

Quand l'interrupteur T est fermé, le courant de charge I_F passe dans l'interrupteur T et ne circule pas dans la diode. Les bornes de la diode sont soumises à la source de tension V_R . Lorsque l'on ouvre l'interrupteur T, le courant I_F est obligé de traverser la diode D. La couche N est encore très résistive et si le courant augmente très vite, la tension directe peut atteindre une valeur très élevée car la zone de plasma s'établit progressivement. Au fur et à mesure que les zones P^+ et N^- injectent des porteurs dans la zone de plasma située dans la couche N^- , la zone ohmique N^- réduit de taille, la chute de tension diminue et tend vers sa valeur d'équilibre V_{on} .

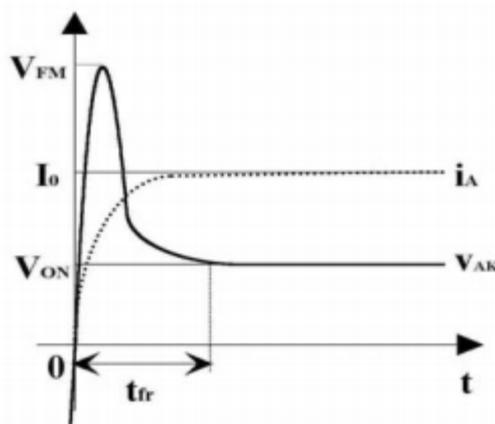


Figure III.9 : Tension et courant typique à la fermeture

La figure (III.9) montre les formes d'ondes du courant et de la tension pendant la commutation. Ainsi, deux grandeurs peuvent caractériser le comportement d'une diode PiN, la valeur maximale de la tension directe V_{FM} et le temps d'établissement direct t_{fr} . Ces deux grandeurs dépendent du courant appliqué, de la pente du courant et de la température de jonction.

La tension directe maximale V_{FM} diminue quand la vitesse du recouvrement di_A/dt du courant diminue. Donc si di_A/dt est très élevé, la valeur de V_{FM} peut atteindre une valeur très importante.

III.2.4.2 Commutation à l'ouverture

Cette phase est la plus complexe, car elle met en œuvre des phénomènes physiques très variés. La conduction d'un courant dans une diode PIN entraîne l'existence d'une zone de plasma, qui s'étend essentiellement dans la zone faiblement dopée (couche N^-). La phase de blocage va donc devoir s'accompagner de l'évacuation des porteurs stockés dans la zone de plasma.

Le circuit utilisé pour étudier la commutation de la diode à l'ouverture est le même circuit que celui de la commutation à la fermeture (figure III.9) mais les états initiaux du composant sont différents.

La source de courant I_F fixe le courant à couper, la source de tension V_R donne la tension inverse après ouverture. La diode étudiée est en série avec une inductance L_D représentant l'ensemble des inductances parasites de la boucle.

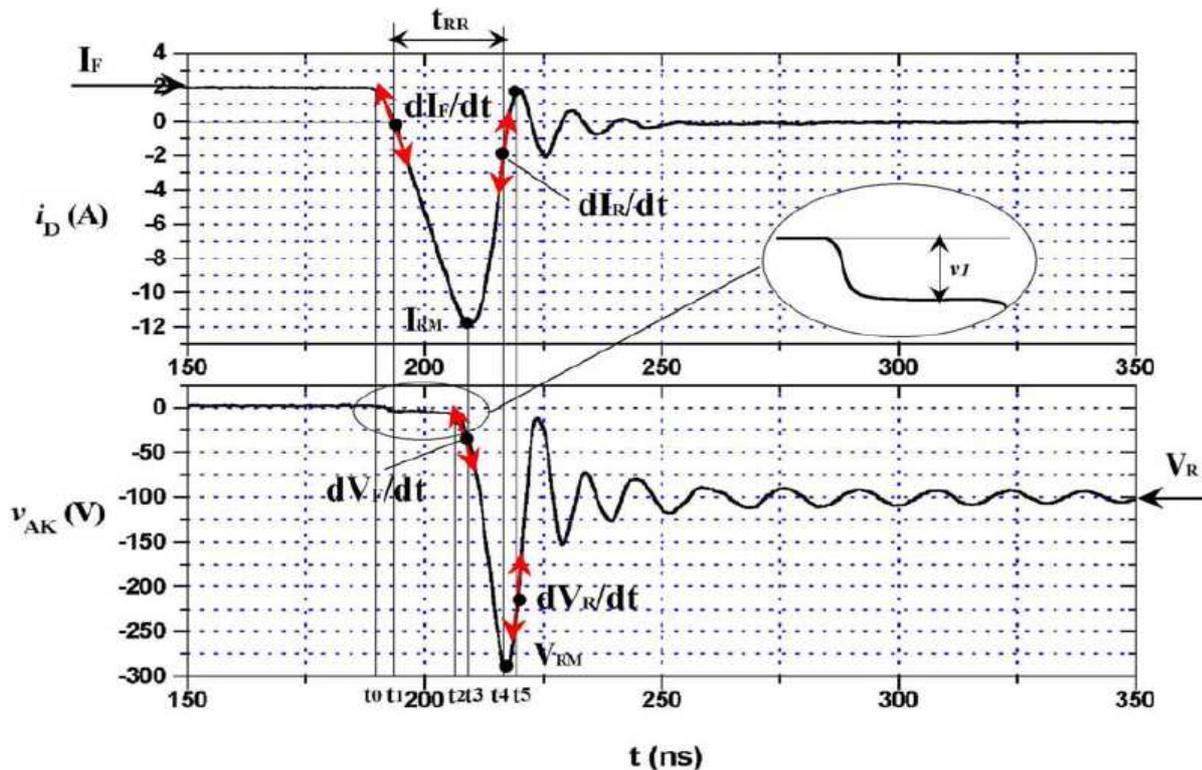


Figure III.10 : Ondes de tension et du courant dans une commutation à l'ouverture.

- Quand $t < t_0$, la diode à l'état passant est parcourue par un courant direct $i_A = I_F$. Elle possède une quantité de charges Q_s dans la zone de plasma
- Pour $t = t_0$, l'interrupteur T est fermé. La tension V_R est appliquée en inverse aux bornes de la diode. Le courant i_A diminue progressivement en suivant la loi des mailles :

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{-V_R - v_{AK} + v_{DS}}{L_D} \quad (\text{III.14})$$

Si T commute suffisamment vite, v_{DS} peut être négligeable par rapport à V_R , la tension aux bornes de la diode v_{AK} reste positive et légèrement positive. Car la concentration en porteurs minoritaires au voisinage de la jonction PN est supérieure à la concentration N_D dans la zone centrale à cause de la zone de plasma. Il en résulte qu'aucune zone de charges d'espace ne peut se développer. Cela permet de négliger aussi la valeur de v_{AK} .

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{-V_R}{L_D} \quad (\text{III.15})$$

Donc le courant peut s'exprimer approximativement par :

$$i_A = I_F - \left| \frac{di}{dt} \right| t = I_F - \frac{V_R}{L_D} t \quad (\text{III.16})$$

La diminution du courant permet l'évacuation progressive de la charge Q_s correspondant au nombre total d'électrons stockés dans la zone de plasma.

Le courant i_A passe par zéro pour $t = t_1$ tel que :

$$t_1 = \frac{I_F}{\left| \frac{di}{dt} \right|} = \frac{I_F L_D}{V_R} \quad (\text{III.17})$$

- A l'instant $t = t_1$ seule une petite partie des trous a été évacuée.

- Pour $t > t_1$, les concentrations en porteurs dans la zone N⁻ sont encore supérieures à celles de l'équilibre : les électrons et les trous continuent à quitter cette zone ou à se recombiner. A cet instant, la tension aux bornes de la diode est toujours légèrement supérieure à zéro, car la zone de plasma s'étale toujours dans la couche épitaxiée. Mais le courant est négatif.

La pente de ce courant reste imposée par le circuit extérieur jusqu'à ce que la concentration en porteurs au droit de la jonction PN⁻ redevienne inférieure au dopage, ce qui permet à la jonction de retrouver son pouvoir de blocage.

- A l'instant $t=t_2$, la concentration en trous devient très faible par rapport au dopage, au niveau de la jonction. A cet instant la zone de charge d'espace commence à s'étaler, et la tension v_{AK} décroît très vite vers des valeurs négatives.
- A l'instant $t=t_3$ les porteurs stockés continuent à être éliminés progressivement par recombinaison et par le courant i_A . La pente di_A/dt donne naissance à une surtension qui s'ajoute à la tension V_R . La tension inverse atteint alors sa valeur maximale V_{RM} .

A la fin de recouvrement, la diode fonctionne comme une capacité non linéaire en série avec l'inductance et les résistances du circuit engendrent un phénomène oscillatoire.

- Enfin pour $t > t_3$, le courant dans la diode prend la forme exponentielle suivante[ANGUS-06] :

$$i_A(t) = -I_{RM} \exp\left(-\frac{t-T_1}{\tau_{RR}}\right) \quad (\text{III.18})$$

Avec :

τ_{RR} : Constante de temps de recouvrement inverse.

Le tableau suivant illustre les paramètres transitoires de la diode de puissance à l'ouverture, en général pour une diode donnée on les trouve sur les catalogues fournis par les constructeurs.

	Unité	Signification
I_{RM}	A	Courant inverse maximal
V_{RM}	V	Tension inverse maximale
t_{RR}	S	Temps de recouvrement inverse
T_{VRM}	S	Durée entre le temps de passage au zéro de courant et le passage à la tension inverse maximale
dV_F/dt	V/s	Pente de la tension inverse au moment du passage à I_{RM}
dI_R/dt	A/s	Pente du courant de recouvrement au moment du passage à V_{RM}
V_{RM1}	V	Première crête de tension inverse après le passage à V_{RM}
T_{VRM1}	S	Durée entre le passage à V_{RM} et le passage à V_{RM1}
dI_F/dt	A/s	Pente de la décroissance du courant direct
I_F	A	Courant direct à l'état passant
V_R	V	Tension inverse appliquée

Tableau III.1

Après avoir décrit le régime statique et dynamique de l'IGBT et de la diode PiN lors de leur modélisation, nous allons voir dans ce qui suit que ces derniers sont le siège de pertes de puissances que ça soit en phase de conduction ou en phase de commutation.

III.3 Les pertes dans les semis conducteurs de puissance

Depuis longtemps l'électronique de puissance utilise les semi-conducteurs pour gérer le transfert d'énergie entre les différentes sources. Cependant ce transfert énergétique est accompagné par des pertes dissipées dans les semi-conducteurs [CHERIF-02].

Quelle que soit les pertes, la puissance dissipée s'exprime par :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CE}(t)i(t)dt \quad (\text{III.19})$$

Où T est la période du signal, V_{CE} est la tension collecteur-émetteur de l'IGBT, i est le courant circulant dans le transistor.

Nous distinguons deux types de ces pertes : les pertes par conduction et les pertes par commutation.

III.3.1 Pertes par conduction

Les pertes par conduction sont les pertes dissipées à l'état passant dans le semi-conducteur. Elles sont liées à la chute de tension et au courant conduit durant la fermeture [CHERIF-02].

Pendant la phase de conduction, et comme tout récepteur électrique, les pertes en conduction sont égales au produit du courant par la tension aux bornes du composant IGBT.

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ce}(I_L) \cdot I_L dt = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{ce0} + R_{ceon} \cdot I_L) \cdot I_L dt \quad (\text{III.20})$$

III.3.2 Pertes par commutation

Nous parlons de pertes par commutation lorsque nous nous intéressons à l'évaluation de l'énergie dissipée lors de la fermeture ou de l'ouverture d'un semi-conducteur. Ces pertes dépendent à la fois des composants utilisés, du type de la commutation et des éléments parasites utilisés de la maille de commutation.

Les pertes par commutation qui se traduisent par une puissance dissipée qui croit avec la fréquence, s'ajoutent à la puissance dissipée dans les états passants et bloqué et impose donc des limitations de nature thermique à la tension ou au courant commuté, ou à la fréquence du cycle. Ces pertes de commutation, comme les temps de fermeture et d'ouverture auxquelles elles sont liées, dépendent étroitement des conditions de commande et de charge.

Dans le cas de commutation naturelle de composants bipolaires, l'exemple étant celui de la diode, les pertes liées à l'ouverture sont souvent les plus importantes, elles dépendent, d'une manière plus au moins linéaire, du produit de la tension bloquée en inverse et de la charge recouvrée. Cette dernière représentant une fraction de la charge Q_s initialement stockée d'autant plus grande que le basculement est plus rapide, c'est à dire que le taux di/dt de variation du courant imposé par le circuit est plus élevé. Les pertes de commutation d'un même composant sont donc variables dans de larges limites selon les conditions de fonctionnement.

Dans le cas des commutations commandées, malgré l'extrême diversité des formes d'ondes, on peut souvent admettre que les pertes sont d'autant plus grandes que la tension V

et le courant I commutés sont élevés et le temps de commutation, $t_{c(on)}$ à la fermeture et $t_{c(off)}$ à l'ouverture, plus longs.

Pour les transistors bipolaires, et plus encore pour les transistors MOS, se sont les phases de montée et de descente du courant et de la tension qui interviennent avec le plus de poids dans le bilan énergétique.

Pour les thyristors GTO et les IGBT, c'est par contre souvent la queue du courant à l'ouverture qui engendre la part la plus importante des pertes de commutation.

Les pertes en commutation s'ajoutent aux pertes statiques des états passant et bloqué.

En effet, pour des raisons inhérentes aux mécanismes physiques mis en jeu, la réalisation par des éléments semi-conducteurs des fonctions d'interrupteurs qu'exige l'électronique de puissance est imparfaite. Les états passant et bloqué sont bornés par des valeurs limites de courant et de tension et dégradés respectivement par une chute de tension et un courant de fuite, ce qui implique, notamment, la dissipation de puissance et échauffement du cristal. De même, le basculement d'un état à l'autre, qui nécessite des conditions de commande adaptées, n'est pas instantané, soumis à la dynamique des porteurs de charge dans le cristal, avec comme conséquence l'existence des pertes de commutation et la limite de fréquence de fonctionnement [**LETURQ -3108**].

Dans ce qui suit nous allons effectuer les tracés des courbes des tensions et des courants ainsi que celles des pertes de puissances, obtenues par simulation sous MATLAB d'abord pour l'IGBT (avec pertes négligeables dans la diode) et en prenant en considération les pertes au blocage de la diode en deuxième lieu.

III.4 Résultats de simulation sans prises en compte des pertes dans la diode

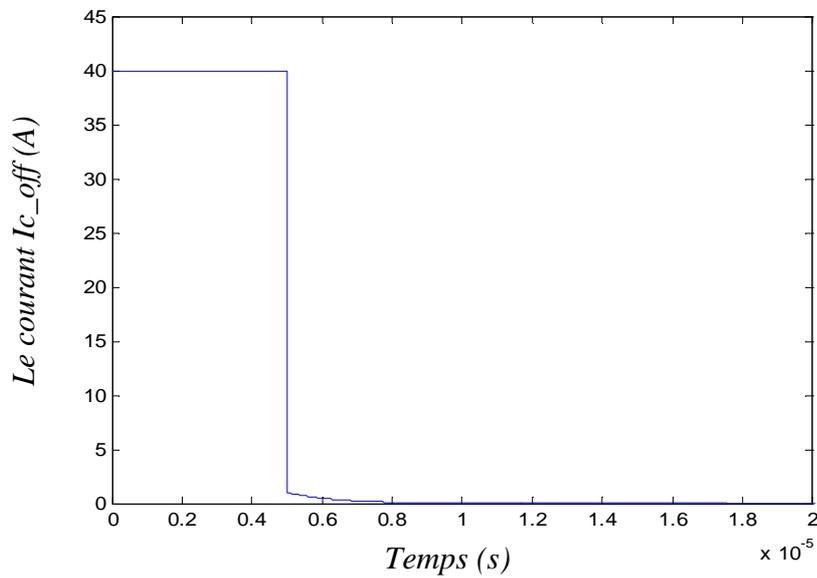


Figure III.11: Courant traversant l'IGBT pendant la mise au blocage

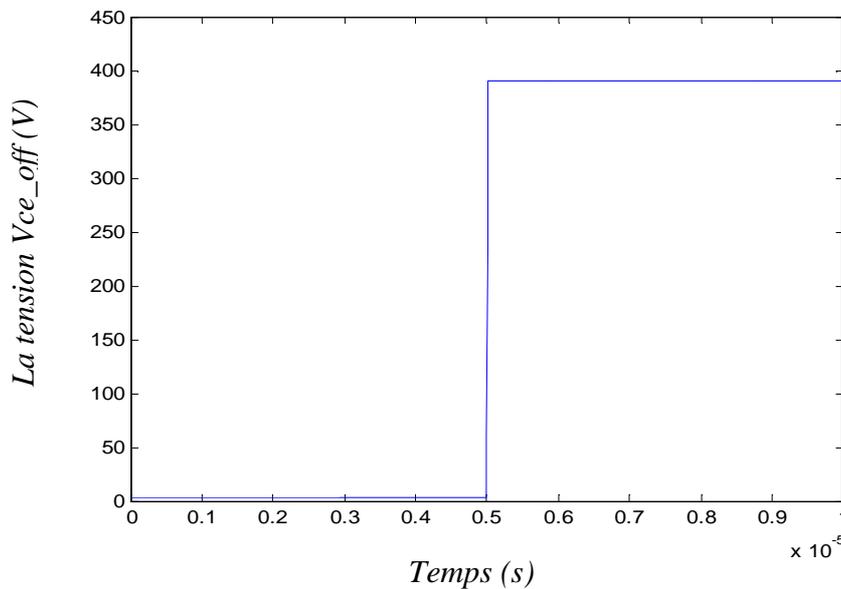


Figure III.12: Tension aux bornes de l'IGBT pendant la mise au blocage

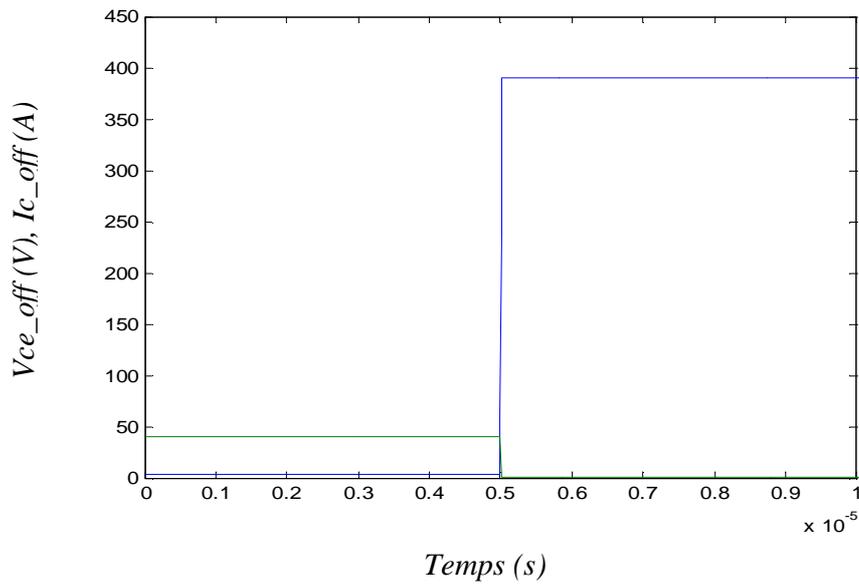


Figure III.13: Courant et tension dans l'IGBT pendant la mise au blocage

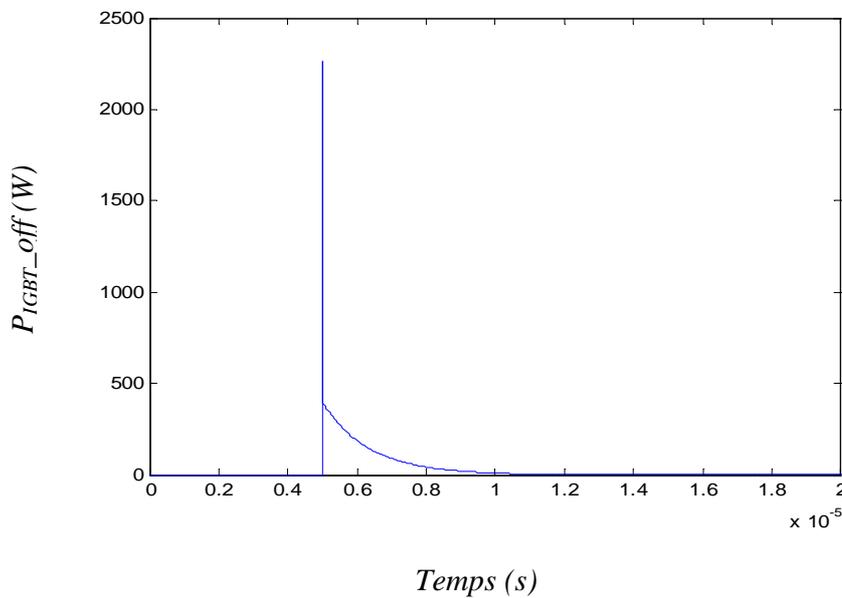


Figure III.14: Pertes de puissance dans l'IGBT pendant la mise au blocage

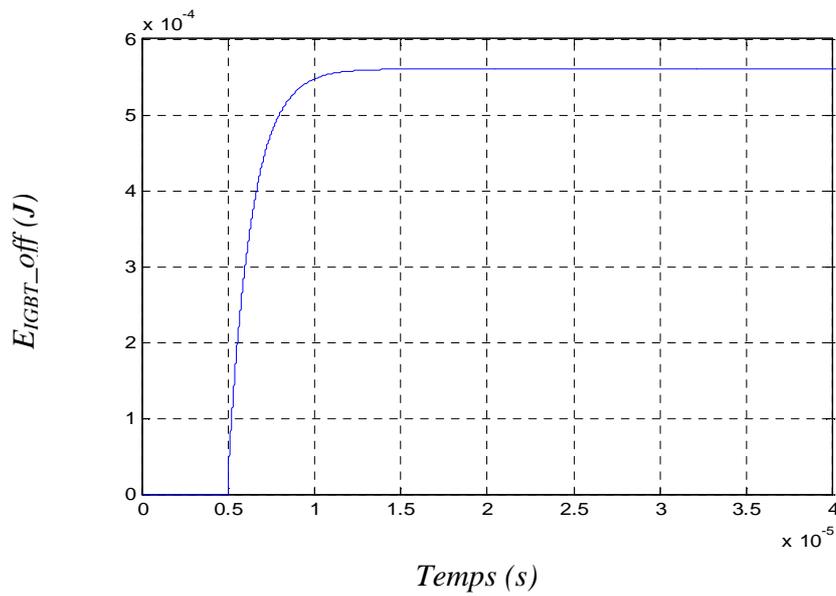


Figure III.15: Pertes d'énergie dans l'IGBT pendant la mise au blocage

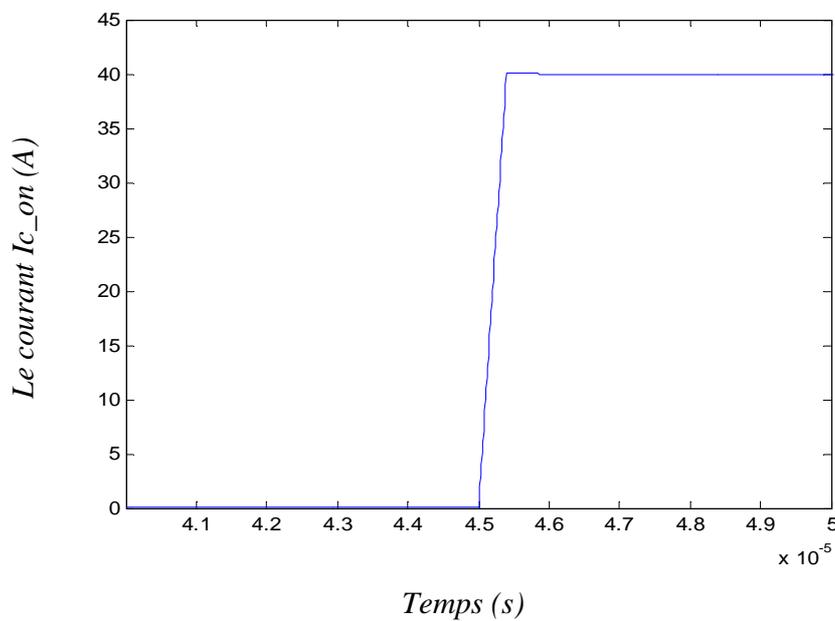


Figure III.16 : Courant de l'IGBT pendant la mise en conduction

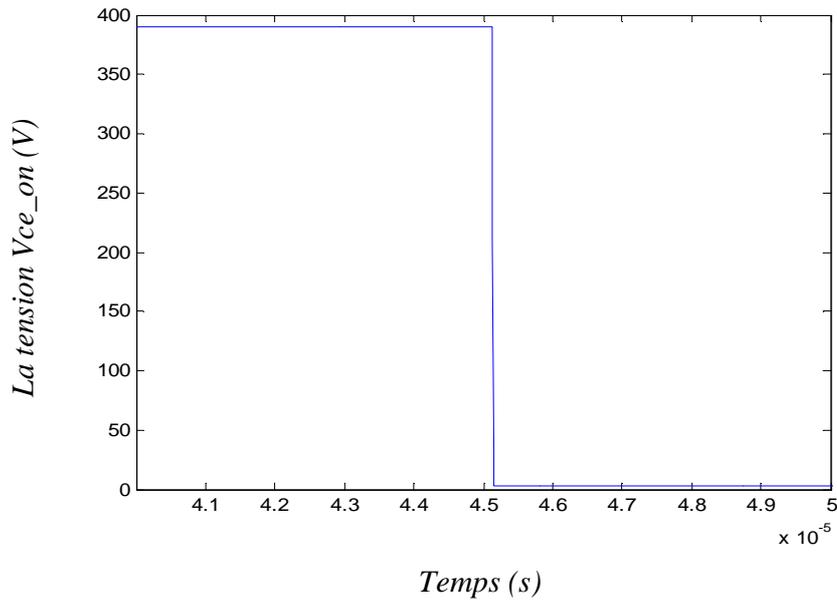


Figure III.17 : Tension aux bornes de l'IGBT pendant la mise en conduction

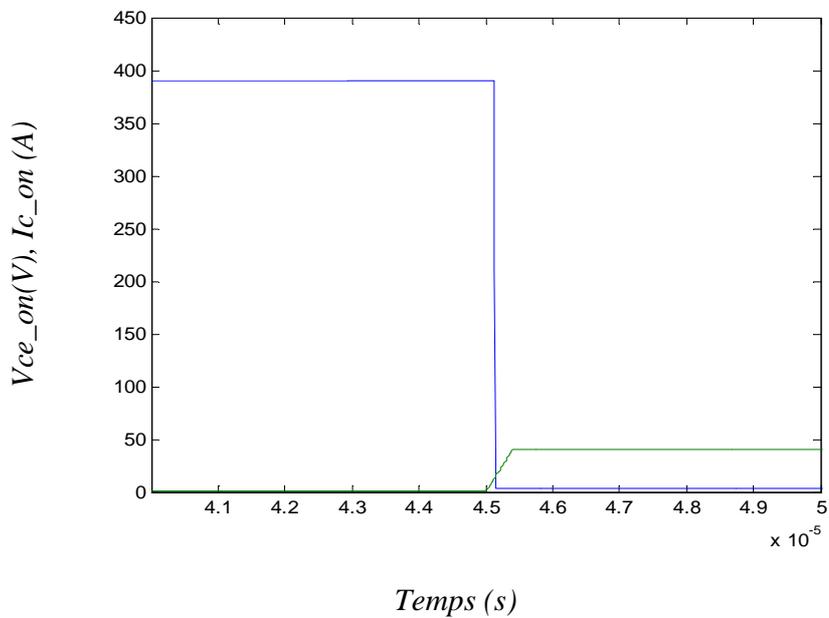


Figure III.18: Courant et tension de l'IGBT pendant la mise en conduction

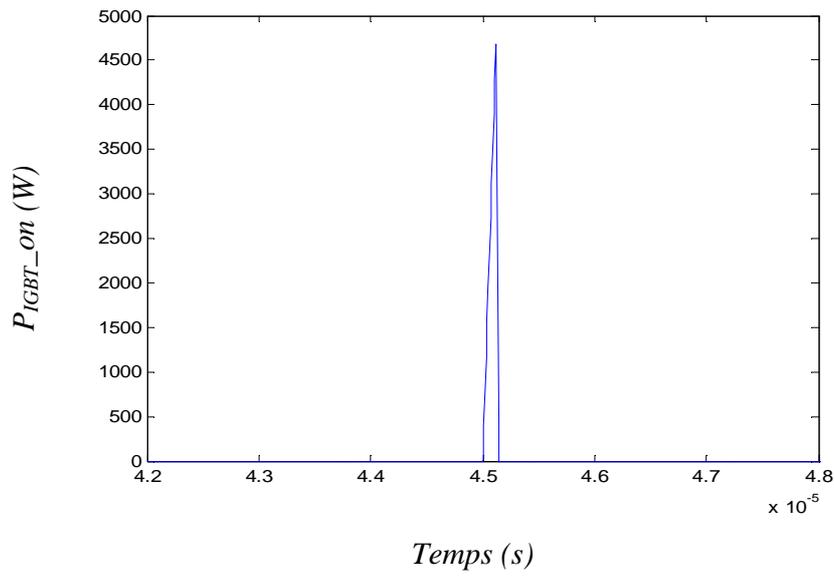


Figure III.19: Pertes de puissance de l'IGBT pendant la mise en conduction

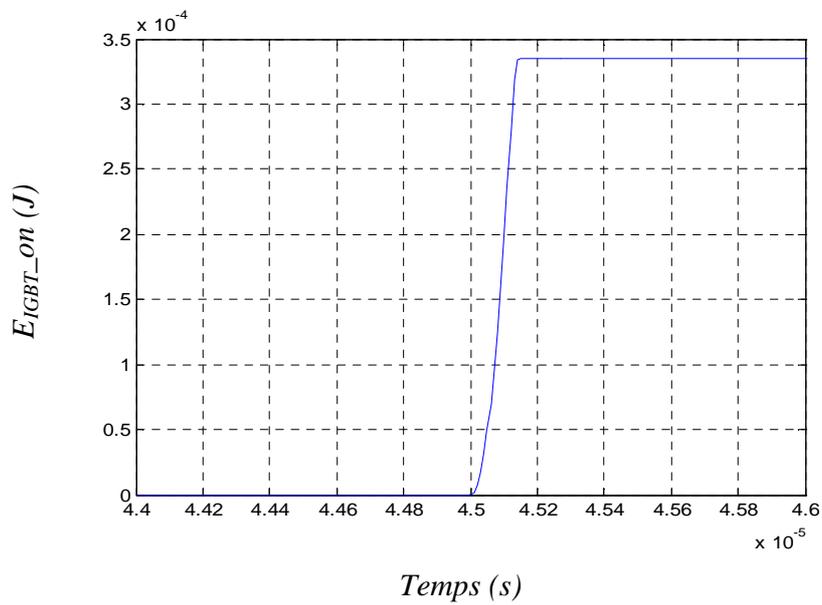


Figure III.20: Pertes d'énergie de l'IGBT pendant la mise en conduction

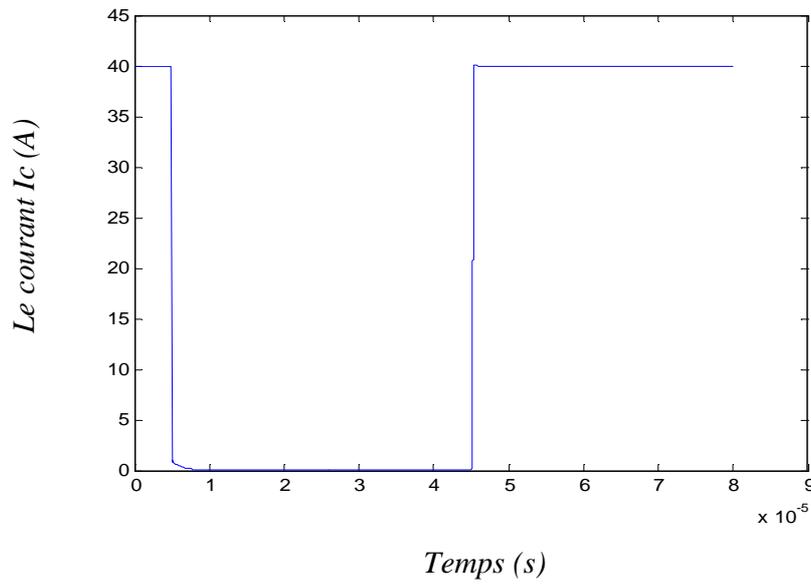


Figure III.21: Courant traversant l'IGBT pendant une période de fonctionnement

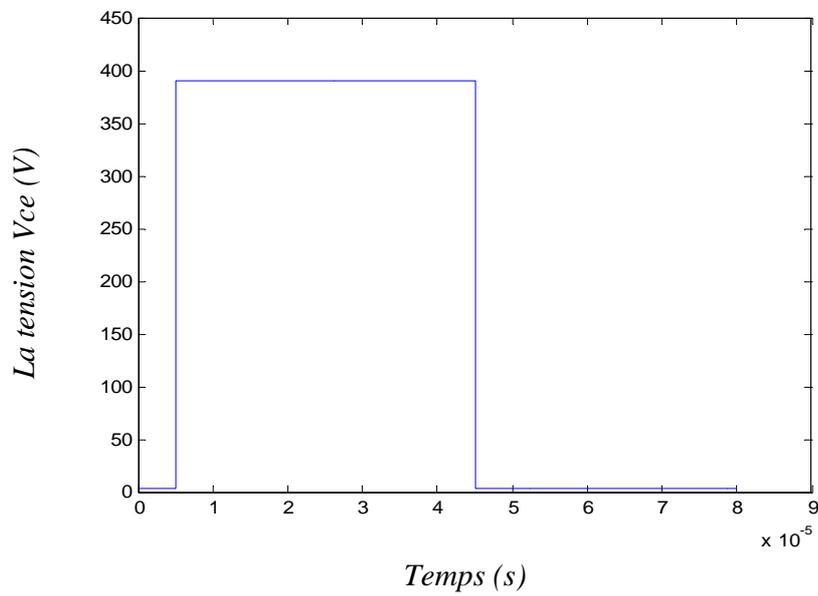


Figure III.22: Tension de l'IGBT pendant une période de fonctionnement

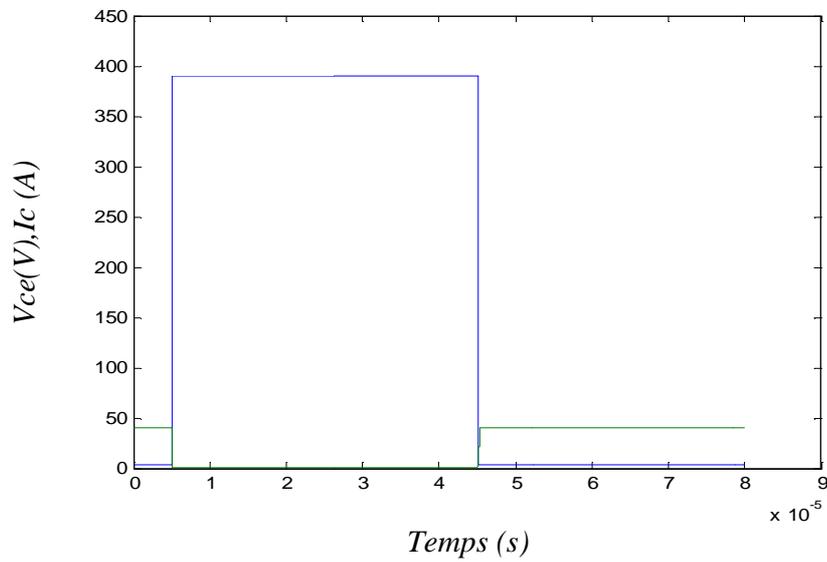


Figure III.23: Courant et tension de l'IGBT pendant une période de fonctionnement

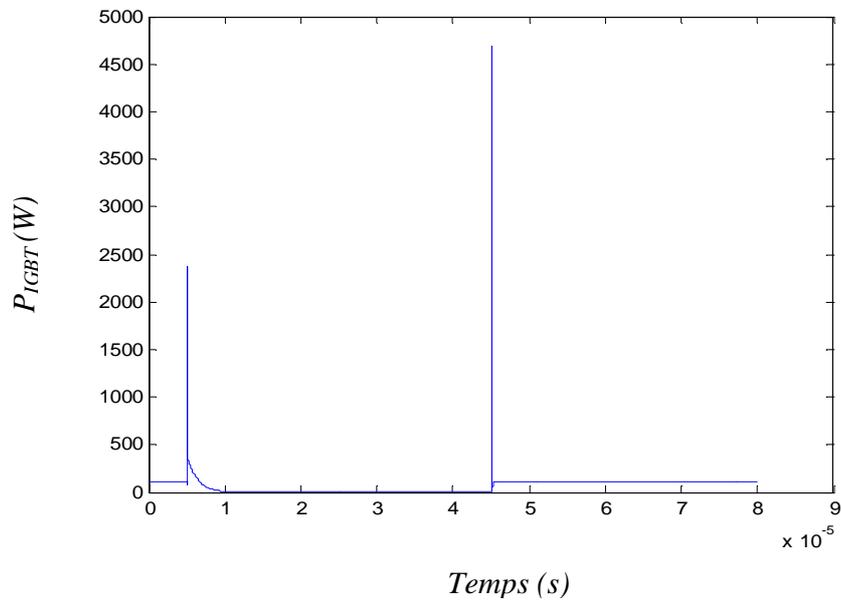


Figure III.24: Les pertes de puissance de l'IGBT pendant une période de fonctionnement

III.5 Résultats de simulation avec prises en compte du phénomène de recouvrement de la diode

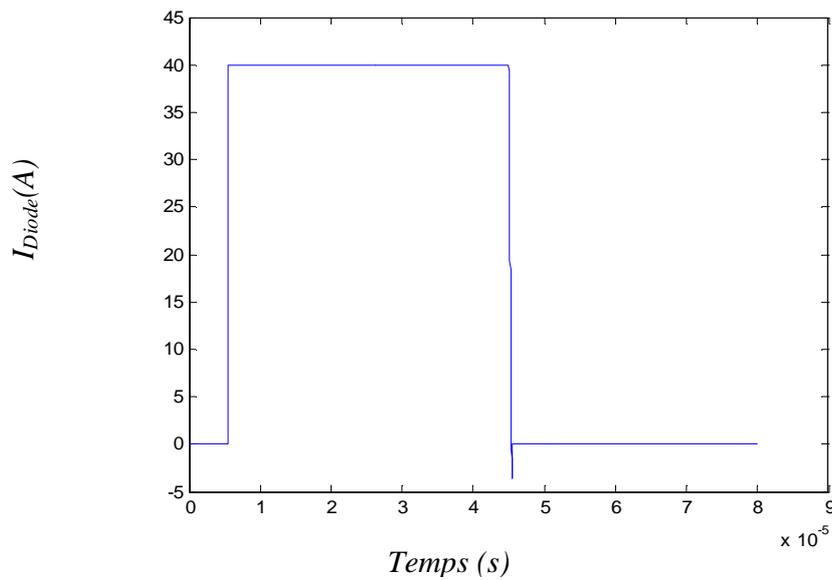


Figure III.25: Courant traversant la diode pendant une période de fonctionnement

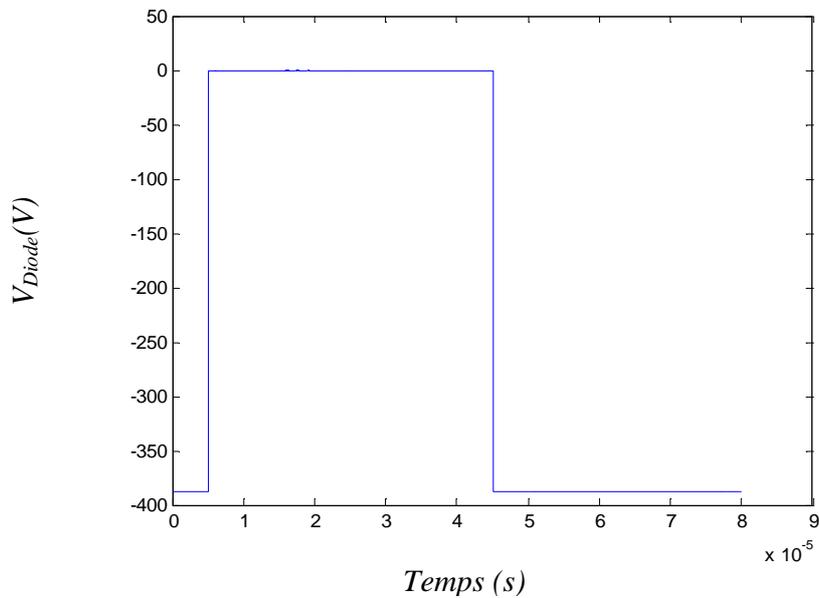


Figure III.26: Tension aux bornes de la diode pendant une période de fonctionnement

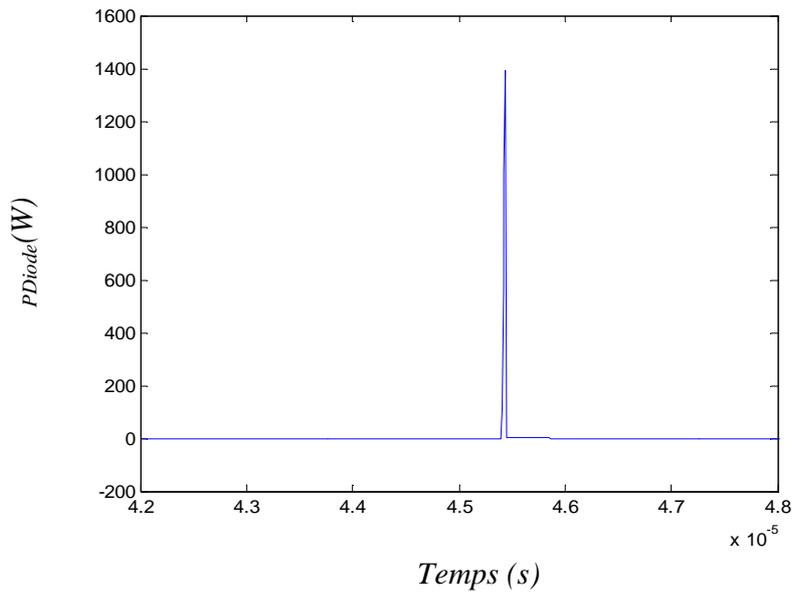


Figure III.27: Pertes de puissance de la diode pendant sa mise au blocage

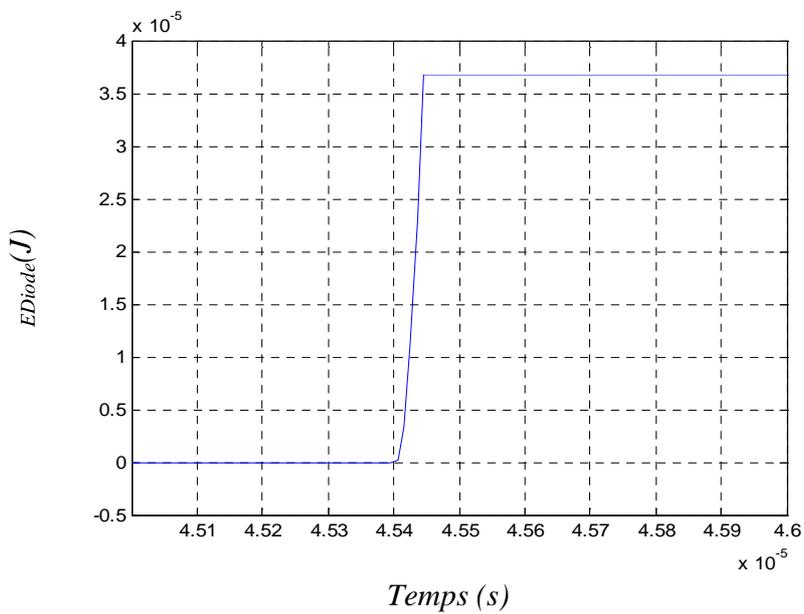


Figure III.28: Pertes d'énergie de la diode pendant sa mise au blocage

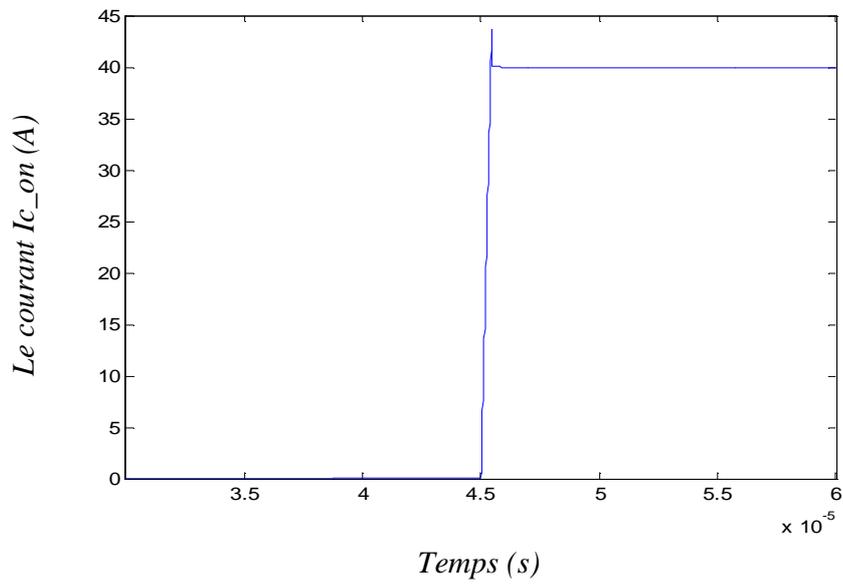


Figure III.29: Courant dans l'IGBT pendant la mise en conduction

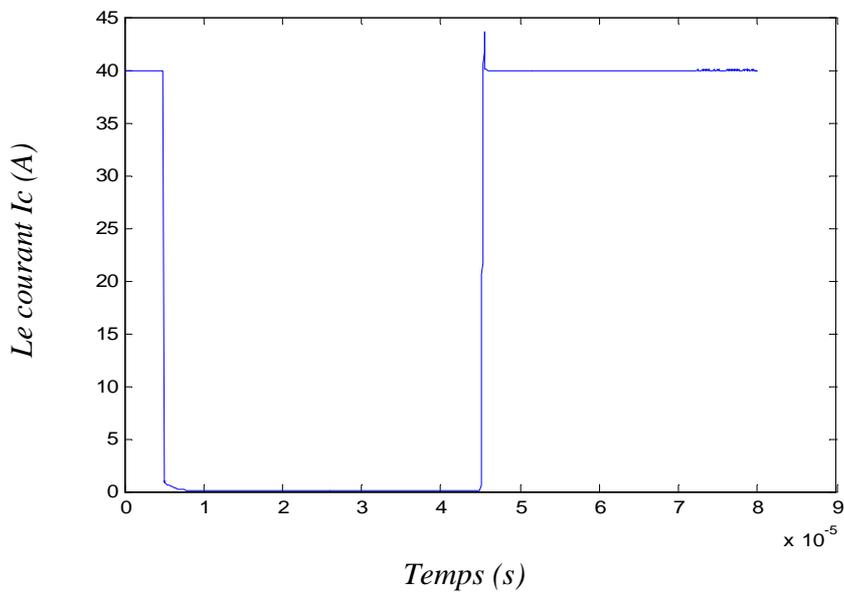


Figure III.30 : Courant dans l'IGBT pendant une période de fonctionnement

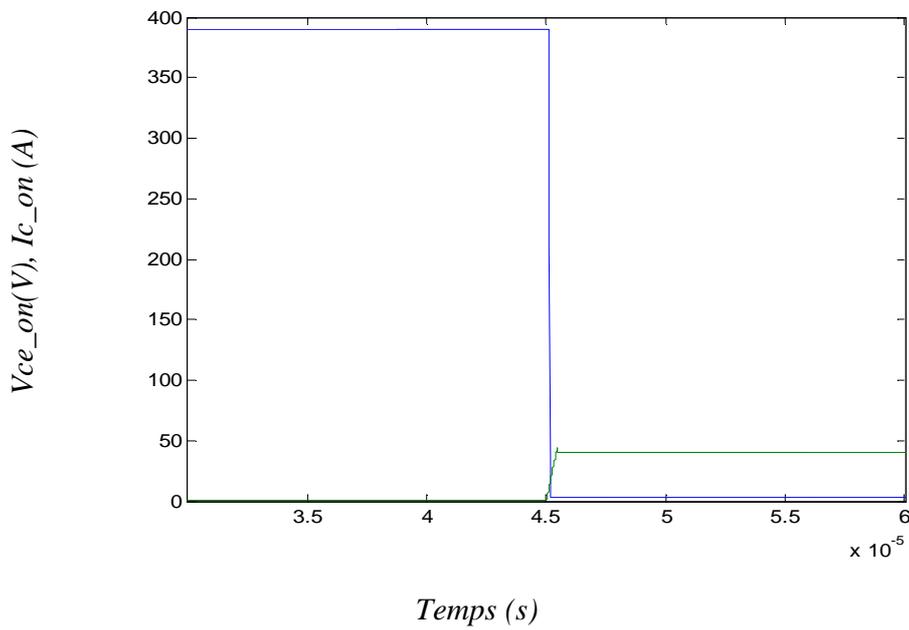


Figure III.31: Courant et tension de l'IGBT pendant la mise en conduction

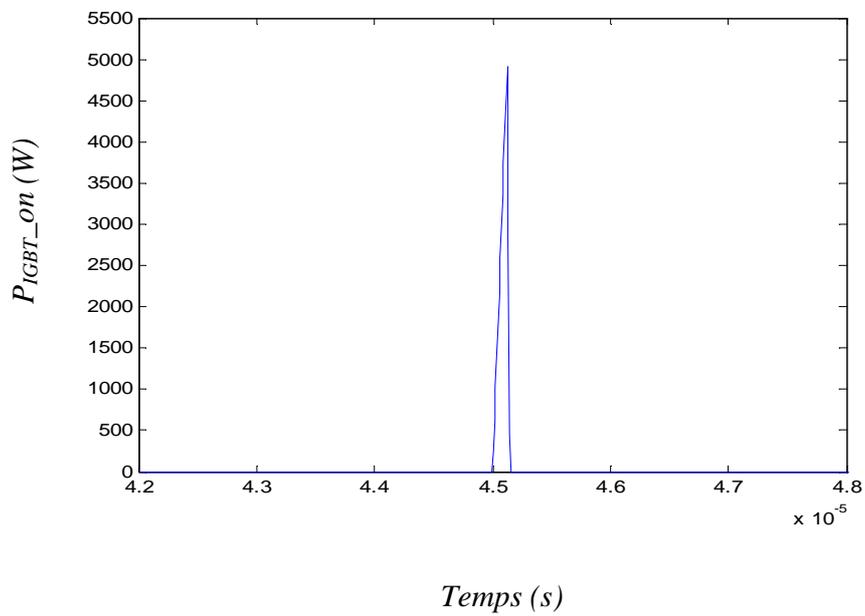


Figure III.32: Les pertes de puissance dans l'IGBT pendant la mise en conduction

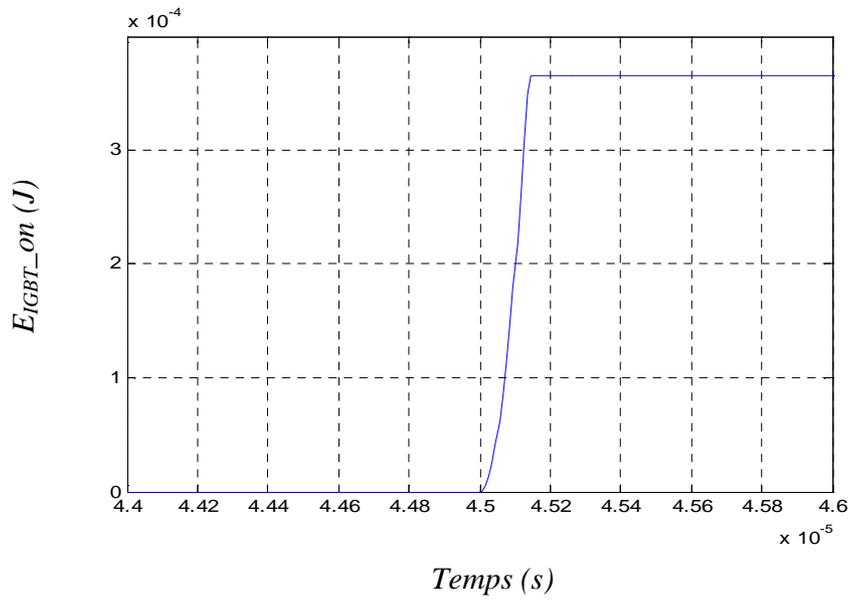


Figure III.33: Les pertes d'énergies dans l'IGBT pendant la mise en conduction

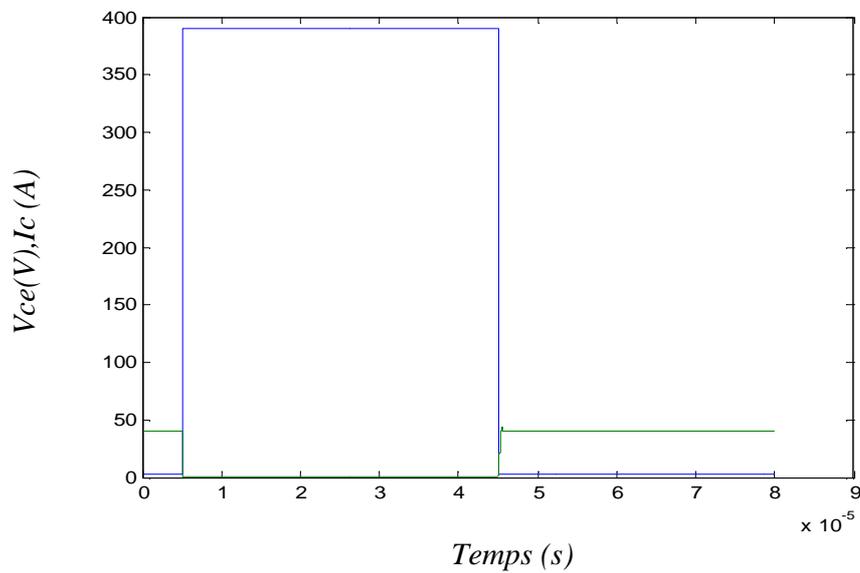


Figure III.34: Courant et tension de l'IGBT pendant une période de fonctionnement

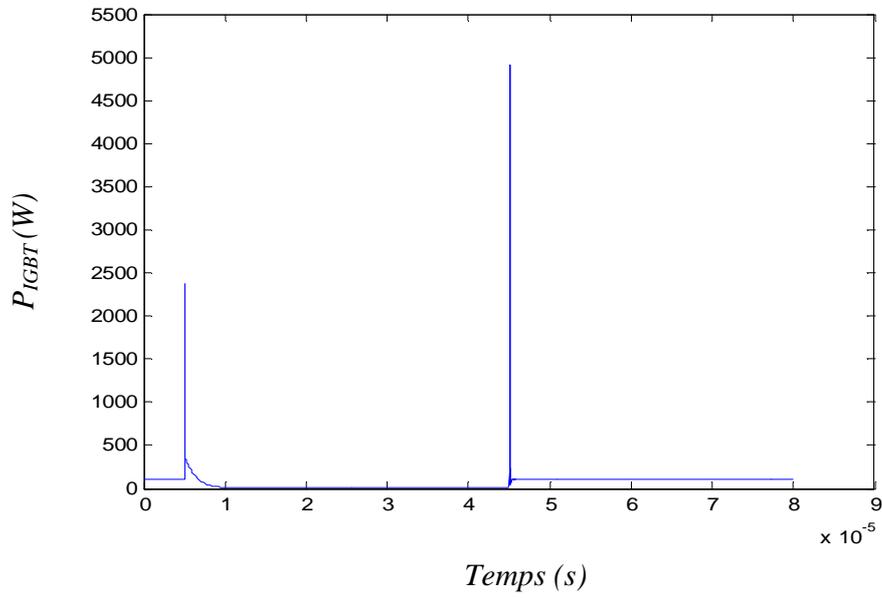


Figure III.35: Les pertes de puissance de l'IGBT pendant une période de fonctionnement

III.6 Interprétations des résultats

L'exécution des programmes de simulation pour ce type de modèle nous a permis d'obtenir les formes d'ondes des principales caractéristiques électriques des composants (courant, tension, puissance et énergie) en fonction du temps et durant une période de fonctionnement, sans prise en compte du phénomène de recouvrement dans la diode en premier lieu, et avec sa prise en considération en second lieu.

Cette période de fonctionnement se décompose en quatre phases distinctes :

1-Phase de commutation au blocage (on-off)

Les figures (III.11) et (III.12) montrent respectivement la forme d'onde du courant collecteur-émetteur de l'IGBT, et celle de la tension à ses bornes, elles caractérisent le comportement en turn-off du composant.

Pendant cette phase, le paramètre important à prendre en compte est la phase de trainage du courant (queue du courant) du composant (figure III.12), ce qui s'explique par le fait que l'IGBT avant de retrouver son pouvoir bloquant, il doit évacuer toutes les charges stockées pendant sa période de conduction. Ce phénomène a un impact directement sur les pertes en commutation ce qui est donné par la courbe de la figure (III.14), correspondant à une énergie appelée $E_{IGBT-OFF}$ de l'IGBT représentée par la figure (III.15).

2-Phase de blocage

Pendant cette phase l'interrupteur est bloqué, le faible courant de fuite présenté par les composants de puissance à l'état ouvert permet de négliger les pertes lors de phase de fonctionnement.

3-Phase de commutation à l'amorçage (off-on)

La caractéristique importante pendant cette phase est le pic du courant ($I_c + I_{RM}$) que connaît le composant IGBT. Dans notre étude (40A+3.6A) (voir figure III.29), et ce n'apparaît que dans le cas de la prise en considération des pertes dans la diode. La présence simultanée du courant et de la tension pendant cette phase induit une dissipation de puissance illustrée par la figure (III.32), correspondant à une énergie appelée $E_{IGBT-ON}$ de l'IGBT donnée par la figure (III.33).

4-Phase de conduction

Pendant cette phase l'interrupteur est passant, parcouru par le courant I_c , il présente à ses bornes une chute de tension V_{on} , le produit I_c par V_{on} est la puissance instantanée que dissipe le transistor pendant cette phase (voir figure III.24 et III.35).

Interprétation du phénomène de recouvrement de la diode

Les figures III.25 et III.26, représentent respectivement la forme du courant traversant la diode et de la tension à ses bornes pendant une période de fonctionnement, on constate que pendant la phase de sa mise au blocage, le courant décroît selon une pente $\frac{di}{dt}$ jusqu'à atteindre une valeur nulle. A partir de ce point le courant change de signe et de sens jusqu'à une valeur maximale appelée courant maximal du recouvrement I_{RM} (égale à -3.6 dans le cas de la diode utilisée dans notre étude). A partir de cette valeur du courant commence la 2eme phase du recouvrement qui est semblable à la phase du trainage du courant des IGBT, seulement la diode est classée comme étant un composant bipolaire ce qui explique la partie négative du courant.

La figure III.27 nous renseigne sur les pertes par recouvrement de la diode, l'énergie afférente est donnée par la figure III.28.

Remarques

En comparant les valeurs lues sur les courbes des énergies $E_{IGBT-OFF}$ (figure III.15) et $E_{IGBT-ON}$ (figure III.33), représentant respectivement l'énergie de commutation au blocage et l'énergie de commutation à la conduction du composant, on constate qu'elles sont très proches de celles données par le data sheet (voir annexe) ce qui confirme la bonne précision offerte par le modèle instantané.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué un calcul des pertes instantanées par conduction, par commutation ainsi que les pertes totales pour le convertisseur utilisé (cellule de commutation), et ce pendant une période de fonctionnement.

En premier lieu nous avons modélisé les deux composants (la diode PiN et le transistor IGBT), Nous avons élaboré ensuite un programme de simulation sous MATLAB/Simulink, à

Chapitre III Modélisation et calcul des pertes instantanées dans une cellule de commutation

partir duquel nous avons obtenu les résultats faisant ressortir les courbes reflétant les courbes réelles des tensions, courants et pertes au niveau de chaque composants et enfin ceux de tout le circuit pendant une période de fonctionnement.

Dans le chapitre IV, nous allons procéder au calcul des pertes par la méthode des énergies pour la même cellule de commutation, et puis nous allons interpréter les résultats obtenus, en expliquant la relation pouvant relier ces deux méthodes de calcul des pertes.

Chapitre IV

Calcul des pertes par la méthode des énergies dans une cellule de commutation

VI.1 Introduction

Comme nous l'avons constaté dans le chapitre précédent, le nombre d'équations du système pour un hacheur série (c'est-à-dire le convertisseur le plus simple), les constantes de temps étendues (de la nanoseconde à plusieurs millisecondes) des circuits en électronique de puissance, impliquent des coûts de simulation importants. Ces problèmes sont la conséquence de la fonction « interrupteur » des semi-conducteurs. Dans ce chapitre une méthode de calcul des pertes en commutation et en conduction dans une cellule de commutation sera présentée, elle se base sur la détection des valeurs instantanées du courant de charge à commuter, et des instants de commutations. La méthode proposée calcule la somme des pertes par cellule de commutation et par cycle de fonctionnement sur la base des caractéristiques de fiches techniques (data sheet) fournies par les constructeurs [ALI-09] [CARLOS- 03].

VI.2. Modèle de pertes dans les semi-conducteurs

Quelque soit la méthode utilisée pour calculer les pertes énergétiques dans une cellule de commutation, nous allons d'abord calculer les pertes par conduction puis les pertes par commutation dans les semi-conducteurs constituant le convertisseur. Nous avons limité ce calcul à la séquence de fonctionnement IGBT1 et D2 (voir Figure II.13), car le calcul est similaire dans l'autre séquence. Pour avoir les pertes totales sur une cellule, il faut additionner les pertes dans les deux séquences de fonctionnement.

Pour un point de fonctionnement donné, les pertes par conduction peuvent être calculées de manière assez simple. Si on désire plus de précision, on peut, par un calcul itératif tenir compte de l'effet de la température de jonction sur la résistance $R_{CEON}(T_j)$ et de la tension $V_{ce_sat}(T_j)$.

Pour les pertes par commutation, le calcul s'avère *problématique*. En effet 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 du

composant. Il faut toutefois noter que la caractéristique de recouvrement de la diode de roue libre associée à L'IGBT peut avoir une importance capitale.

Pour que le calcul soit complet, il faudrait encore connaître la dépendance de l'énergie de commutation avec la tension V_{CE} et la tension V_{GE} . Le fabricant ne donne pas ces courbes pour les raisons suivantes [RAJAPAKSE-05] [CORREVON-06]:

- A partir de $V_{GE} = 10V$, la dépendance entre E_{off} et la tension V_{GE} est négligeable.
- L'influence de la tension V_{GE} sur E_{on} est négligeable par rapport à la diode de roue libre utilisée pour le test.
- La dépendance de la tension V_{CE} sur les énergies de commutation E_{on} et E_{off} est linéaire.

Ainsi, la dépendance de l'énergie de commutation au courant de collecteur est donnée par des courbes, donc on peut écrire [INT-REC-AN990] :

$$E_{on}(I_c) = E_{on}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \quad (VI.1)$$

$$E_{off}(I_c) = E_{off}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \quad (VI.2)$$

La dépendance des énergies de commutation à la résistance de grille peut être trouvée

$$E_{on}(I_c, R_G) = E_{on}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \frac{E_{on}(R_G)}{E_{on}(R_{Gtest})} \quad (VI.3)$$

$$E_{off}(I_c, R_G) = E_{off}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \frac{E_{off}(R_G)}{E_{off}(R_{Gtest})} \quad (VI.4)$$

Il y a également une dépendance des énergies de commutation à la température de jonction

$$E_{on}(I_c, R_G, T_j) = E_{on}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \frac{E_{on}(R_G)}{E_{on}(R_{Gtest})} \frac{E_{on}(T_j)}{E_{on}(T_{jmax})} \quad (VI.5)$$

$$E_{off}(I_c, R_G, T_j) = E_{off}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \frac{E_{off}(R_G)}{E_{off}(R_{Gtest})} \frac{E_{off}(T_j)}{E_{off}(T_{jmax})} \quad (VI.6)$$

VI.3. Signal de commande et courant dans la cellule

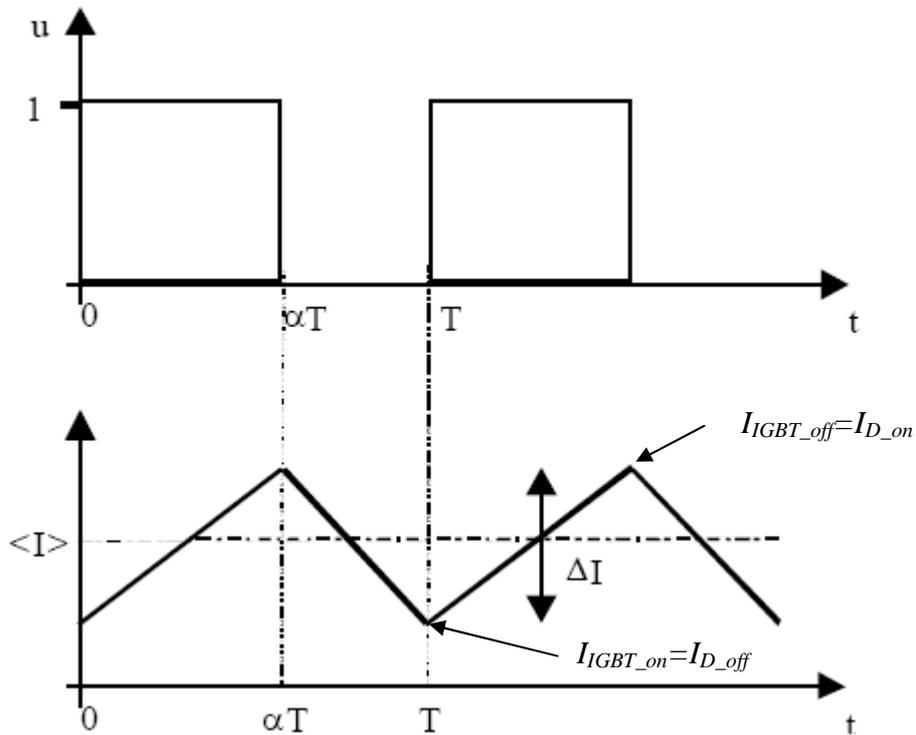


Figure IV.1 Evolution de la commande u et du courant I

Quand la variable de commande u est à 1, il y a des pertes par conduction dans l'IGBT, 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'IGBT des pertes liées au courant de recouvrement inverse de la diode [ASMA -09].

Si le courant de charge est strictement positif (c.à.d. fonctionnement en hacheur série), les pertes dans une cellule de commutation se décomposent comme suit :

$$P_{hacheur} = P_{diode_{cond}} + P_{diode_{com}} + P_{IGBT_{cond}} + P_{IGBT_{com}} \quad (VI.7)$$

Paramètre :

- P_{IGBT_cond} : Pertes par conduction dans l'IGBT.
- P_{IGBT_com} : Pertes par commutation (ouverture et fermeture) dans l'IGBT.
- P_{diode_cond} : Pertes par conduction dans une diode.
- P_{diode_com} : Pertes par commutation (fermeture) dans une diode.

IV.4. Pertes énergétiques par conduction

IV.4.1. Pertes par conduction dans l'IGBT

C'est la présence d'une différence de potentiel non nulle aux bornes d'un IGBT (V_{CE}) quand celui ci conduit qui crée les pertes par conduction.

En instantané, nous pouvons exprimer les pertes de la façon suivante :

$$P_{conduction} = v_{ce}(t)i_c(t) \quad (VI.8)$$

Pour la simulation ou pour une implantation dans un calculateur, il est plus intéressant d'avoir la valeur moyenne sur une période de découpage soit :

$$P_{IGBT_cond} = V_{t0} \langle I_T \rangle + R_t I_{T_eff}^2 \quad (VI.9)$$

$$E = \int_0^t v_{ce}(i)i(t)dt \quad (VI.10)$$

Avec :

- V_{t0} : Tension directe entre collecteur et émetteur aux bornes d'un IGBT (Passant).
- $\langle I_T \rangle$: Courant moyen dans l'IGBT sur une période de découpage.
- R_t : Résistance entre collecteur et émetteur d'un IGBT passant.
- I_{T_eff} : Courant efficace dans l'IGBT sur une période de découpage

VI.4.2. Pertes par conduction dans la diode

Ces pertes sont liées au même phénomène présent dans les IGBT, car la tension V_f n'est pas nulle quand la diode conduit.

En instantané, nous pouvons exprimer les pertes de la façon suivante :

$$P_{diode_cond} = V_f(t)I_D(t) \quad (VI.11)$$

Sur une période de découpage, la valeur moyenne des pertes par conduction de la diode est:

$$P_{diode_cond} = V_{t0} \langle I_D \rangle + R_t I_{D_eff}^2 \quad (VI.12)$$

Avec :

- V_{t0} : Tension directe aux bornes d'une diode passante.
- $\langle I_D \rangle$: Courant moyen dans la diode sur une période de découpage.
- R_t : Résistance d'une diode passante.
- I_{D_eff} : Courant efficace dans la diode sur une période de découpage.

D'une façon générale le calcul des pertes par conduction dans un semi-conducteur, pour la diode où pour l'IGBT, se fait en suivant les étapes décrites par la figure suivante. Le calcul des pertes, commence par le calcul de l'énergie d'une façon instantanée, telle que donnée par l'expression (IV.10). Ensuite, la puissance instantanée est une énergie par unité de temps [UWE-05].

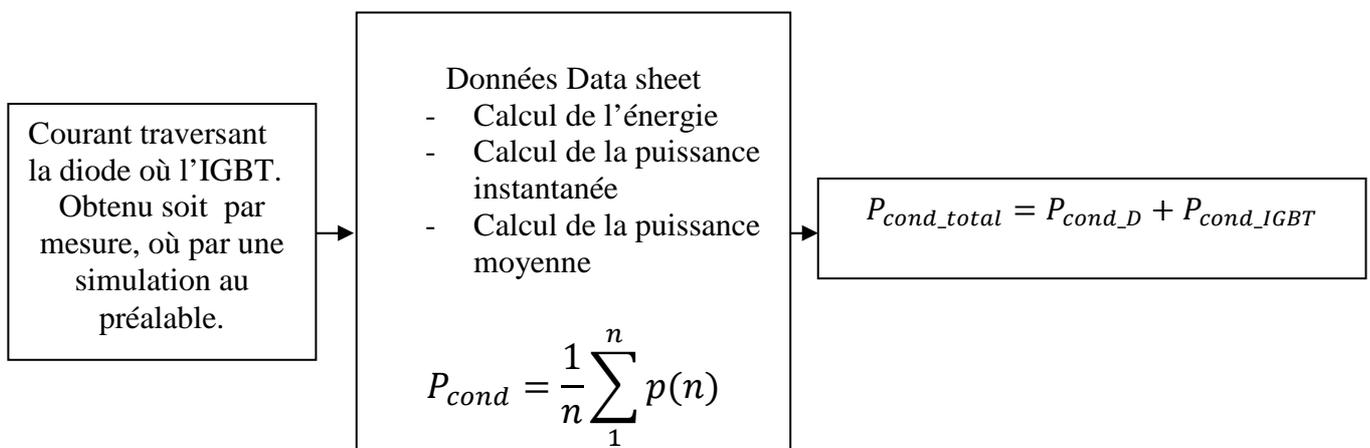


Figure IV.2 Etapes suivies pour le calcul des pertes par conduction

VI.5. Pertes énergétiques par commutations

VI.5.1. Pertes par commutations dans un IGBT

Nous pouvons constater 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.

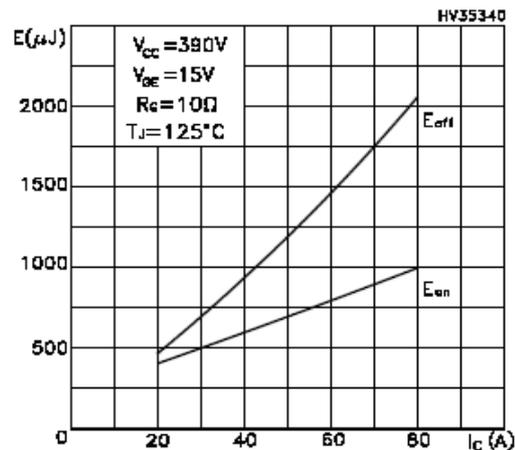
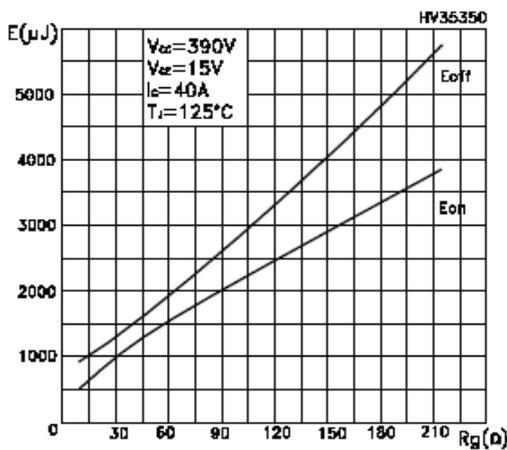


Figure IV.3 Variation de l'énergie due aux commutations en fonction de la résistance de grille.

Figure IV.4 Variation de l'énergie due aux commutations en fonction du courant du collecteur.

L'expression de l'énergie due à l'amorçage est donnée par :

$$E_{ON} = \left(a + bI_{CON} + cI_{CON}^2 + dI_{CON}^3 + eI_{CON}^4 \right) \frac{V_{BUS}}{V_{BUS}^{TES}} \tag{VI.13}$$

Avec

- V_{BUS}^{TES} : Tension aux bornes de la cellule
- I_{CON} : Courant dans la diode lors du blocage (passage off \rightarrow on)
- (a, b,c,d,e) : Coefficients constructeur obtenu après interpolation

L'expression de l'énergie due au blocage est donnée par :

$$E_{OFF} = \left(a + bI_{COFF} + cI_{COFF}^2 + dI_{COFF}^3 + eI_{COFF}^4 \right) \frac{V_{BUS}}{V_{BUS}^{TES}} \quad (VI.14)$$

Avec

- V_{BUS}^{TES} : Tension aux bornes de la cellule
- I_{COFF} : Courant dans la diode lors de l'amorçage (passage on \rightarrow off)
- (a, b, c, d,e) : Coefficients constructeur obtenu après interpolation

VI.5.2. Pertes par commutations dans la diode

Nous considérons que la puissance dissipée est nulle lors de l'ouverture de la diode. Ainsi, les pertes par commutations dans la diode sont uniquement dues à *Err* (Energy Revers Recovery) liées au courant inverse de la diode. Ce 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'IGBT aussi alors qu'il est entrain de s'amorcer, la tension V_{CE} étant non nulle.

La figure suivante représente l'évolution du courant et de la tension aux bornes de la diode lors du phénomène de recouvrement :

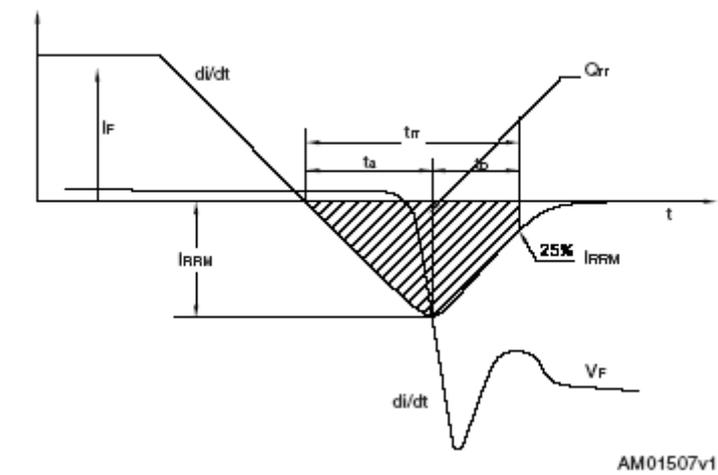


Figure IV.5 Allure du courant et de la tension au blocage de la diode

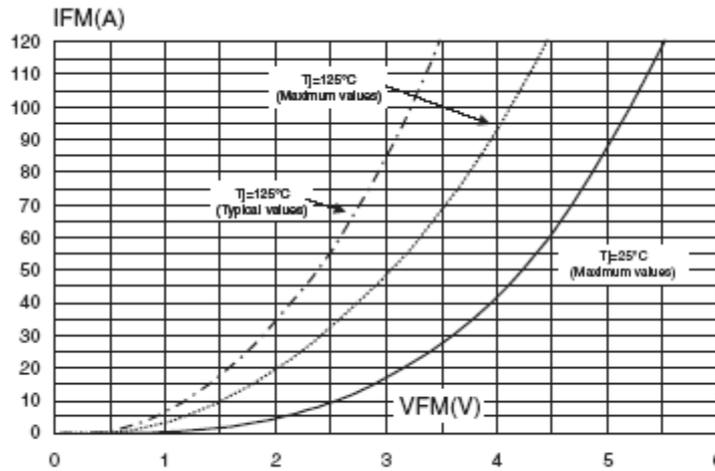


Figure IV.6 : Chute de tension de recouvrement en fonction du courant

L'énergie de recouvrement est donnée par :

$$E_{rr} = (a + bI_{DOFF} + cI_{DOFF}^2 + dI_{DOFF}^3 + eI_{DOFF}^4 + fI_{DOFF}^5)V_{BUS}^{TES} \quad (VI.15)$$

Avec

- V_{BUS}^{TES} : Tension aux bornes de la cellule
- $IDoff$: Courant dans la diode lors du blocage (passage off \rightarrow on)
- (a, b,c,d,e) : Coefficients constructeur obtenu après interpolation

Les pertes par commutation dans la diode sont données par :

$$P_{diode-com} = E_{rr} * F \quad (VI.16)$$

Avec F, fréquence de découpage de la cellule de commutation.

Le calcul des pertes par commutations s'effectue en suivant les étapes décrites par la figure ci-dessous :

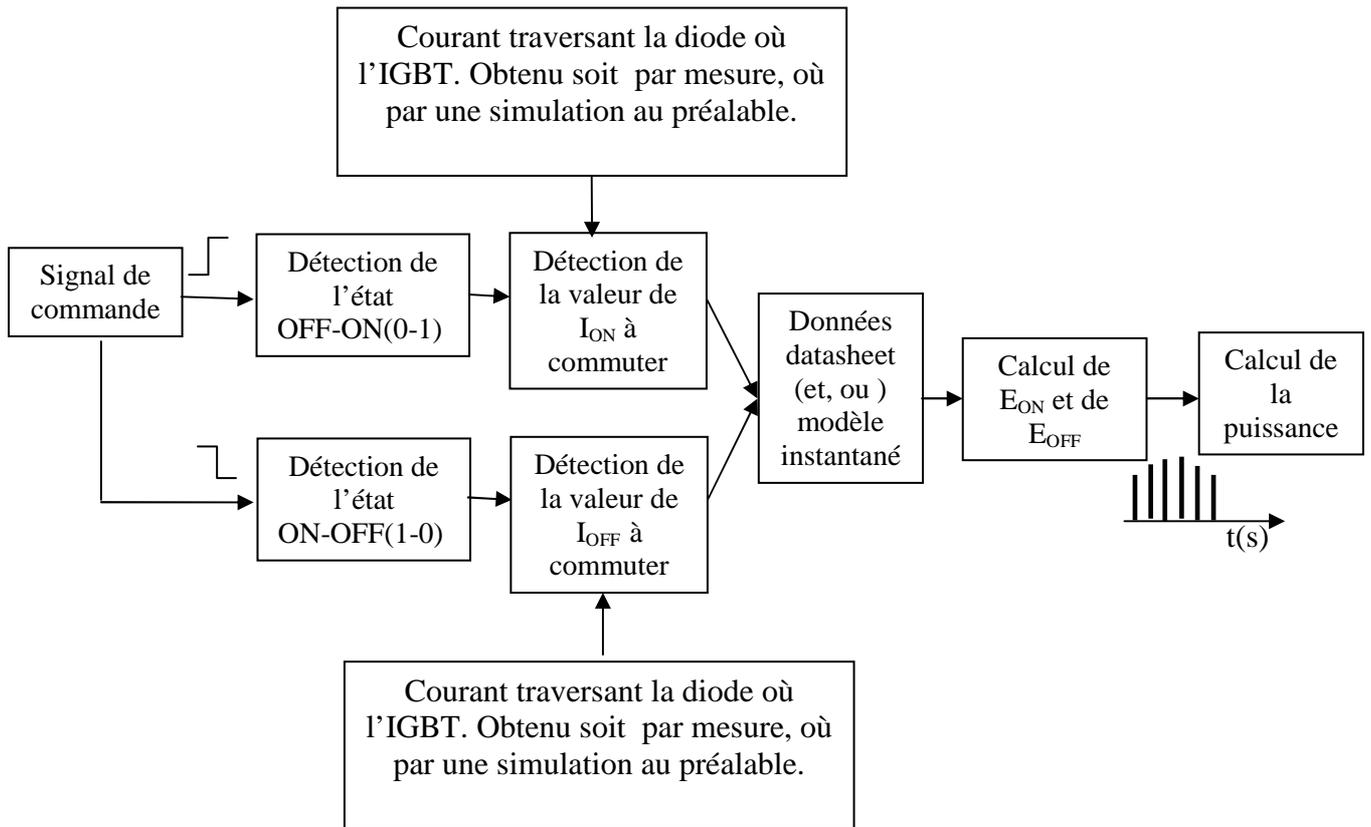


Figure IV.7 Etapes suivies pour le calcul des pertes par commutations

Pour mettre en œuvre le programme nous permettant le calcul des pertes, une acquisition des courbes représentées sur les figures (IV.3), (IV.4) et (IV.6) est nécessaire, ensuite un procédé de traitement d'image sous Matlab est utilisé afin d'effectuer une interpolation pour être utilisée comme des données près établies. Les figures (IV.8) et (IV.9) sont les résultats obtenus après traitement pour les énergies en commutations (blocage et amorçage) de l'IGBT.

Après simulation, nous obtenons les résultats suivants :

IV.6 Résultats de simulation

- Interpolation de E_{off}

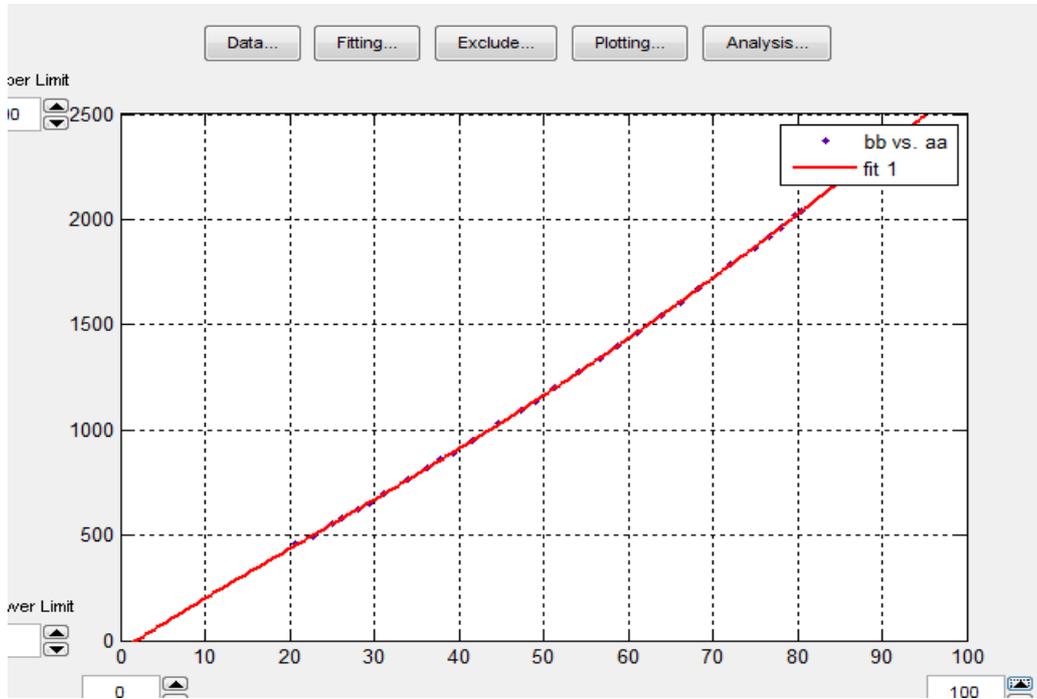


Figure IV.8 Interpolation de E_{off}

Après Interpolation du graphe de l'énergie E_{off} représenté sur la figure (IV.4), les coefficients suivants sont obtenus pour le polynôme donné par l'expression (IV.14),

$$f = -1.23e-005$$

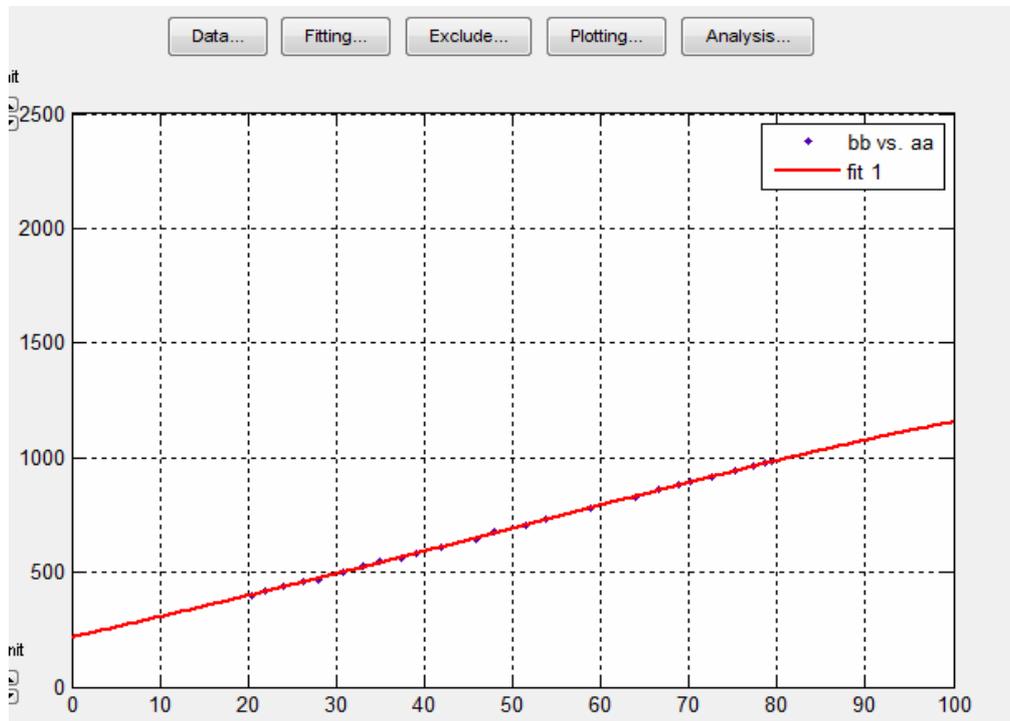
$$e = 0.002785$$

$$c = -0.1482$$

$$b = 26.27$$

$$a = -50.3$$

- Interpolation de E_{on}



F Figure IV.9 Interpolation de E_{on}

Après Interpolation du graphe de l'énergie E_{on} représenté sur la figure (IV.4), les coefficients suivants sont obtenus pour le polynôme donné par l'expression (IV.13),

$$e = -2.076e-006$$

$$d = 0.0001522$$

$$c = 0.01125$$

$$b = 8.824$$

$$a = 216.2$$

Le constructeur se positionne dans des conditions d'essais bien définies, parmi lesquelles, un rapport cyclique de 50%, un régime DC, une charge inductive ; cette dernière condition nous permet ainsi d'admettre que la dynamique du courant de charge est lente. Ainsi, l'acquisition du courant de charge suffit pour reconstruire la valeur du courant

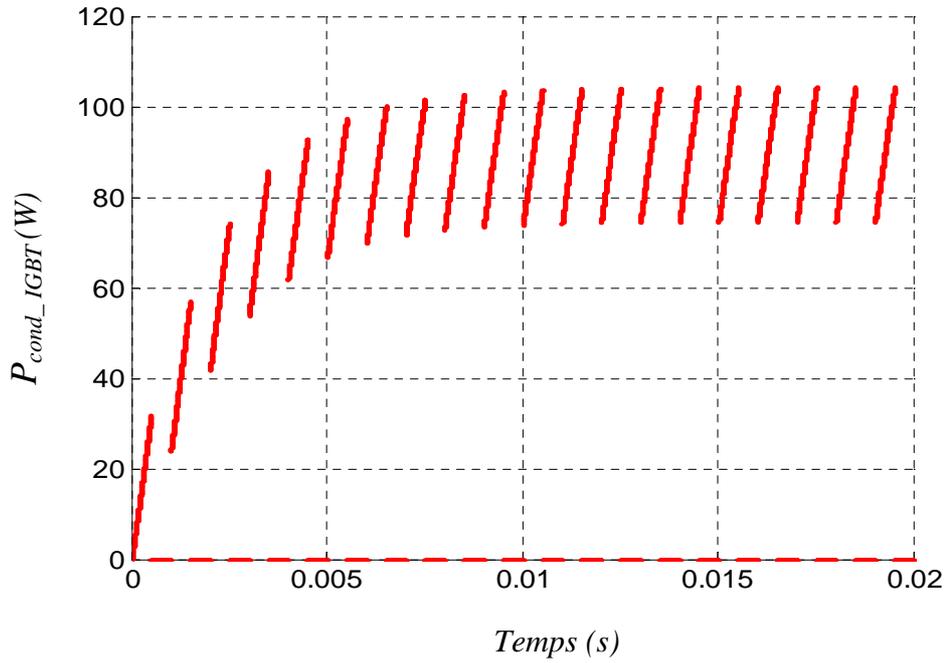


Figure IV.12 Pertes en conduction de l'IGBT

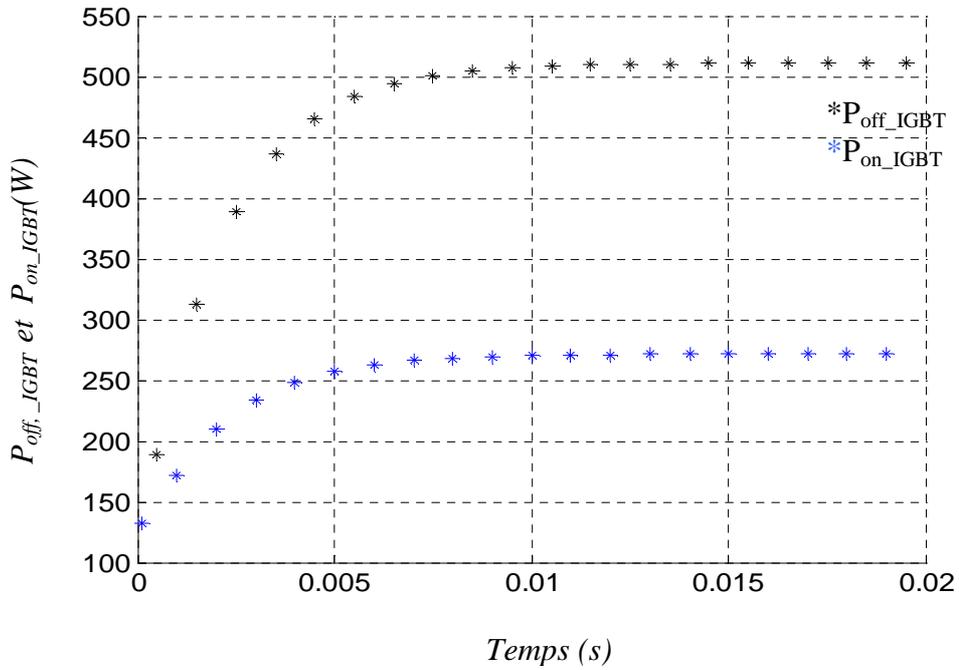


Figure IV.13 Pertes en commutation dans l'IGBT

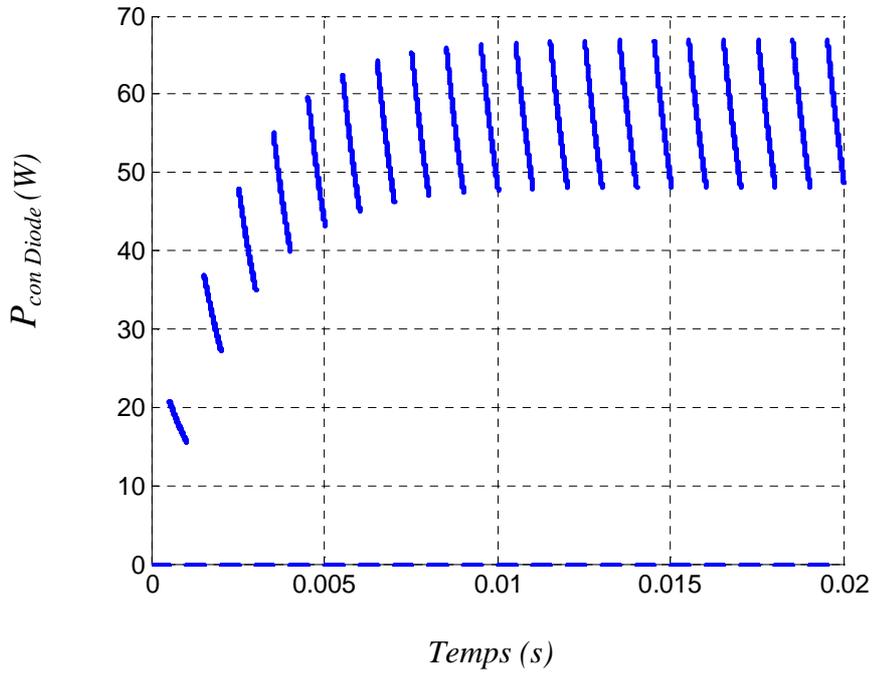


Figure IV.16 Pertes en conduction dans la diode

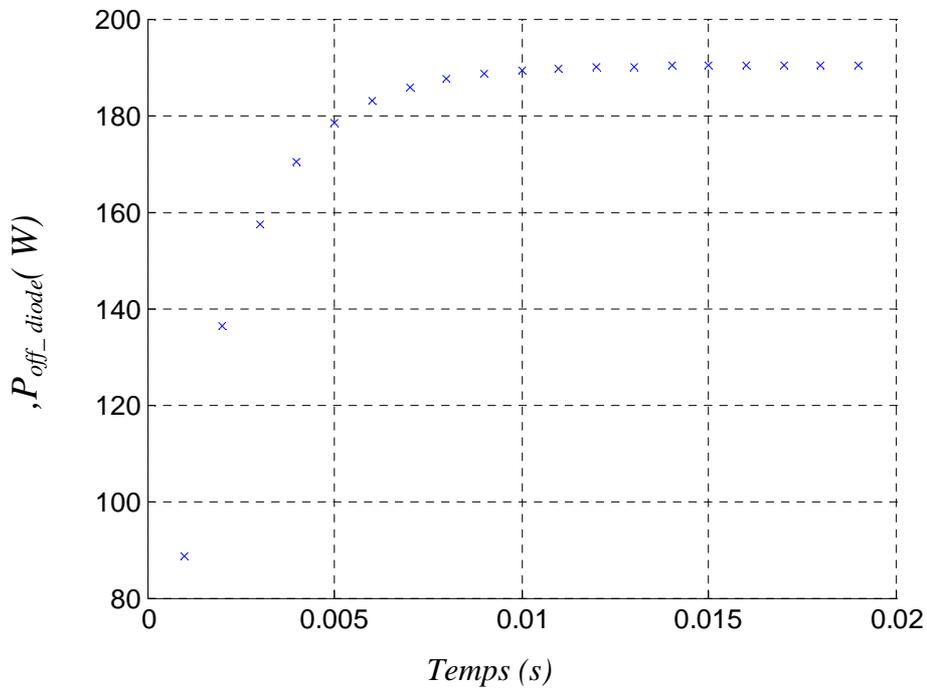


Figure IV.17 Pertes due au recouvrement (off)

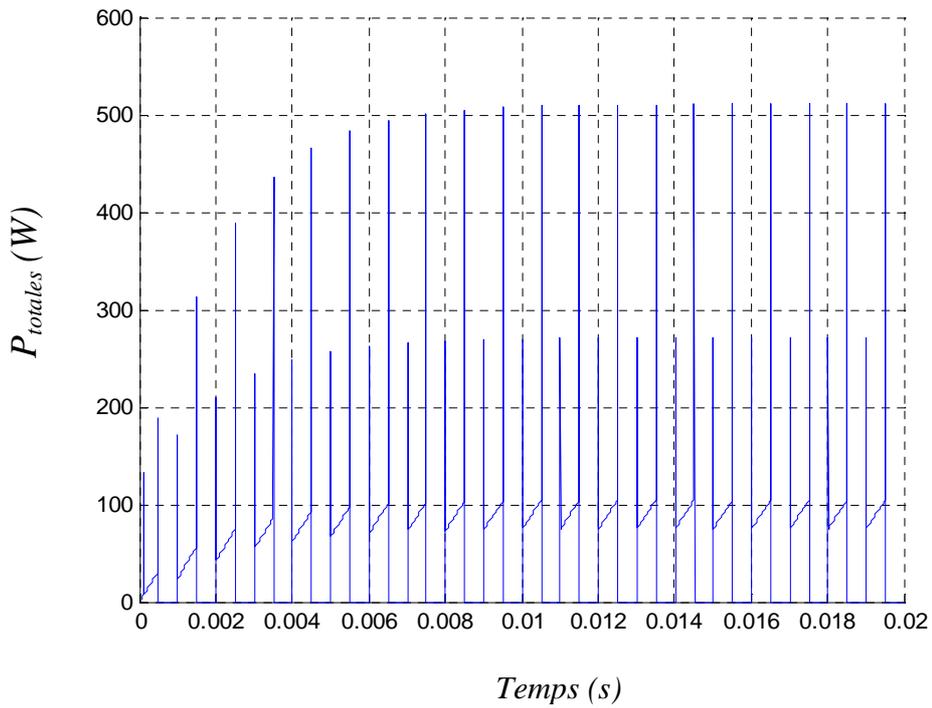


Figure IV.14 Pertes totales instantanées dans L'IGBT

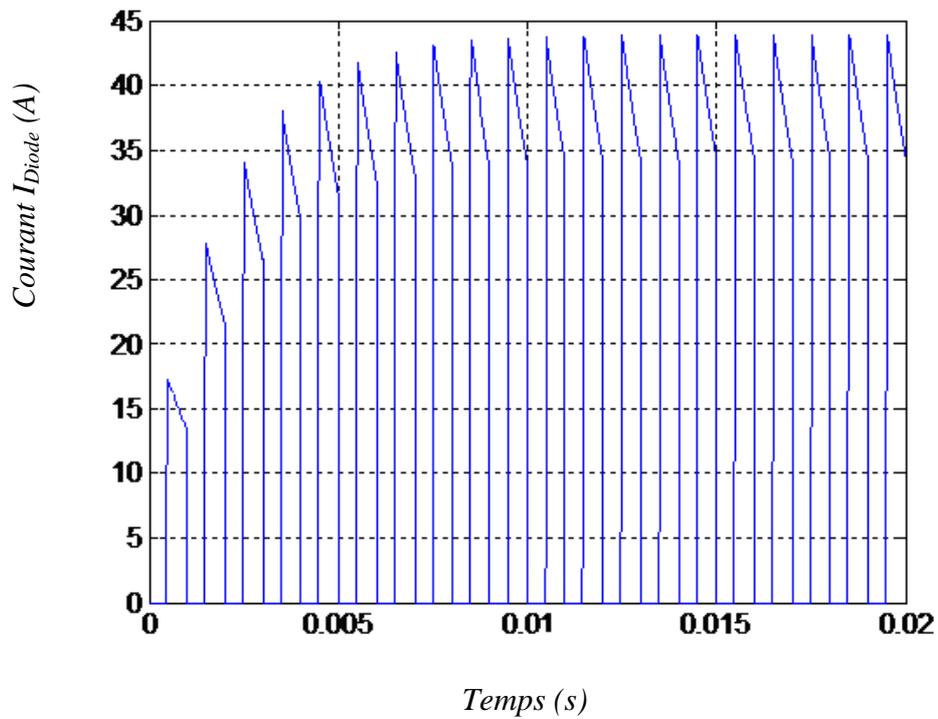


Figure IV.15 Courant traversant la diode

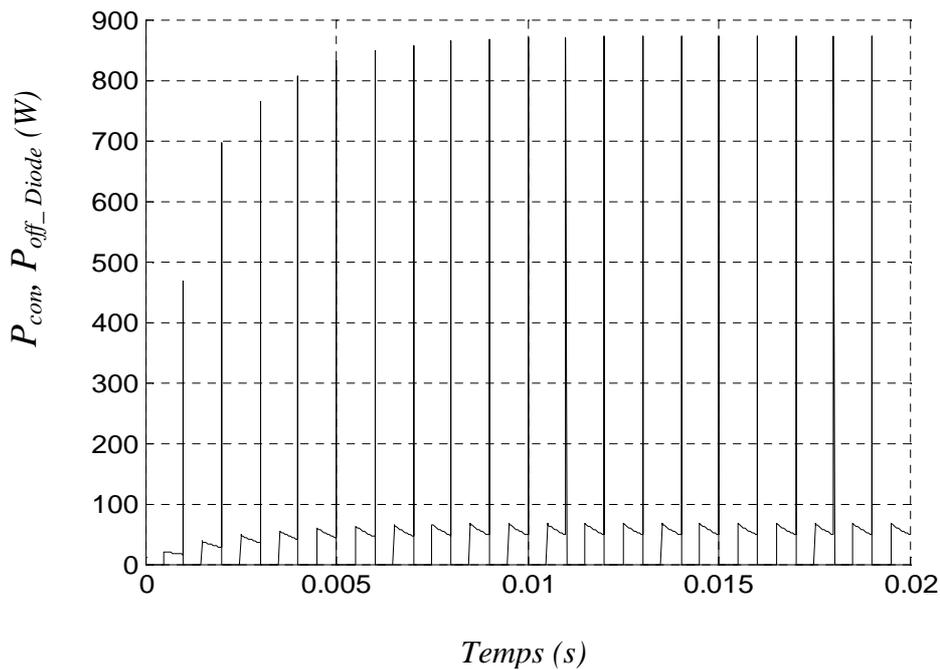


Figure IV.18 Allures des pertes totales dans la diode

IV.7 Interprétation

Dans l'élaboration des modèles moyens ou méthode des énergies pour le calcul des pertes dans les convertisseurs statiques, les résultats sont fortement dépendants des données data sheet, par conséquent, il est important de connaître parfaitement les conditions d'essais ; malheureusement, souvent des informations manquent, dans notre cas par exemple, des informations très pratiques concernant la diode en antiparallèle ne sont par disponibles , à titre d'exemple la figure représentant la variation de la quantité de charge en fonction de la tension (anode-cathode).

La méthode proposée dans ce chapitre a été vérifiée pour montrer que les résultats obtenus sont acceptablement précis, ceci a été réalisé par simulation pour une forme d'onde simple du courant de collecteur d'IGBT, puis les résultats sont comparés à ceux obtenus par un calcul arithmétique.

Le modèle de pertes ainsi développé permet bien de représenter le comportement énergétique des cellules de commutation, brique de base des convertisseurs statiques. Ces comportements nous permettront de réaliser des études énergétiques globales.

L'exécution des programmes de simulation utilisés pour ce type de modèle nous a permis d'obtenir la quantité d'énergie lors des différents états de la cellule de commutation (IGBT-diode). Ensuite nous avons présenté des courbes donnant l'évolution des différentes puissances électriques instantanées mises en jeu pendant les différentes topologies du convertisseur pendant plusieurs périodes de fonctionnement avec un temps de simulation très raisonnable, contrairement au modèle instantané.

La Figure (IV.10) présente le courant de charge superposé à la tension de commande de l'interrupteur K_1 (voir figure (II.13)) à partir de là, nous obtenons la forme du courant dans l'IGBT, cette dernière est donnée par la figure (IV.11).

De la figure (IV.11), en utilisant la formule (IV.10) rapportée au pas de calcul, nous obtenons les pertes en conduction figure (IV.12). En régime permanent et pour un rapport cyclique donné, en utilisant l'expression (IV.9), un calcul arithmétique nous permet de valider nos résultats en valeur moyenne.

La figure (IV.13) illustre d'une façon quantifiée les pertes en commutations (mise en conduction et au blocage) dans l'IGBT, les pertes totales instantanées sont données par la figure (IV.14).

La même interprétation est valable pour les résultats concernant la diode voir les figures (IV.15), (IV.16) (IV.17) et (IV.18).

IV.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué un calcul des pertes par conduction et par commutations en utilisant des données data sheet et une acquisition du courant de charge, ensuite le calcul des pertes totales pour le convertisseur utilisé (cellule de commutation).

En premier lieu, nous avons modélisé et simulé le convertisseur et sa charge, ensuite nous avons interpolé les données data sheet, et utilisé le modèle instantané pour compléter les données, à titre d'exemple l'énergie de recouvrement E_{rr} . Après pour chaque composant, nous avons élaboré un programme de simulation sous Matlab, à partir duquel nous avons obtenu les résultats faisant ressortir les courbes reflétant les pertes instantanées pendant plusieurs cycles (périodes) de fonctionnement.

Ainsi les programmes réalisés sont rapides, mais d'un point de vue précision, les résultats sont fortement dépendants des données préétablies. En cela le modèle instantané nous permet de bien positionner et de comprendre les données fournies par le constructeur et compléter si nécessaire, à titre d'exemple la prise en compte de l'impact du recouvrement de la diode à la mise en conduction de l'IGBT.

Une des utilisations majeures de ce modèle est son implantation dans n'importe quel modèle de simulation, pour n'importe quel convertisseur quelque soit sa commande (que sa fréquence de commutation soit connue ou non). Il peut être aussi utilisé comme outil de décision pour la conception des convertisseurs statiques, la comparaison des différentes structures, l'étude thermique et étendre l'étude pour des tests de fiabilités.

Conclusion générale

L'estimation des pertes dans un convertisseur statique est un passage obligé, ce mémoire s'inscrivait dans cette démarche en proposant l'élaboration de modèles analytiques.

De tous les composants analogiques constituant un système électrique, les convertisseurs de puissance sont certainement les éléments les plus exposés aux contraintes électriques et thermiques induites par les signaux. Un sous dimensionnement ou une mauvaise conception peuvent réduire dramatiquement la durée de vie du composant ou tout simplement ne pas répondre aux exigences strictes des normes.

Lorsque l'on connaît le coût de conception de prototype dans le secteur des semi-conducteurs, il est préférable d'éviter les ratés. En cela, la CAO constitue un outil idéal dans le sens où elle permet d'effectuer toute une palette de tests, de vérifier ou de mettre en évidence des phénomènes indésirables sans avoir à passer par une conception matérielle coûteuse.

Un des points clés consiste donc à posséder des modèles informatiques performants pour permettre à la CAO des prédictions suffisamment précises.

Fondamentalement, la modélisation des pertes dans les convertisseurs statiques peut être classifiée en trois types. La première se base sur la physique du semi-conducteur. Les paramètres physiques du dispositif, tels que la géométrie, la nature du dopage, etc... sont introduits dans le logiciel de simulation choisi, pour faire une analyse à base d'éléments finis, tel que « MEDICI, GENESIS et ISE ». Les résultats de simulation obtenus sont alors identiques aux résultats expérimentaux. Toutefois, à titre d'exemple, pour une cellule de commutation, une simulation durant deux périodes de fonctionnement à une fréquence de 1 MHz dure deux jours [YUANCHENG-06].

La deuxième est dite, analyses comportementales, ces méthodes sont largement utilisées dans l'analyse des pertes, parce qu'elles ont une bonne corrélation entre la précision et le temps de simulation. Presque chaque fournisseur de semi-conducteurs fournit le modèle de leurs dispositifs pour les logiciels PSPICE et SABER sur leur site Web. Ils sont généralement extraits sous des conditions particulières d'impédance de charge, de polarisation, de fréquence...etc, qui font que ces modèles sont spécifiques à une utilisation donnée. Ils peuvent modéliser aussi bien un composant actif ou passif qu'un ensemble de composants qui constituent un sous système. Ceci est rendu possible par le fait que ces modèles sont basés sur des concepts mathématiques sans réel accord avec la physique des composants, une « simple » fonction de transfert permet de prédire divers comportements. Toutefois pour les raisons précitées ils ne sont toujours pas appropriés.

La dernière méthode est le modèle analytique (également appelé modèle mathématique). Basé sur une représentation en circuits équivalents, les expressions des pertes sont ainsi extraites en utilisant l'évolution des formes de courant et de tension. Comparée aux deux méthodes mentionnées ci-dessus, cette méthode est la plus rapide et la plus appropriée pour être utilisée en simulation. Le défi principal pour ce modèle est comment améliorer sa précision. D'une façon simple, pour calculer les pertes, souvent une linéarisation des formes d'onde du courant et de la tension lors des commutations est adoptée. L'inductance de source, due au câblage et les caractéristiques non-linéaires des condensateurs du dispositif ne sont pas considérées. Par conséquent, les résultats ainsi obtenus ne sont pas très bien assortis aux résultats expérimentaux, particulièrement pour des applications à haute fréquence. Afin d'améliorer la précision du modèle analytique, deux paramètres importants devraient être pris en compte : les inducteurs parasites dans le circuit et les non-linéarités des condensateurs du dispositif vis-à-vis de la tension V_{ce} .

Ainsi la modélisation ne se limite pas tant à ce que l'on peut mais à ce que l'on veut faire. Augmenter le nombre de phénomènes à prédire accroît la complexité du modèle, et par conséquent toutes les étapes de conception, d'extraction et de validation seront plus coûteuses en temps. Il est ainsi évident que dans le cadre d'une application industrielle, il est nécessaire de mettre des limites à la complexité et de réduire au maximum le temps de génération d'un modèle. Bien qu'il soit toujours plus intéressant de posséder un modèle versatile, efficace et aussi général que possible, le pragmatisme de l'industrie ne permet pas à l'utilisateur du dit modèle de passer un temps infini pour en apprécier toutes les facettes.

Plusieurs travaux pour estimer les pertes en conduction et particulièrement les pertes en commutation ont été exposés et discutés dans une documentation fructueuse, malheureusement en ingénierie, tous ces modèles semblent inutilisables et très difficilement maîtrisables, ils sont généralement dédiés à la métrologie. Dans ce mémoire nous nous sommes attelés à proposer une méthode pour l'amélioration du procédé d'évaluation des pertes en vue d'une implantation dans des simulateurs de circuits d'électronique de puissance.

Pour ce faire nous avons d'abord donné des notions de base sur les semi conducteurs de puissance (la diode Pin, le MOSFET et l'IGBT).

Ensuite nous avons procédé à l'étude des phénomènes de commutation et nous nous sommes intéressés au déroulement de ces dernières au niveau d'une cellule de commutation, qui est une brique élémentaire de la plupart des convertisseurs de puissance.

La modélisation des interrupteurs composant le hacheur (diode PiN et transistor IGBT) est une nécessité avant de passer à la simulation. Dans ce travail nous avons utilisé un modèle basé sur une résistance et une chute de tension à l'état passant pour évaluer les pertes par conduction, et un modèle utilisant des formes d'ondes des courants et des tensions pour décrire les pertes en commutation.

Les courbes obtenues pour chaque composant sont discutées et interprétées, un calcul de pertes pour chaque composant sur une période de fonctionnement est enfin effectué.

Ainsi pour valider notre travail, nous avons procédé à une comparaison des résultats de calcul des énergies avec ceux trouvés en utilisant le modèle moyen, l'ensemble est comparé aux résultats donnés par le constructeur (data sheet).

A travers cette comparaison, nous constatons qu'avec le modèle instantané surtout lors du régime dynamique, nous avons pu obtenir des résultats précis (la finesse des résultats est liée au pas de calcul, plus il est petit plus les résultats sont fins). Cette méthode nous a permis d'avoir les formes réelles des courants traversant la diode et l'IGBT, ainsi que celles des tensions à leurs bornes.

Malgré que l'utilisation des modèles instantanés s'avère intéressante dans la mesure où elle nous offre de bons résultats du point de vue précision et elle nous permet d'observer les phénomènes se situant à l'échelle de la commutation, elle reste inutilisable en temps réel vu son temps de simulation élevé.

Le modèle moyen ou méthode des énergies, est un modèle simplifié, construit à partir des caractéristiques prédéfinies des composants, présente l'avantage de réduire considérablement les temps de calcul tout en conservant une précision satisfaisante, son utilisation en temps réel est recommandée.

En perspective une validation expérimentale des modèles construits est souhaitable, celle-ci nécessitera de capter les formes réelles des courants et tensions des composants pour le modèle instantané. Pour le modèle de calcul des pertes par la méthode des énergies, une acquisition du courant de charge est suffisante.

Les modèles que nous avons construits peuvent également servir de base entre autre, à des travaux de dimensionnement des convertisseurs statiques, à une comparaison de rendement entre convertisseurs (c.a.d choix entre deux structures données), et encore à l'établissement de modèles thermiques.

Bibliographie

- [ALI-09] **ALI M. BAZZI, JONATHAN W. KIMBALL, KEVIN KEPLEY** “TILAS: A Simple Analysis Tool for Estimating Power Losses in an IGBT-Diode Pair under Hysteresis Control in Three- Phase Inverters” IEEE 2009.
- [ABDELHAMID-08] **ABDELHAMID HALLOUCHE** “ Mécanismes de défaillance des IGBT sous l’effet d’un court – circuit lors d’une charge inductive” Acta Electronica, Volume 49, Number 3, 2008.
- [ABEDINPOUR-01] **S.ABEDINPOUR AND SHENAI** « Insulated Gate Bipolar Transistor » Power Electronics Handbook Editor In Chief MUHAMMAD H.RASHID University of Illinois at Chicago USA 2001.
- [ADEL-08] **ADEL BENMANSOUR** “ Contribution à l’étude des mécanismes de défaillances de l’IGBT sous régimes de fortes contraintes électriques et thermiques ” Thèse de doctorat de l’école doctorale de sciences physiques et de l’ingénieur, Université Bordeaux I, 18/12/2008.
- [ADRIAN- 04] **BIRAN ET MOSHE BREINER** “ MATLAB pour l’Ingénieur Versions 6 et 7 du logiciel ”, Aout 2004.
- [ANGUS-06] **ANGUS T. BRYANT, XIAOSONG KANG, ENRICO SANTI, PATRICK R. PALMER AND JERRY L. HUDGINS** “Two-Step Parameter Extraction Procedure With Formal Optimization for Physics-Based Circuit Simulator IGBT and p-i-n Diode Models” IEEE Transactions On Power Electronics, VOL. 21, N°. 2, March 2006.
- [ANKIT-10] **ANKIT PATEL, SIDDHARTH JOSHI, DR.HINA CHANDANI, VINOD PATEL, KAUSHAL PATEL** “ Estimation of junction temperature and power loss of IGBT used in VVVF Inverter using Numerical Solution from Data sheet Parameter. Proceeding of the International Joint Journal Conference on Engineering and Technology (IJCET 2010).
- [ASMA -09] **ASMA MERDASSI** “ Outils d’aide à la modélisation moyenne de convertisseurs statiques pour la simulation de systèmes mécatronique ” Thèse de doctorat de l’Institut polytechnique de Grenoble, Mai 2009.

- [BALI -96] **B. J. BALIGA**, "Trends in Power Semiconductor Devices",
IEEE Transactions On Electronics Devices, Vol.43,
N°10, pp.1717- 1731, October 1996.
- [BENJAMIN-07] **BENJAMIN KHONG** “ Fiabilité prédictive de composants de
puissance soumis a des tests de fatigue accélérée” Thèse de doctorat
de l’Institut National polytechnique de Toulouse, Décembre 2007.
- [BOYER-08] **L.BOYER** “ Utilisation de la méthode Capacité- Tension pour
l’analyse de l’oxyde de grille des IGBTs à grille en tranchée ” Institut
d’Electronique du Sud, Université Montpellier, JCGE408 Lyon, 16 et
17 Décembre 2008.
- [CARLOS- 00] **CARLOS RIVAS, ALFRED RUFER** “Comparaison des pertes des
convertisseurs pour systèmes de production d’énergie électrique à
partir d’une pile à combustible” Ecole Polytechnique Fédéral de
Lausanne. EPF 2000, Lille, Novembre 2000.
- [CARLOS- 03] **CARLOS RIVAS** “Comparaison des pertes des convertisseurs pour
systèmes de production d’énergie électrique à partir d’une pile à
combustible” Thèse de doctorat de l’Ecole Polytechnique Fédéral de
Lausanne, Laboratoire d’Electronique Industrielle, 1015 LAUSANNE
– 2003.
- [CHERIF-02] **CHERIF LAROUCI** “Conception et optimisation de
convertisseurs statiques pour l’électronique de puissance : Application
aux structures à absorption sinusoïdale ” Thèse de doctorat de
l’Institut polytechnique de Grenoble, Mai 2002.
- [CHRISTIAN-07] **CHRISTIAN CAMEL** “ Nouvelles fonctions interrupteurs
intégrées pour la conversion d’énergie ” Thèse de doctorat de
l’Université Paul Sabatier de Toulouse, Avril 2007.
- [CORREVON-06] **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>.
- [CYRIL-04] **CYRIL BUTTAY** “ contribution à la conception par la simulation en
électronique de puissance : Application à l’onduleur basse tension”
Thèse de doctorat de l’Institut National des Sciences Appliquées de
Lyon, Novembre 2004.

- [DANG-06] **DANG BANG VIET** “Conception d’une interface d’électronique de puissance pour Pile à Combustible” Thèse de doctorat de l’Université Joseph Fourier, Décembre 2006.
- [DANIEL-09] **DANIEL SIEMASZKO** “ Nouveaux mécanismes de commutation pour des structures dédiées aux convertisseurs de puissance de haute efficacité et interrupteurs de futur”. Thèse de doctorat de l’Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne. N° 4370, Février 2009.
- [HENRI-D3150] **HENRI FOCH** “Electronique de Puissance Introduction générale” Technique de l’ingénieur D 3150, 2002.
- [HENRI-D3153] **HENRI FOCH** “commutation dans les convertisseurs statiques” Technique de l’ingénieur D 3153, 2002.
- [FAIRSCHILD.S-01] **FAIRSCHILD SEMICONDUCTOR IGBT BASIC 1** Application Note AN9016, February 2001.
- [GABRIEL-05] **GABRIEL –OCTAVIAN CIMUTA** “ Système inertiel de Stockage d’énergie associé à des générateurs éoliens ”. Thèse de doctorat de l’Ecole National Supérieure d’arts et métiers, centre de Lille, 2005.
- [GUILLAUME-03] **GUILLAUME BONNET** “Approche distribuée des structures de type bipolaire adaptée à la conception des systèmes de l’Electronique de puissance” Thèse de doctorat de l’Université Paul Sabatier de Toulouse, Février 2003.
- [G.CHAGNON] **G.CHAGNON** “ Cours de Génie Electrique”.
- [HELALI-06] **HELALI HASSAN** “ Méthodologie de pré - dimensionnement de convertisseurs de puissance : Utilisation des techniques d’optimisation multi- objectif et prise en compte de contraintes CEM”. Thèse de doctorat de l’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Novembre 2006.
- [INT-REC-AN990] **INTERNATIONAL RECTIFER** Application Note AN-990 “Application Characterization of IGBTs”.
- [JEAN-10] **JEAN-LUC FOCK SUI TOO** “ Caractérisation et Modélisation de composants IGBT et diode PiN dans leur environnement thermique sévère lié aux applications aéronautiques ”. Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 21 avril 2010.
- [JOHN-05] **JOHN VINCENT REICHL** “Inverter Dynamic Electro- Thermal

- Simulation with Experimental Verification” Master of Science in Electrical Engineering of the Virginia polytechnic Institute and State University, Nov 29, 2005.
- [JONATHAN-02] **JONATHAN DODGE, JOHN HESS** “IGBT Tutorial” Advanced Power Technology Application Note APT0201 Rev.B , July 1, 2002.
- [JONATHAN-09] **JONATHAN CHRISTPHER NICHOLLS** “Soft-Switching performance Analysis of he Clustered Insulated Gate Bipolar Transistor (CIGBT)” Doctorat thesis, 2009.
- [JUAN-09] **M. MAURICIO, JOSE M. MAZA-ORTEGA, ANTONIO GOMEZ-EXPOSITO** ‘Considering power Losses of Switching Devices in Transient Simulations through a Simplified Circuit Model. Paper submitted to the International Conference on Power System Transients (IPST2009) in Kyoto, Japan June 03.06.2009.
- [KAIÇAR-02] **KAIÇAR AMMOUS** “ contribution à la construction systématique des modèles moyens de convertisseur de puissance”. Thèse de doctorat de l’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Décembre 2002.
- [KAIÇAR-10] **KAIÇAR AMMOUS, HERVE MOREL** “ Analysis of power switching losses accounting probe modelling ”IEEE transactions on instrumentation and measurement Vol.59 N°12 Dec.2010.
- [LACHAIZE-04] **JÉRÔME LACHAIZE** “ Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à Pile à Combustible (PAC) destinés à la traction”. Thèse de doctorat de l’Institut National polytechnique de Toulouse. Septembre 2004.
- [LETURQ -3108] **PHILIPPE LETURQ** “ Semi – conducteur de puissance unipolaire et mixte (partie 1” in Technique de l’ingénieur. Vol. D3108.
- [MITSUBISHI-08] “Mitsubishi Power Semiconductor Devices” Mitsubishi Electrical corporation power device works 27 May 2008.
- [MOEZ-08] **MOEZ BENSAIED-PSA PEUGEOT CITROEN**“ Séminaire Micro-électronique de puissance : Pour une voiture plus électrique, 12 Mars 2008, Toulouse.

- [MOHAN-02] **N.MOHAN, T, UNDELAND, AND R. ROBBINS**, "Power electronics, converters, applications and design", 2ème édition, New York, USA: JohnWiley&Sons, 2002.
- [MOHSEN-02] **MOHSEN A HAJJI** "A transient model for insulated gate bipolar transistors (IGBTs) " Graduate Faculty of the school of Engineering University of Pittsburgh, 2002.
- [OMAR-97] **OMAR ELMAZRIA** " Caractérisation et simulation de l'IGBT dans le but d'optimiser ses performances au moyen d'irradiation par électrons" Thèse de doctorat de l'Université de Metz, Novembre 1997.
- [PIERRE-05] **PIERRE LEFRANC** "Etude, conception et réalisation de circuits de commande d'IGBT de forte puissance" Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Novembre 2005.
- [PIERRE-07] **PIERRE LEFRANC, DOMINIQUE BERGOGNE** "State of the art of dv/dt and di/dt control of insulated gate power switches Bruxelles Belgium 2007".
- [RAJAPAKSE-05] **A.D. RAJAPAKSE, A. M. GOLE, AND P. L. WILSON** "Approximate Loss Formulae for Estimation of IGBT Switching Losses through EMTP-type Simulations" International Conference on Power Systems Transients (IPST'05) in Montreal, Canada on June 19-23, 2005.
- [RAMI-09] **RAMI MOUSSA** " Caractérisation, modélisation et intégration de JFET de puissance en carbure de silicium dans des convertisseurs haute température et haute tension" Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Juin 2009.
- [RODOLPHE-07] **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.
- [RUFER-00] **A.RUFER, P.BARRADE** " Cours d'Electronique de Puissance" Laboratoire d'Electronique Industrielle, Ecole Polytechnique

Fédérale de Lausanne’’2000.

- [**SERGE-05**] **SERGE PITTET** “Modélisation physique d’un transistor de puissance IGBT-Traînée en tension à l’enclenchement”. Thèse de doctorat de l’Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.2005.
- [**SHIHONG-01**] **SHIHONG PARK, THOMAS M.JAHNS** “Flexible dv/dt and di/dt Control Method for Insulated Gate Power Switches” University of Wisconsin – Madison USA 2001.
- [**STEFFEN-06**] **STEFFEN BERNET** “State of the Art and Developments of Medium Voltage Converters – An Overview” *Przeglad Electrotechniczny* (Electrical review), May 2006, Volume 82, N° 5.
- [**STEPHANE- 04**] **STEPHANE LEFEBRE, FRANCIS MISEREY** livre “composants à semi- conducteur pour l’électronique de puissance” Conservatoire National des Art et Métier –Paris, 2004.
- [**STEVEN-06**] **STEVEN BOEYKENS** “development of Gan/Sic components for power applications ” Inter universitair Micro-Elektronica Centrum vzw Kapeldreef 75, B-3001 Leuven, België ,Juni 2006.
- [**THEIR-09**] **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.
- [**VALLON -03**] **JÉRÔME VALLON** “ Introduction à l’étude de fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes” Thèse de doctorat de l’Institut National polytechnique de Toulouse. Décembre 2003.
- [**WEI-02**] **WEI MI** “ Extraction des paramètres et domaine de validité du modèle d’un composant de puissance’’. Thèse de doctorat de l’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Juillet 2002.
- [**YUANCHENG-06**] **YUANCHENG REN, MING XU, JINGHAI ZHOU, AND FRED** “Analytical Loss Model of Power MOSFET”. *IEEE transactions on power electronics*, Vol.21, No.2, March 2006.
- [**UWE-05**] **UWE DROFENIK JOHANN W. KOLAR** “A General Scheme for Calculating Switching- and Conduction-Losses of Power Semiconductors in Numerical Circuit Simulations of Power Electronic Systems”.*International Power Electronics Conference* 2005.

Annexe
Document constructeur (Data sheet)
du composant IGBT utilisé



STGY50NC60WD

50 A, 600 V, ultra fast IGBT

Features

- Very high frequency operation
- Low C_{RES} / C_{IES} ratio (no cross-conduction susceptibility)
- Very soft ultra fast recovery antiparallel diode

Applications

- Very high frequency inverters, UPS
- HF, SMPS and PFC in both hard switch and resonant topologies
- Motor drivers
- Welding

Description

This IGBT utilizes the advanced Power MESH™ process resulting in an excellent trade-off between switching performance and low on-state behavior.

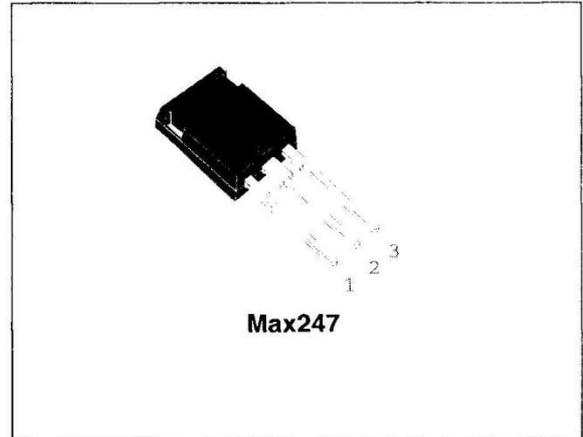


Figure 1. Internal schematic diagram

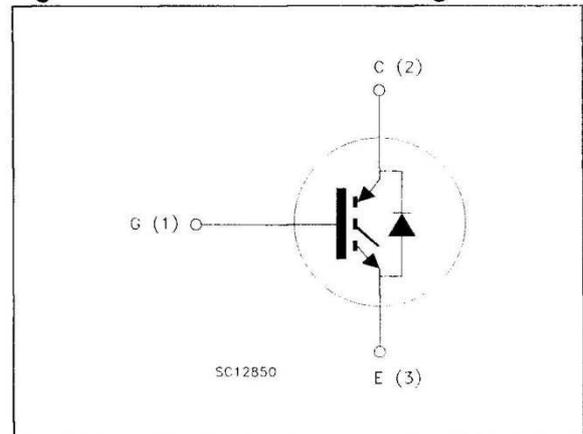


Table 1. Device summary

Order code	Marking	Package	Packaging
STGY50NC60WD	GY50NC60WD	Max247	Tube

Contents

- 1 Electrical ratings 3**
- 2 Electrical characteristics 4**
 - 2.1 Electrical characteristics (curves) 7
- 3 Test circuit 10**
- 4 Package mechanical data 11**
- 5 Revision history 13**



1 Electrical ratings

Table 1. Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CES}	Collector-emitter voltage ($V_{GE} = 0$)	600	V
$I_C^{(1)}$	Collector current (continuous) at $T_C = 25\text{ °C}$	110	A
$I_C^{(1)}$	Collector current (continuous) at $T_C = 100\text{ °C}$	50	A
$I_{CL}^{(2)}$	Turn-off latching current	180	A
$I_{CP}^{(3)}$	Pulsed collector current	180	A
I_F	Diode RMS forward current at $T_C = 25\text{ °C}$	30	A
I_{FSM}	Surge not repetitive forward current ($t_p=10\text{ ms}$ sinusoidal)	120	A
V_{GE}	Gate-emitter voltage	± 20	V
P_{TOT}	Total dissipation at $T_C = 25\text{ °C}$	278	W
T_j	Operating junction temperature	-55 to 150	°C

1. Calculated according to the iterative formula:

$$I_C(T_C) = \frac{T_{j(max)} - T_C}{R_{thj-c} \times V_{CE(sat)(max)}(T_{j(max)}, I_C(T_C))}$$

2. $V_{clamp} = 80\%$ of V_{CES} , $T_j = 150\text{ °C}$, $R_G = 10\ \Omega$, $V_{GE} = 15\text{ V}$

3. Pulse width limited by max. temperature allowed

Table 2. Thermal resistance

Symbol	Parameter	Value	Unit
$R_{thj-case}$	Thermal resistance junction-case IGBT max.	0.45	°C/W
$R_{thj-case}$	Thermal resistance junction-case diode max.	1.5	°C/W
$R_{thj-amb}$	Thermal resistance junction-ambient max.	50	°C/W

2 Electrical characteristics

($T_{CASE} = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified)

Table 3. Static

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)CES}$	Collector-emitter breakdown voltage ($V_{GE} = 0$)	$I_C = 1\text{ mA}$	600			V
$V_{CE(sat)}$	Collector-emitter saturation voltage	$V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 40\text{ A}$ $V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 40\text{ A}, T_C = 125\text{ °C}$		2.1 1.9	2.6	V V
$V_{GE(th)}$	Gate threshold voltage	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\text{ }\mu\text{A}$	3.75		5.75	V
I_{CES}	Collector cut-off current ($V_{GE} = 0$)	$V_{CE} = 600\text{ V}$ $V_{CE} = 600\text{ V}, T_C = 125\text{ °C}$			500 5	μA mA
I_{GES}	Gate-emitter leakage current ($V_{CE} = 0$)	$V_{GE} = \pm 20\text{ V}$			± 100	nA
g_{fs}	Forward transconductance	$V_{CE} = 15\text{ V}, I_C = 40\text{ A}$		25		S

Table 4. Dynamic

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
C_{ies}	Input capacitance	$V_{CE} = 25\text{ V}, f = 1\text{ MHz},$ $V_{GE} = 0$		4700		pF
C_{oes}	Output capacitance			410		pF
C_{res}	Reverse transfer capacitance			90		pF
Q_g	Total gate charge	$V_{CE} = 390\text{ V}, I_C = 40\text{ A},$		195		nC
Q_{ge}	Gate-emitter charge	$V_{GE} = 15\text{ V},$		32		nC
Q_{gc}	Gate-collector charge	Figure 16		82		nC

Table 5. Switching on/off (inductive load)

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{CC} = 390\text{ V}, I_C = 40\text{ A}$		52		ns
t_r	Current rise time	$R_G = 10\ \Omega, V_{GE} = 15\text{ V},$ <i>Figure 17, Figure 15</i>		17		ns
$(di/dt)_{on}$	Turn-on current slope			2400		A/ μ s
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{CC} = 390\text{ V}, I_C = 40\text{ A}$ $R_G = 10\ \Omega, V_{GE} = 15\text{ V},$ $T_C = 125\text{ }^\circ\text{C}$ <i>Figure 17, Figure 15</i>		50		ns
t_r	Current rise time			19		ns
$(di/dt)_{on}$	Turn-on current slope			2020		A/ μ s
$t_{r(Voff)}$	Off voltage rise time	$V_{CC} = 390\text{ V}, I_C = 40\text{ A}$		31		ns
$t_{d(Voff)}$	Turn-off delay time	$R_G = 10\ \Omega, V_{GE} = 15\text{ V},$ <i>Figure 17, Figure 15</i>		240		ns
t_f	Current fall time			35		ns
$t_{r(Voff)}$	Off voltage rise time	$V_{CC} = 390\text{ V}, I_C = 40\text{ A}$ $R_G = 10\ \Omega, V_{GE} = 15\text{ V},$ $T_C = 125\text{ }^\circ\text{C}$ <i>Figure 17, Figure 15</i>		59		ns
$t_{d(Voff)}$	Turn-off delay time			280		ns
t_f	Current fall time			63		ns

Table 6. Switching energy (inductive load)

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$E_{on}^{(1)}$	Turn-on switching losses	$V_{CC} = 390\text{ V}, I_C = 40\text{ A}$		365	470	μ J
$E_{off}^{(2)}$	Turn-off switching losses	$R_G = 10\ \Omega, V_{GE} = 15\text{ V},$ <i>Figure 15</i>		560	790	μ J
E_{ts}	Total switching losses			925	1260	μ J
$E_{on}^{(1)}$	Turn-on switching losses	$V_{CC} = 390\text{ V}, I_C = 40\text{ A}$ $R_G = 10\ \Omega, V_{GE} = 15\text{ V},$ $T_C = 125\text{ }^\circ\text{C}$ <i>Figure 15</i>		635		μ J
$E_{off}^{(2)}$	Turn-off switching losses			910		μ J
E_{ts}	Total switching losses			1545		μ J

1. E_{on} is the turn-on losses when a typical diode is used in the test circuit in *Figure 18*. If the IGBT is offered in a package with a co-pak diode, the co-pak diode is used as external diode. IGBTs & Diode are at the same temperature (25°C and 125°C)
2. Turn-off losses include also the tail of the collector current

Table 7. Collector-emitter diode

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_F	Forward on-voltage	$I_F = 40 \text{ A}$		3.2		V
		$I_F = 40 \text{ A}, T_C = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		2.2		V
t_{rr}	Reverse recovery time	$I_F = 40 \text{ A}, V_R = 50 \text{ V},$ $di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$		55		ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge	<i>Figure 18</i>		100		nC
I_{rrm}	Reverse recovery current	<i>Figure 18</i>		3.6		A
t_{rr}	Reverse recovery time	$I_F = 40 \text{ A}, V_R = 50 \text{ V},$ $T_C = 125 \text{ }^\circ\text{C},$ $di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$ (<i>Figure 18</i>)		164		ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge			525		nC
I_{rrm}	Reverse recovery current			6.4		A

2.1 Electrical characteristics (curves)

Figure 1. Output characteristics

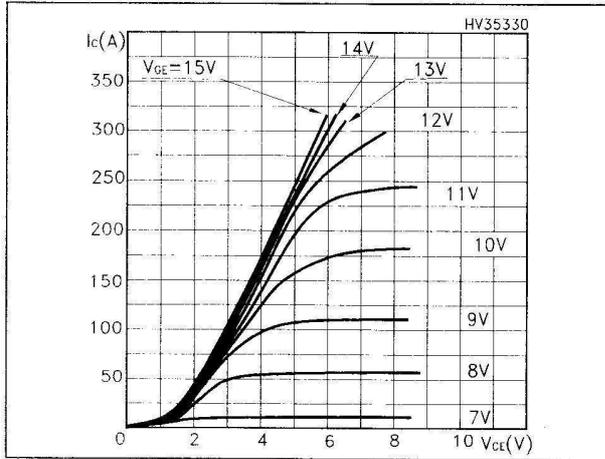


Figure 2. Transfer characteristics

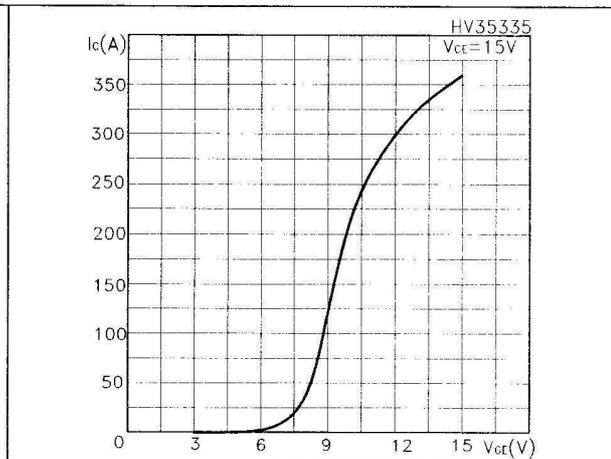


Figure 3. Transconductance

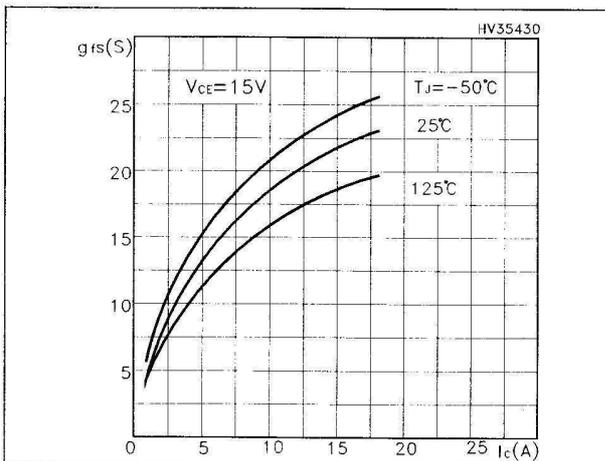


Figure 4. Collector-emitter on voltage vs temperature

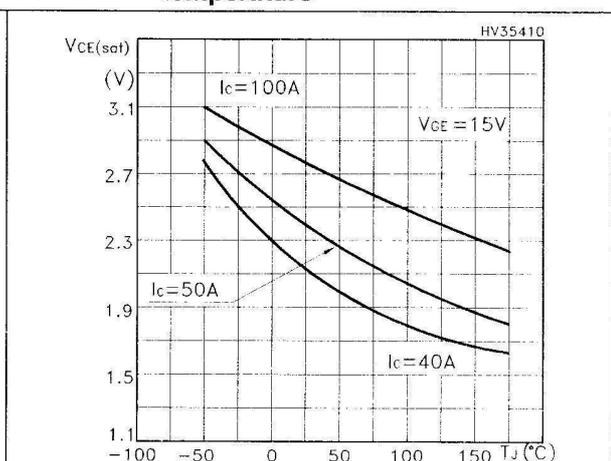


Figure 5. Gate charge vs gate-source voltage Figure 6. Capacitance variations

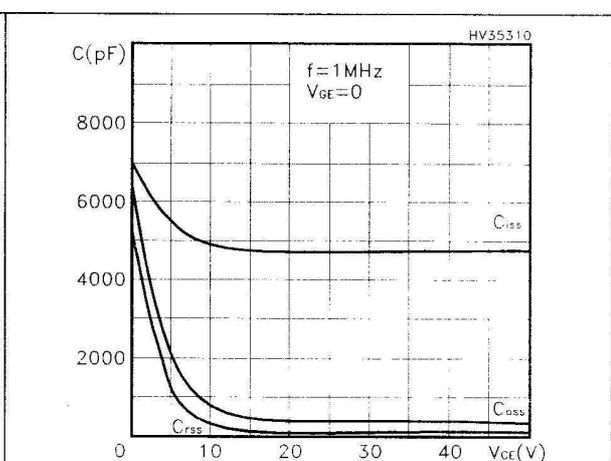
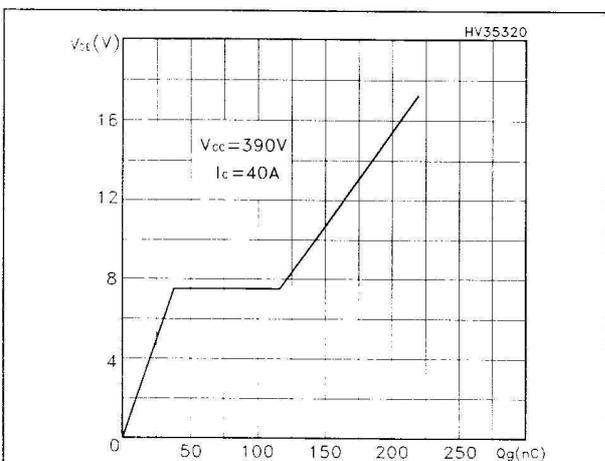


Figure 7. Normalized gate threshold voltage vs temperature

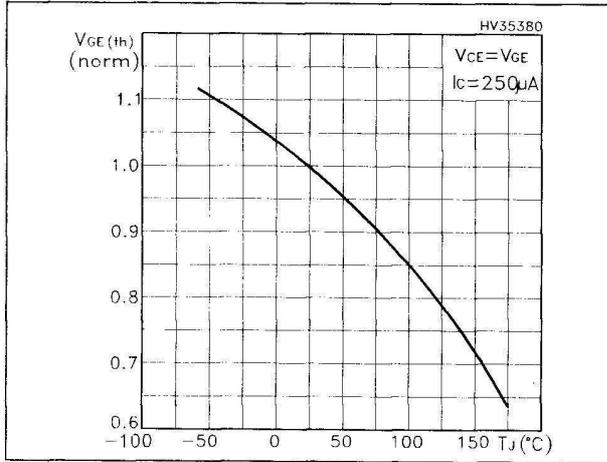


Figure 8. Collector-emitter on voltage vs collector current

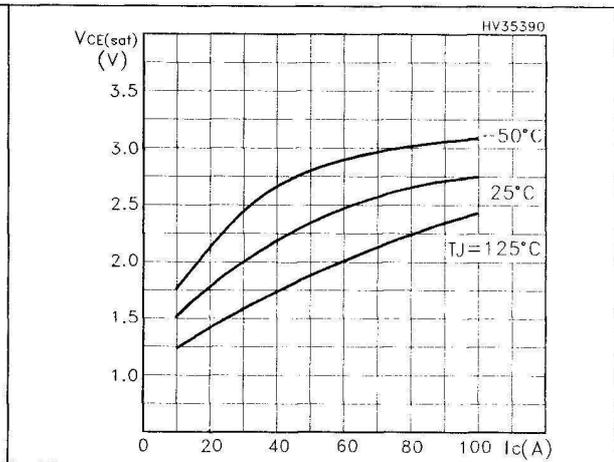


Figure 9. Normalized breakdown voltage vs temperature

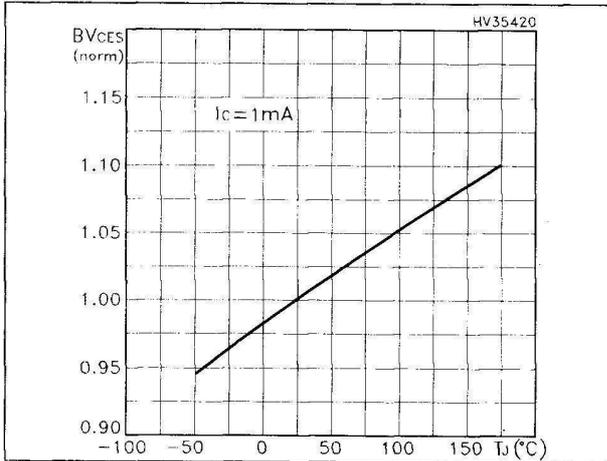


Figure 10. Switching losses vs temperature

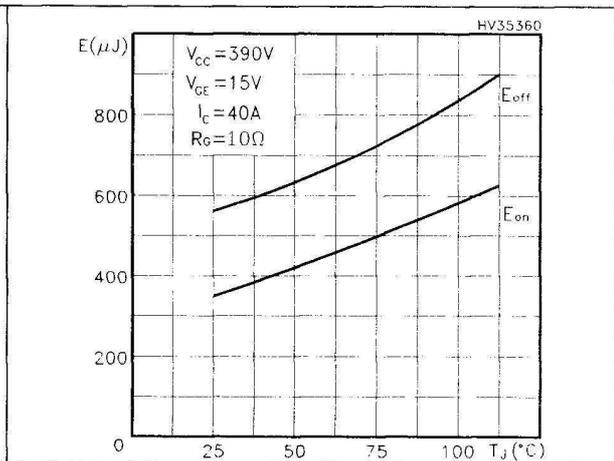


Figure 11. Switching losses vs gate resistance

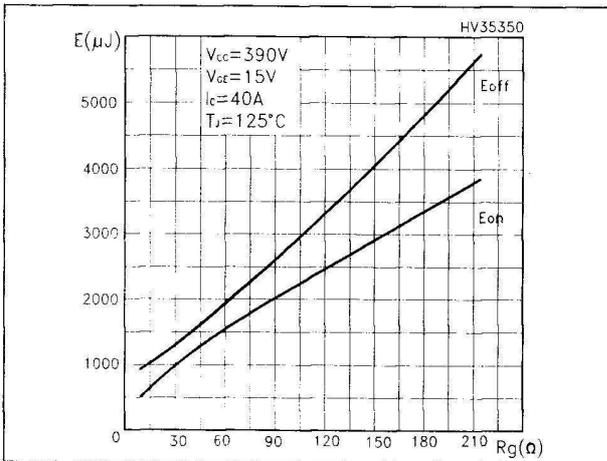


Figure 12. Switching losses vs collector current

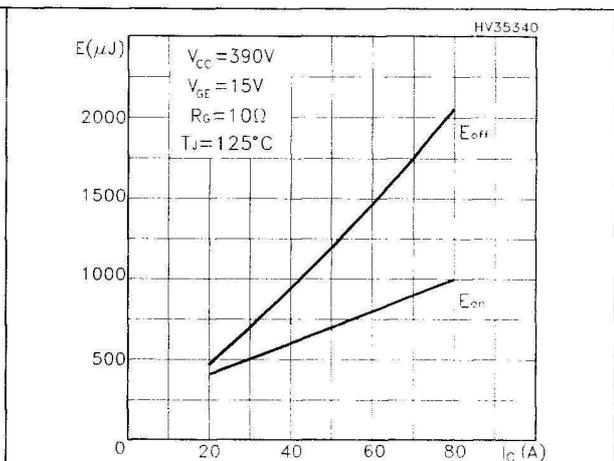


Figure 13. Turn-off SOA

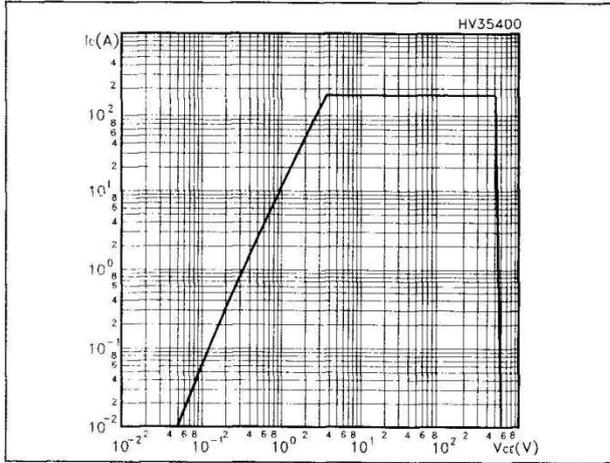
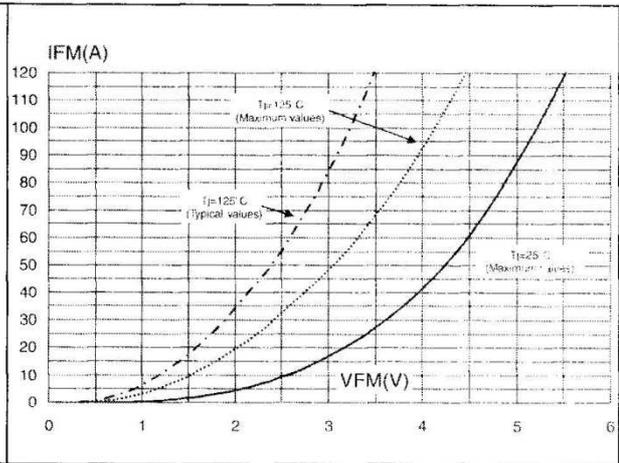


Figure 14. Forward voltage drop vs. forward current



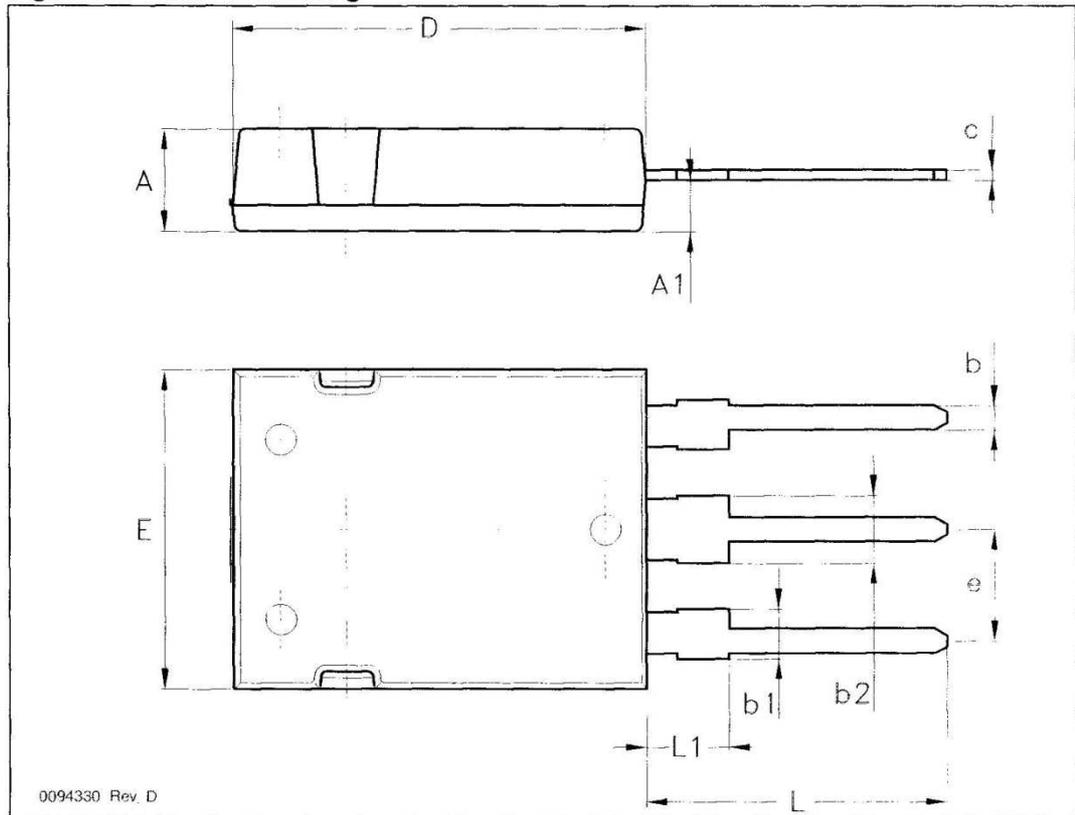
4 Package mechanical data

In order to meet environmental requirements, ST offers these devices in different grades of ECOPACK® packages, depending on their level of environmental compliance. ECOPACK® specifications, grade definitions and product status are available at: www.st.com. ECOPACK® is an ST trademark.

Table 8. Max247 mechanical data

Dim.	mm		
	Min.	Typ.	Max.
A	4.70		5.30
A1	2.20		2.60
b	1.00		1.40
b1	2.00		2.40
b2	3.00		3.40
c	0.40		0.80
D	19.70		20.30
e	5.35		5.55
E	15.30		15.90
L	14.20		15.20
L1	3.70		4.30

Figure 19. Max247 drawing



5 Revision history

Table 9. Document revision history

Date	Revision	Changes
09-Oct-2006	1	Initial release.
07-May-2007	2	Complete version
02-Jul-2007	3	Modified value on <i>Table 2: Thermal resistance</i>
04-Nov-2008	4	<i>Table 8: Max247 mechanical data</i> and <i>Figure 19: Max247 drawing</i> have been updated.
09-Jan-2009	5	<i>Figure 13: Turn-off SOA</i> has been updated.

Please Read Carefully:

Information in this document is provided solely in connection with ST products. STMicroelectronics NV and its subsidiaries ("ST") reserve the right to make changes, corrections, modifications or improvements, to this document, and the products and services described herein at any time, without notice.

All ST products are sold pursuant to ST's terms and conditions of sale.

Purchasers are solely responsible for the choice, selection and use of the ST products and services described herein, and ST assumes no liability whatsoever relating to the choice, selection or use of the ST products and services described herein.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted under this document. If any part of this document refers to any third party products or services it shall not be deemed a license grant by ST for the use of such third party products or services, or any intellectual property contained therein or considered as a warranty covering the use in any manner whatsoever of such third party products or services or any intellectual property contained therein.

UNLESS OTHERWISE SET FORTH IN ST'S TERMS AND CONDITIONS OF SALE ST DISCLAIMS ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTY WITH RESPECT TO THE USE AND/OR SALE OF ST PRODUCTS INCLUDING WITHOUT LIMITATION IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE (AND THEIR EQUIVALENTS UNDER THE LAWS OF ANY JURISDICTION), OR INFRINGEMENT OF ANY PATENT, COPYRIGHT OR OTHER INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT.

UNLESS EXPRESSLY APPROVED IN WRITING BY AN AUTHORIZED ST REPRESENTATIVE, ST PRODUCTS ARE NOT RECOMMENDED, AUTHORIZED OR WARRANTED FOR USE IN MILITARY, AIR CRAFT, SPACE, LIFE SAVING, OR LIFE SUSTAINING APPLICATIONS, NOR IN PRODUCTS OR SYSTEMS WHERE FAILURE OR MALFUNCTION MAY RESULT IN PERSONAL INJURY, DEATH, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE. ST PRODUCTS WHICH ARE NOT SPECIFIED AS "AUTOMOTIVE GRADE" MAY ONLY BE USED IN AUTOMOTIVE APPLICATIONS AT USER'S OWN RISK.

Resale of ST products with provisions different from the statements and/or technical features set forth in this document shall immediately void any warranty granted by ST for the ST product or service described herein and shall not create or extend in any manner whatsoever, any liability of ST.

ST and the ST logo are trademarks or registered trademarks of ST in various countries.

Information in this document supersedes and replaces all information previously supplied.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics. All other names are the property of their respective owners.

© 2009 STMicroelectronics - All rights reserved

STMicroelectronics group of companies

Australia - Belgium - Brazil - Canada - China - Czech Republic - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States of America

www.st.com

Identification de Sujet

Département : ELECTROTECHNIQUE

N° de Référence :

Année d'inscription :

Etudiant Nom / Prénom : LOUNAS Fatma

Encadreur Nom / Prénom : M^r HADDAD Salah

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE

Option : Machine Electrique

Nature de thèse ou de mémoire :

Doctorat 3^o cycle LMD

Magister X

Doctorat

PGS

Autre précisé

Titre : Calcul des pertes dans les convertisseurs Statiques, Application du modèle moyen et du modèle instantané.

Mots-Clés : Pertes par conduction, Pertes par commutation, IGBT ,diode PIN, méthode analytique, méthode des énergies .

Résumé :

le calcul des pertes par conduction et par commutation dans un hacheur est demandé, Le travail consiste au calcul des pertes en utilisant le modèle instantané, qui consiste à modéliser et à simuler un hacheur à transition. Dans ce modèle, les semi conducteurs ne sont pas représentés par des interrupteurs parfaits mais par un modèle, se rapprochant beaucoup plus de la réalité.

Le modèle instantané est basé sur les formes réelles de courants et des tensions des semi conducteurs pendant les deux phases, de conduction et de commutation, le calcul des pertes se fera par intégration numérique à chaque instant du produit des deux grandeurs précédemment cité. Une description de la méthode des énergies ainsi que les résultats obtenus en utilisant cette méthode sont présentés dans ce travail.

Cadre réservé au CERIST

N° du formulaire :

Date de réception :

Date de Validation :

Le CERIST informe-les concernés, que tout formulaire mal rempli ne serait pas pris en considération dans l'opération de signalement, et aucune réponse ne serait retournée au doctorant.

