#### REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU



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

# THESE de DOCTORAT

# En Electrotechnique

Présenté par

#### **KACHENOURA Rahma**

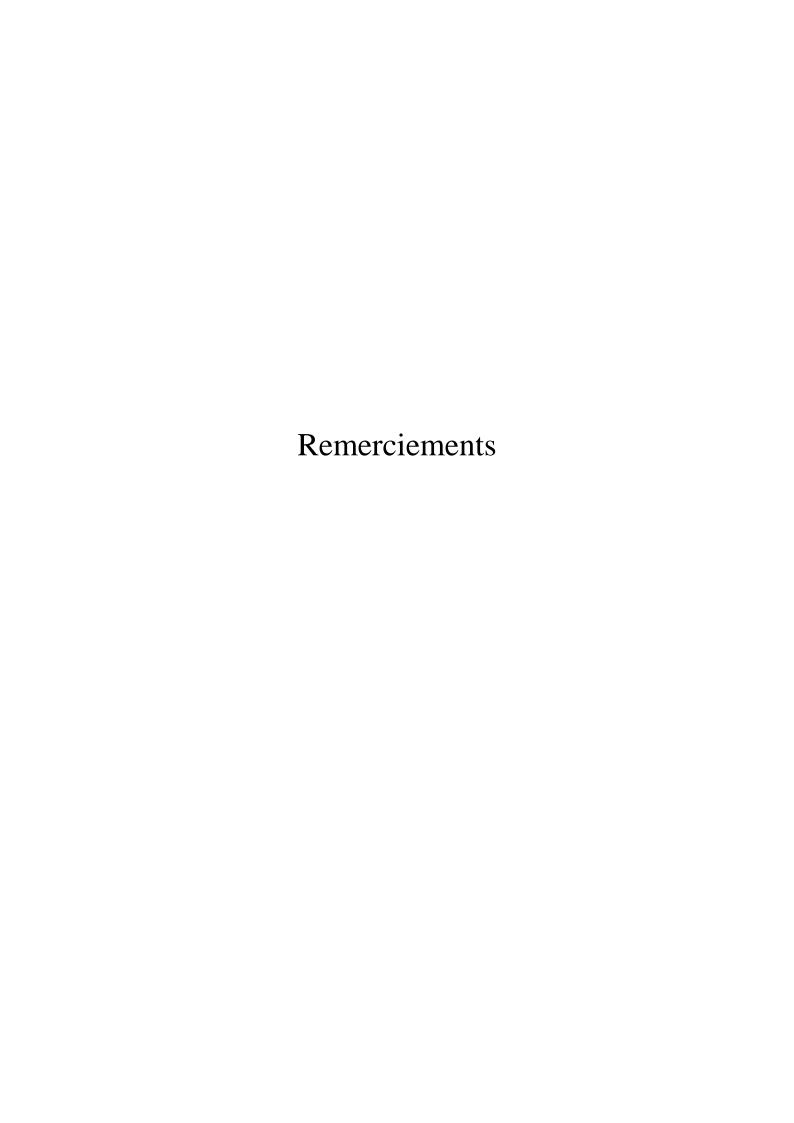
Magister en Electrotechnique

# Sujet:

# Etude des pertes dans les convertisseurs statiques

Soutenu publiquement le 16/06/2015 devant le jury d'examen composé de :

Mohammed MEGHERBI	Professeur, UMMTO	Président
Nacereddine BENAMROUCHE	Professeur, UMMTO	Rapporteur
Salah HADDAD	Professeur, UMMTO	Examinateur
El Madjid BERKOUK	Professeur, ENP, ALGER	Examinateur
Hamid BENTERZI	Professeur, UMB, BOUMERDES	Examinateur
Toufik REKIOUA	Professeur, UAM, BEJAIA	Examinateur



J'adresse mes sincères remerciements à mon directeur de thèse, Monsieur Nacereddine Benamrouche, Professeur au Département d'Electrotechnique à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou et Directeur du Laboratoire des Technologies Avancées du Génie Electrique (LATAGE). Je le remercie surtout pour son soutien perpétuel, la liberté d'action qu'il ma offerte et sa grande confiance en moi.

Monsieur Mohammed Megherbi, Professeur au Département d'Electrotechnique et Président du Comité Scientifique du Département a accepté de présider le jury de soutenance, qu'il trouve ici l'expression de mes sincères remerciements.

Monsieur Salah Haddad, Professeur au Département d'Electrotechnique de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou a bien voulu consacrer du temps à examiner le présent travail en prenant part au jury. Qu'il reçoive ici mes remerciements les plus chaleureux.

Je remercie énormément Monsieur Toufik Rekioua, Professeur à l'Université Abderrahmane Mira de Béjaïa pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Monsieur El Madjid Berkouk, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, a accepté de participer au jury de soutenance, je le remercie fortement pour cela.

Je remercie également Monsieur Hamid Benterzi, Professeur à l'Université M'hamed Bougara de Boumerdes pour avoir accepté de se joindre au jury de ma thèse.

En dehors du cadre de cette thèse, que Messieurs Salah Haddad et Mohammed Megherbi trouvent ici l'expression de mon profond respect. Je les remercie pour leurs encouragements durant tout mon cursus, leurs amitiés, la symbolique qu'ils représentent au sein du département d'électrotechnique, et particulièrement pour leurs abnégations.

S'il y a une personne que je dois remercier et à qui je souhaite dédier cette thèse c'est bien mon amie Madame Ferroudja Bitam-Megherbi, enseignante au Département d'Electrotechnique. C'est une personne que j'ai beaucoup appréciée tant d'un point de vue professionnel qu'humain. Je ne suis pas prêt d'oublier le long chemin que l'on a pu faire ensemble.

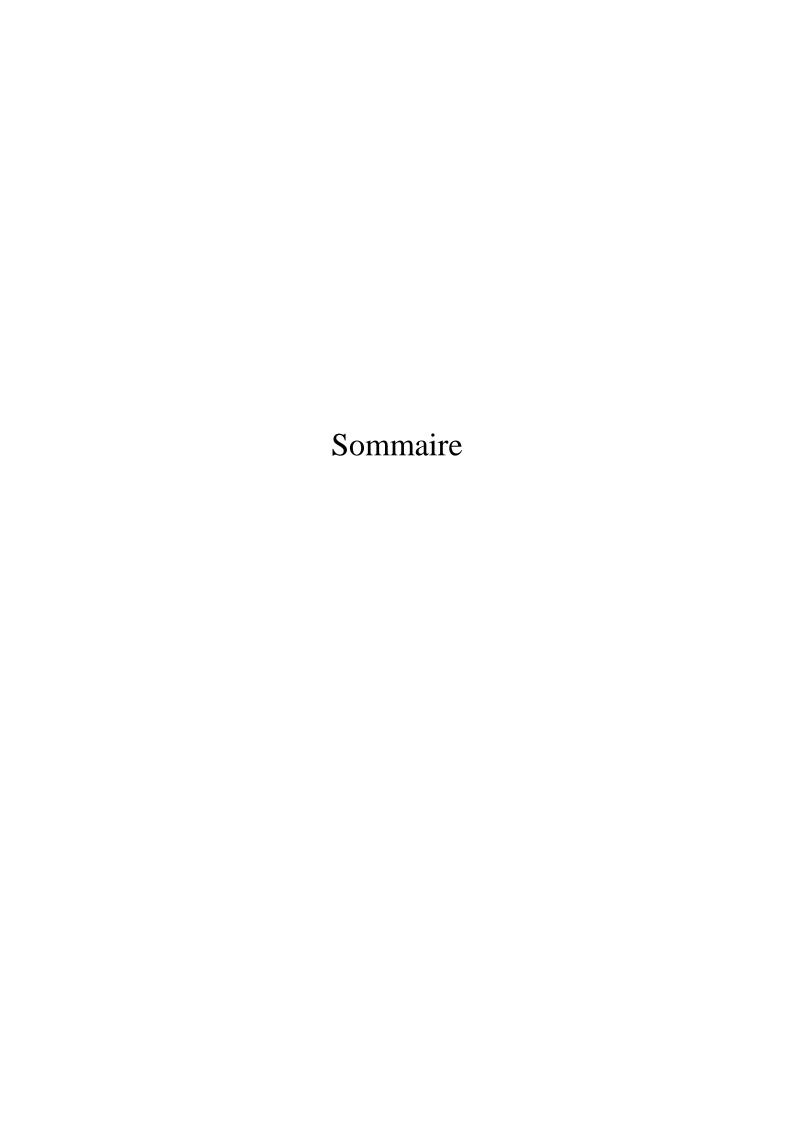
Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants de l'équipe du Laboratoire d'Electronique de Puissance du Département d'Electrotechnique. J'ai particulièrement apprécié votre compagnie et travailler avec vous m'a beaucoup apporté.

Je remercie le staff administratif du Département d'Electrotechnique. Que Monsieur Mustapha Moudoud, Chef du Département et Monsieur Chafik Birouche, Chef de Département Adjoint à la Pédagogie trouvent ici ma sincère reconnaissance pour le climat de travail convivial qu'ils ont instauré au niveau de notre département.

Je remercie également un certain nombre d'enseignants du département d'électrotechnique, la liste étant longue je citerais parmi eux : Monsieur Omar Amrani actuellement en retraite, Monsieur Salah Osmani, Monsieur Mohamed Imache, Monsieur Slimane Rabhallah, Monsieur Karim Hadj-Said....

Je ne sais comment je pourrais remercier mes parents (ma mère, mes frères et sœurs, mes neveux et nièces, mes belles sœurs et beaux-frères). Les mots me manquent pour exprimer comme je le voudrais toute ma gratitude. Je ne pourrais oublier de remercier mes cousines, mes tantes et particulièrement mon oncle maternel Mohand.

Un grand merci à tous mes amis, qui se trouvent soit à l'université en tant que doctorants, administrateurs ou autres à l'extérieur, je pense particulièrement à Ourdia et Karima



Chapitre 1: Problématique	des	pertes	dans	les	convertisseurs	de	l'électronique	de
puissance								

1.1 Introduct	ion		11
1.2 Les défis	de l'élect	ronique de puissance	12
1.3 Augment	ation de l	a puissance commutée	14
1.3.1	Augment	ation du courant	15
		ation de la tension bloquée	
		ation de la fréquence	
1.3.4	Structure	et type de conversion à assurer	16
1.4 Présenta	tion de la	problématique liée aux pertes	17
1.4.1	Pertes pa	ur conduction	18
1.4.2	Pertes à l	l'état bloqué	19
1.4.3	Pertes pa	r commutation	20
1.5 Le refroi	dissemen	t des composants	22
1.6 Aire de s	sécurité	- 	24
1.7 Conclusion	on		27
diode PiN	. Descrip	otion et étude du fonctionnement des transistors IGBT o	et de la
2.1 Introduc	tion		29
2.2 Notions	de base s	ur la physique des semi-conducteurs	30
2.3 Structure	physique	de l'IGBT	31
2.3.1	Les diffe	érents types de technologie 2D des IGBT	33
	2.3.1.1	Technologie NPT (Non Punch Trough) ou homogène	
	2.3.1.2	Technologie PT (Punch Trough) ou épitaxiée	34
	2.3.1.3	Comparaison entre les deux technologies (NPT et PT)	34
	2.3.1.4	Les technologies FS, LPT, SPT, IEGT, CSTBT, HIGT	35
	2.3.1.5	La technologie à grille en tranchée ou à grille enterrée (Trencl	h
2.3.2	Modélisa	ntion des IGBTs	36

# Sommaire

2.3.3 Modélisation des effets capacitifs des puces IGBT	37
2.4 Principe de fonctionnement de L'IGBT	42
2.4.1 Phase Statique	42
a : État bloqué	43
b : État passant	43
2.4.2 Phase Dynamique.	44
a : Phase d'amorçage	44
b : Phase de Blocage	45
2.5 Principe de la diode PiN	46
2.5.1 Comportement statique de la diode PiN	46
2.5.1.1 Etat passant (polarisation directe)	46
2.5.1.2 Etat bloqué (polarisation inverse).	47
2.5.2 Comportements dynamiques de la diode PiN	47
2.5.2.1 Commutation à la fermeture.	48
2.5.2.2 Commutation à l'ouverture.	49
2.6 Conclusion.	50
3.1 Introduction.	53
3.2 Modélisation de l'IGBT et de la diode PiN	
3.2.1 Commutation du blocage à la conduction (off-on)	
3.2.2 Commutation de la conduction au blocage (on-off)	
3.3 Commutation de la diode PiN à l'ouverture	
3.4 Les pertes dans les semis conducteurs de puissance	59
3.4.1 Pertes par conduction.	60
3.4.2 Pertes par commutation.	60
3.5 Résultats de simulation	62
3.5.1 Sans prise en compte des pertes dans la diode	62
3.5.2 Avec prise en compte du phénomène de recouvrement de la diode	69
3.6 Interprétations des résultats	74
3.6.1 Phase de commutation au blocage (on-off)	74
3.6.2 Phase de blocage	75
3.6.3 Phase de commutation à l'amorçage (off-on)	75

# Sommaire

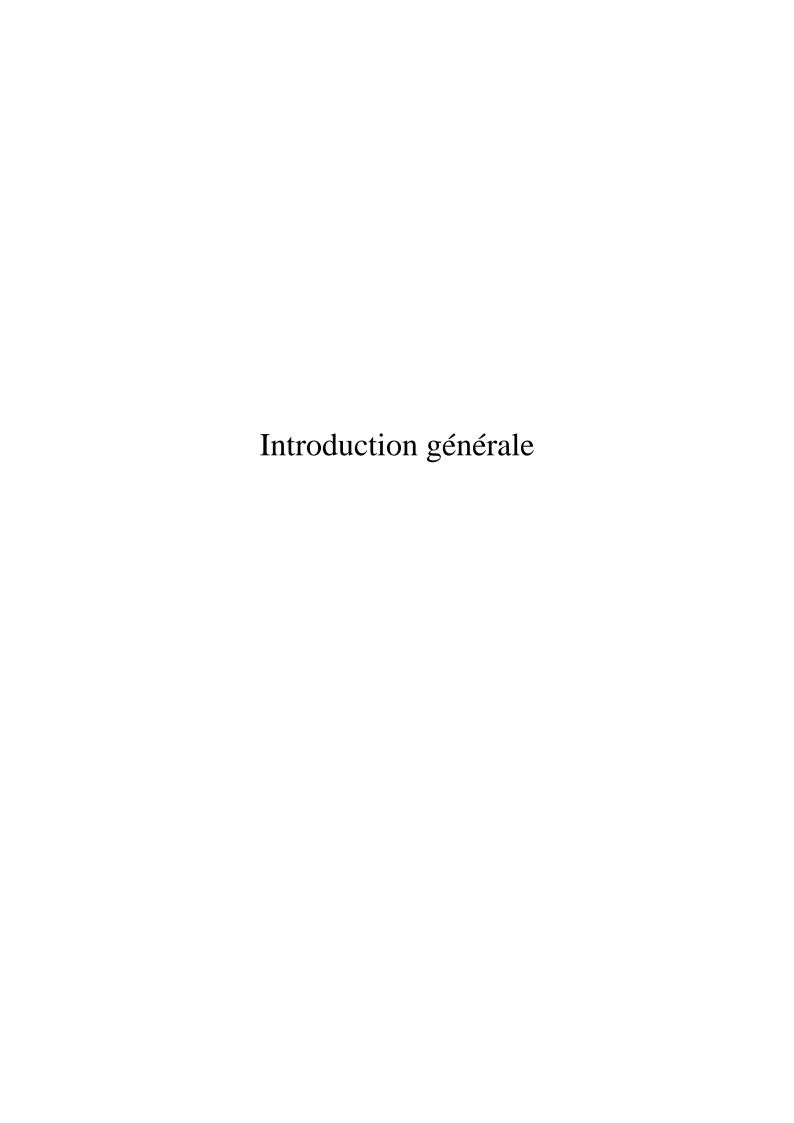
3.6.4 Phase de conduction	75
3.7 Conclusion.	76
Chapitre 4 : Méthode de calcul des pertes basée sur une approche par système d'éta	t
4.1 Introduction	78
4.2 Modélisation du transistor IGBT	79
4.2.1 Modélisation des effets capacitifs	80
4.2.2 Mise au blocage	82
4.2.3 Mise à l'amorçage	86
4.3 Analyse du circuit.	89
4.3.1 Phase de commutation en tension et en courant (comportement MOSFET) .	89
4.3.2 Phase de la trainée en courant (blocage: phase 5)	92
4.3.2 Phase du recouvrement de la diode (amorçage: phase 3)	92
4.4 Conclusion:	92
Chapitre 5 : Simulation, résultats, analyse et interprétation pour le modèle basé su approche par système d'état	r une
5.1. Introduction	93
5.2 Synoptique développé sous Matlab/Simulink	94
5.3 Description d'un diagramme de commutation pour un IGBT selon le datasheet	95
5.4 Résultats de simulation	97
5.4.1 Résultats de simulation pour le point de fonctionnement de base	97
5.4.2 Influence des inductances parasites	102
a: Inductance de grille	102
b : inductance de câblage	105
5.4.3: Influence de la résistance R <sub>g</sub>	107
5.4.4: Influence de la tension du bus continu	110
5.5 Conclusion	112

# Sommaire

# Chapitre 6 : Calcul des pertes par la méthode des énergies dans une cellule de commutation

6.1 Introduction.	115
6.2 Introduction à la modélisation électrothermique pour les dispositifs électron	iques de
puissance	115
6.3 Phénomènes physiques intervenants dans les composants semi-conducteurs	117
6.4 Modèle d'estimation de la dissipation énergétique dans les semi-conducteurs	118
6.4.1 Approche du calcul des énergies en commutation	118
6.4.1 Utilisation des données datasheet	118
6.4.2 Pertes par conduction dans L'IGBT et la diode PiN	121
6.5 Signal de commande et courant dans la cellule	122
6.6 Modélisation électrothermique par circuit équivalent naturel	124
6.7 Résultat de simulation	126
6.8 Interprétation	132
6.9 Conclusion.	133

# Conclusion générale



L'électronique de puissance a pris beaucoup d'importance avec le développement industriel et la diversification ainsi que les exigences techniques de son utilisation. Elle touche tous les domaines où un traitement d'énergie est nécessaire. Les puissances traitées s'étalent de quelques mW jusqu'au GW. Ceci est d'autant plus vrai que tout circuit électronique a besoin d'une alimentation en énergie qui doit être conforme aux conditions et aux restrictions du futur. Ainsi, une utilisation efficace de la puissance est non seulement avantageuse mais aussi indispensable.

Le domaine d'application des convertisseurs de l'électronique de puissance s'étend des alimentations pour des équipements, tels que ceux utilisés au niveau des télécommunications, ou les alimentations en énergie pour l'électronique grand public (comme les ordinateurs portatifs, les téléphones mobiles, etc...) jusqu'à la production et le transport de l'énergie, surtout les énergies renouvelables. Ce type de source exige des convertisseurs de puissance qui doivent s'adapter à leur nature qu'elle soit électromécanique, électrochimique ou autre, avec la charge, qui est dans de nombreux cas, le réseau de distribution [1, 2].

Chaque champ spécifique d'application de l'électronique de puissance exige des topologies différentes de convertisseurs, différents composants semi-conducteurs et des contraintes imposées par les normes exigées par le domaine d'utilisation [3, 4]. Cependant, le concept général d'un circuit de commutation « convertisseur de l'électronique de puissance » avec des composants passifs comme éléments de stockage d'énergie reste essentiellement le même. Une importante restriction est qu'un convertisseur de puissance devrait être conçu de telle manière que les ajustements maximaux de puissance à l'intérieur correspondent à l'espace disponible pour mettre en application le convertisseur. Seulement, juger le convertisseur uniquement sur la base de sa densité de puissance est quelque peu insuffisant. Par exemple, un convertisseur pour l'électronique grand public devrait être le moins coûteux possible pour résister à la concurrence sur le marché. La conception d'un convertisseur avec la densité de puissance la plus élevée signifie une utilisation des meilleurs composants disponibles : le résultat inévitable est que le produit est onéreux [5]. Cet exemple simple montre que l'objectif de garder la densité de puissance la plus élevée possible en maintenant un coût acceptable est un vrai dilemme. Celui-ci est finalement résolu par le concepteur qui juge de l'importance des exigences. Dans la pratique, un concepteur habile explore plusieurs scénarii et choisit celui qui, à son avis, forcément subjectif, est le meilleur. Autrement dit,

quand on crée une nouvelle conception, des conditions contradictoires multiples doivent être satisfaites et des solutions possibles multiples doivent être explorées. Formellement, ce processus s'appelle la synthèse [2, 6, 7].

La synthèse peut être faite de plusieurs manières différentes. Par exemple, une approche directe consiste à concevoir et à établir de nombreux prototypes et ensuite avec différentes mesures et tests, on améliore les circuits. La situation où la simulation remplace la conception de prototypes est meilleure, puisque moins de temps et de matériaux sont consommés. Cependant, beaucoup de paramètres du convertisseur doivent encore être ajustés par le concepteur. Le choix de ces ajustements contient une part de subjectivité, et fortement de l'expérience antérieure du concepteur.

Une grande partie de la tâche de synthèse peut être exécutée par un programme machine, mais dans ce cas, le logiciel doit être spécialisé et sophistiqué. Concevoir un convertisseur de puissance signifie le caractériser dans les domaines électrique, thermique et magnétique. Quand la synthèse est exécutée à l'aide d'un ordinateur, les méthodes de simulation et les modèles correspondants pour ces trois domaines doivent être intégrés.

Malgré les progrès réalisés au niveau de la modélisation des convertisseurs de l'électronique de puissance, seule une catégorie limitée de modèles peut être utilisée pour une étude afin de concevoir un convertisseur. Des algorithmes sont évalués plusieurs fois. En d'autres termes, les techniques modernes d'optimisation, qu'elles soient déterministes ou stochastiques, recherchent le point optimal en calculant une fonction objective à plusieurs reprises. Passant d'un point de conception d'un candidat à l'autre, rend pratiquement impossible l'utilisation de modèles très précis et détaillés tels que ceux obtenus à partir de l'analyse par éléments finis ou des techniques similaires. Par conséquent, pour un calcul dimensionnel en électronique de puissance, la modélisation se résume généralement à une ou un ensemble d'équations algébriques (ou, dans de rares cas, différentielles ou intégrales) qui sont beaucoup plus faciles à évaluer sous forme d'un problème pouvant utiliser un calcul intensif. Il convient de mentionner que, dans certains domaines tels que les machines électriques, une pratique courante est désormais d'utiliser des modèles complexes d'éléments finis [8, 9] ou des modèles MATLAB complexes [10-13]. Cependant, l'utilisation de ces modèles est très limitée dans le cas de l'électronique de puissance.

Les critères de choix des modèles peuvent être basés sur la nature des variables de conception de degrés de liberté, ou la précision des modèles. Sous la désignation «pertes», on entend les problèmes énergétiques qui affectent, de façon plus ou moins prononcée, le rendement de la conversion de puissance, quel que soit le convertisseur. Ces pertes, inhérentes à chaque composant de puissance, caractérisent l'aptitude d'un composant à dissiper l'énergie qu'il reçoit de façon non utile, c'est-à-dire sous forme de chaleur. Ces pertes, produites par les semi-conducteurs, additionnées aux pertes produites par les autres composants (potentiellement plus faciles à évaluer), définissent le rendement de la conversion [1, 4, 6, 7, 14].

En général dans les convertisseurs statiques, les plus gros consommateurs d'énergie sont les semi-conducteurs, puis les différentes bobines et capacités [14, 15, 16].

Dans ce qui suit, nous allons présenter un état de l'art sur les approches de modélisation utilisées pour évaluer les pertes dans les convertisseurs de l'électronique de puissance, limitée uniquement aux semi-conducteurs à grille isolée.

Le calcul des pertes dans un semi-conducteur doit être effectué en fonction du type d'interrupteur et du circuit dans lequel il est inséré. En électronique de puissance, les transistors à grille isolée comme les transistors (IGBT) et les transistors à effet de champ (MOSFET) sont utilisés comme des interrupteurs de base, tandis que les diodes sont principalement utilisées pour assurer la roue libre, fournissant ainsi un chemin de retour pour le courant des transistors IGBT et MOSFET qui sont unidirectionnels. Les pertes dans les interrupteurs semi-conducteurs représentent une partie considérable des pertes totales d'un convertisseur d'électronique de puissance.

Aussi différentes techniques de modélisation précises de ces pertes sont nécessaires pour les calculer. En raison de la nature complexe des matériaux semi-conducteurs et du grand nombre de paramètres impliqués, la modélisation des mécanismes de calcul des pertes en fonction de la géométrie et d'autres caractéristiques au niveau du dispositif d'électronique de puissance est difficile. La plupart des travaux ne considèrent pas ces caractéristiques comme des variables de conception, c'est pourquoi un technicien qui veut réaliser un convertisseur, préfère à la place, choisir une démarche qui consiste à utiliser une base de données, et donc calculer les pertes à partir des informations fournies par les constructeurs

via le "datasheet" spécifique à chaque composant. Dans [12,13, 21, 22-25, 27, 30-33, 35, 37-40, 42, 47], au moins une partie des pertes dans les semi-conducteurs est calculée à partir des valeurs fournies par les "datasheet" ensuite une adaptation est faite par rapport à leur niveau d'utilisation surtout pour les calibres de tension et de courant.

Les pertes par conduction dans les transistors sont généralement calculées en utilisant une simple résistance équivalente de l'état du transistor dans la zone "Ohmique" [12,13, 20-22, 27, 30-33, 35, 38-41, 43, 47, 49]. Dans la plupart des références consultées, cette résistance (R<sub>ds,ON</sub>) est obtenue à partir de la fiche technique du transistor et est multipliée par le carré du courant efficace pour calculer ainsi les pertes par conduction [18, 19, 21, 22, 25, 27, 30-33, 35, 38-42, 50, 51]. D'autres travaux tentent de calculer (R<sub>ds,ON</sub>) avec des estimations, basées soit sur certaines caractéristiques au niveau du composant ou sur des caractéristiques opérationnelles du transistor. Ainsi, (R<sub>ds,ON</sub>) est obtenue à partir de la fiche technique et ensuite mise à l'échelle avec l'évolution de la température de jonction [26]. Dans [33], (R<sub>ds,ON</sub>) est mise à l'échelle avec une tension maximale de blocage. Dans [20], (R<sub>ds,ON</sub>) est calculée à partir de la surface de la puce du transistor. Dans [43, 47], (R<sub>ds,ON</sub>) est calculée à partir de la largeur du transistor en fonction de la tension appliquée sur sa grille. Dans [28, 29], (R<sub>ds,ON</sub>) est calculée en fonction de la température de jonction et du courant de charge sur la base des valeurs extraites des datasheets.

Les pertes par commutation des transistors dépendent fortement du type de convertisseur et de la stratégie de sa commande.

Dans les convertisseurs à commutation dure, les pertes d'énergie, pendant une période de fonctionnement, sont calculées en utilisant soit un schéma en capacité équivalente, [20, 35, 39, 41, 43, 47, 48, 52] soit le temps de montée et le temps de descente de la tension et du courant du transistor [21, 31, 33, 36-38, 42]. Dans d'autres références, l'énergie dissipée pendant la mise au blocage et la mise en conduction est directement utilisée pour calculer les pertes dues aux commutations [29, 30, 32], leurs valeurs sont rapportées à la tension ou au courant désirés. Dans certains articles [35, 39, 41], comme dans le cas de (R<sub>ds,ON</sub>), les capacités parasites équivalentes sont déduites uniquement à partir des datasheets. Tandis que dans d'autres, elles sont calculées ou mesurées en utilisant les caractéristiques géométriques

du dispositif semi-conducteur. Dans [52], la capacité équivalente change avec la largeur et la longueur de chaque transistor.

Dans les convertisseurs à commutation douce cependant, le calcul des pertes en commutation ne peut pas être effectué en utilisant les méthodes mentionnées ci-dessus. Par conséquent l'analyse détaillée de ces pertes est basée sur des équations empiriques. Dans [18, 19, 22-28], des équations empiriques ont été tirées de la mesure et ajustées à des résultats expérimentaux, et dans [52], les auteurs utilisent un modèle pour un convertisseur à résonance série-parallèle.

Le choix d'une méthode de calcul des pertes en conduction et en commutation d'un transistor dépend fortement du choix des variables qui devront être optimisées. Cependant, si les informations données par les datasheets sont utilisées pour calculer les pertes, elles doivent être ajustées pour refléter les changements en raison de l'environnement, de la tension et du courant de fonctionnement. Ces équations sont fortement non-linéaires et une mise à l'échelle n'est ni simple, ni précise [17].

En dehors des caractéristiques communes avec le transistor MOSFET, la chute de tension directe dans l'IGBT n'est pas purement résistive. Différentes façons de modélisation des pertes par conduction de l'IGBT existent dans la littérature, elles peuvent être résumées comme suit. Dans [44, 45], la chute de tension directe de l'IGBT a un terme constant « la chute de tension directe » et un terme non-linéaire dû à la «résistance dynamique », qui varie en fonction de la tension de commande de grille. Une équation similaire est utilisée dans [54], basée sur le modèle fourni dans [55], mais les détails sur la recherche des paramètres ne sont pas donnés. Dans [34] le deuxième terme de la chute de tension directe est considéré uniquement résistif. Dans cette approche, une partie fixe de la chute de tension directe est dérivée, sur la base de caractéristiques de commutation de l'IGBT, en utilisant un montage de teste sur les échantillons disponibles dans le commerce. La partie résistive est dérivée à partir des échantillons commerciaux basés sur le courant maximal de l'IGBT. Un modèle de pertes totales de l'IGBT et de la diode est utilisé dans [56-58], qui est basé sur le modèle présenté dans [59-61]. Ce modèle utilise MATLAB / Simulink pour le calcul des pertes en se basant sur des caractéristiques physiques de l'IGBT (la zone active et la largeur de la puce de l'IGBT, le niveau de dopage et la durée de vie des porteurs). Le modèle est bon pour un IGBT et une diode dans une cellule; toutefois, les circuits de l'électronique de puissance ne

peuvent pas être réduits à une cellule de commutation pour des modélisations fines. Ce modèle permet de calculer à la fois les pertes par conduction et par commutation. Pour les pertes par commutation, l'approche habituelle est de trouver l'énergie due aux commutations, le temps de montée, le courant et la tension [34, 36, 37, 44, 45] lors des phases dynamiques. Cependant, lors des phases transitoires de mise au blocage et de la mise en conduction, les phénomènes sont décrits par des équations non linéaires [62, 63]. Une interpolation linéaire est utilisée dans [64] pour trouver l'énergie dissipée durant la mise en conduction et au blocage, en tenant compte de l'effet de la résistance de grille.

Des outils logiciels commerciaux existent, mais ils ne sont capables que d'exécuter uniquement l'analyse, laissant la synthèse entièrement au concepteur. Par exemple, le " prototype virtuel " dans les trois domaines de conception est hors de portée du logiciel de Berkeley SPICE [69], qui est capable d'effectuer seulement des simulations électriques. En outre PLECS [72] et PSIM [73] ne sont dédiés que pour l'analyse des circuits de conversion de puissance.

La synthèse n'est pas simplement un "prototype virtuel ", mais également un "réglage" des paramètres du convertisseur pour obtenir les performances exigées par un cahier des charges. La conception finale est obtenue par la variation systématique des paramètres du convertisseur au moyen d'un algorithme suffisamment précis pour obtenir " le meilleur " convertisseur en termes des définitions du concepteur.

Bien que des composants thermiquement dépendants soient inclus dans PLECS, la rétroaction ascendante du domaine thermique au domaine électrique n'est pas nécessaire; PLECS ne contient aucune méthode pour concevoir les composants magnétiques. PSIM contient une méthode de conception, de transformation et un module de calculs thermiques, mais les inconvénients du module thermique sont identiques à ceux de PLECS.

La version commerciale de SPICE, contient un outil rudimentaire de synthèse qui s'appelle OrCAD Optimizer. Cependant, l'outil utilise uniquement un nombre limité de variables et emploie une méthode d'optimisation particulière basée sur un calcul de tangente. La méthode PSpice ne peut donc pas manipuler des variables d'espace discrètes. La conception magnétique et le modèle thermique ne peuvent être exécutés par PSpice.

De plus, les outils de simulation existants ne font pas le lien entre la géométrie des circuits imprimés « PCB » et le circuit électrique, laissant seulement la modélisation du convertisseur comme un ensemble de composants chauffés avec une dissipation de puissance connue en appliquant la méthode des éléments-finis à l'analyse de la structure [67, 70] par exemple. Autre exemple, le couplage entre les domaines électrique et thermique est établi dans Simplorer [67]. La modélisation avec Simplorer a été vérifiée et une relation étroite avec l'expérience est obtenue [71]. Toutefois, les auteurs de [71] ne rapportent pas l'exactitude du modèle thermique par défaut du transistor MOSFET, alors qu'il est inclus dans Simplorer. Le modèle qui a été développé par les auteurs eux-mêmes est un modèle RC à 7 cellules. Les auteurs font une conjecture que Simplorer utilise comme rétroaction du domaine thermique, les paramètres électriques du modèle du transistor MOSFET pour changer de modèle équivalent. De plus, il faut signaler que pour l'IGBT son modèle n'est toujours pas pris en compte.

Une approche pour une modélisation thermique et électrique des modules électroniques de puissance intégrés (IPEMs) est suggérée dans [67]. L'approche utilise le logiciel mécanique CAD [74], l'extracteur de paramètres de Maxwell Q3D [67] pour calculer des inductances parasites, la plateforme de simulation Saber [73] pour la simulation électrique et Flotherm [70] pour la simulation thermique. Le lien entre les simulateurs est exécuté par des moyens manuels d'ajustement des fichiers de description et des paramètres dans les outils de simulation mentionnés ci-dessus. En fait, c'est une autre manière de mettre en application une approche de synthèse de convertisseur mais seulement au moyen de " prototype virtuel " prolongé. L'inconvénient de cette approche [68] vient du fait qu'elle emploie des résolutions par éléments finis [70], ce qui nécessite des temps de calcul très longs.

Ainsi, le problème qui se pose avec acuité au technicien d'aujourd'hui réside dans la recherche du modèle le plus approprié. Un tel modèle doit répondre aux impératifs suivants:

- Rapidité de réponse;
- Eviction du travail en fréquentiel et adoption du temporel;
- Possibilité de s'affranchir d'expérimentations souvent difficiles et surtout onéreuses.

D'après les industriels, 60% des causes de défaillances des convertisseurs sont dues au cycle thermique [75-77]. Les autres causes peuvent être provoquées soit par des surtensions, soit par des surintensités engendrées par les différents types de court-circuit, soit par des grands gradients de tension (dv/dt) ou de grands gradients de courant (di/dt) que le composant n'a pas pu supporter. Des contraintes mécaniques ou autres peuvent être aussi à l'origine de défaillances.

Dans cette thèse, le but recherché est de pouvoir proposer des modèles de calcul des pertes dans un convertisseur de l'électronique de puissance quelle que soit sa topologie et son utilisation. On est en droit de croire qu'une cellule bien pensée devrait pouvoir suffire pour prévoir le comportement d'un convertisseur complet fonctionnant en MLI [78-80]. Ce qui nous conduit à développer une approche formelle assez générale pour prévoir la dissipation énergétique de n'importe quelle topologie de convertisseur et ceci, quel que soit la gamme de puissance dans laquelle il doit travailler.

Le travail commence par une introduction générale, où un bref état de l'art décrit les principales approches adoptées par les techniciens, pour estimer les pertes dans les convertisseurs de l'électronique de puissance.

Dans le premier chapitre, la position des composants de puissance, les uns par rapport aux autres en termes de fréquence de fonctionnement et de puissance mise en jeu est présentée. Ensuite nous introduisons la problématique liée aux pertes dans les convertisseurs de l'électronique de puissance. Un aperçu de l'aire de sécurité et du schéma thermique équivalent sont également exposés.

Dans le second chapitre, un bref état de l'art décrit les principales structures d'IGBT existantes, ainsi qu'une introduction à la modélisation des puces IGBT en utilisant un schéma basé sur un circuit équivalent à capacités variables.

Dans le troisième chapitre, un modèle pour estimer les pertes dans une cellule élémentaire de commutation IGBT-Diode est présenté. Cette méthode passe par l'étude de son comportement à l'enclenchement, au déclenchement et en régime de conduction. Elle est basée sur un modèle tenant compte des principaux phénomènes dûs à la commutation.

Dans le quatrième chapitre, nous proposons d'utiliser une méthode beaucoup plus élaborée permettant d'améliorer la précision du modèle analytique, tenant compte simultanément des inductances de la source et de la grille dues au câblage et des caractéristiques non-linéaires des condensateurs du dispositif. Un modèle basé sur une représentation matricielle est utilisé.

Dans le cinquième chapitre, nous mettons en application le modèle présenté dans le chapitre précédent sous le logiciel MATLAB qui semble être un choix raisonnable, car il possède des outils de calcul numérique très performants ainsi que des outils de calcul analytique. Ensuite, nous nous intéressons à l'impact des différents paramètres sur les pertes dues aux commutations, tel que les inductances  $L_G$ ,  $L_S$  et la résistance  $R_g$  pendant les phases d'amorçage et de blocage.

Dans le sixième chapitre, une méthode de calcul des pertes en commutation et en conduction, ainsi que l'estimation de la température de jonction des deux semi-conducteurs (IGBT et diode PiN), dans un hacheur série est étudiée. Elle est établie sur la détection des valeurs instantanées du courant de charge à commuter et des instants de commutation. La méthode proposée calcule la somme des pertes par commutation et par cycle de fonctionnement sur la base des données préétablies et déjà stockées dans des fichiers de données.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale.

# **Chapitre 1**

Problématique des pertes dans les convertisseurs de l'électronique de puissance

#### 1.1 Introduction

L'augmentation, sans cesse croissante, des besoins en énergie électrique participe à l'essor de l'électronique de puissance, aussi dénommée électronique de conversion d'énergie. Les dispositifs de conversion permettent de contrôler le transfert d'énergie électrique, disponible sous une nature donnée en même nature ou en une nature différente, pour être utilisée par exemple par des actionneurs électriques. Ceux-ci utilisent des interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs qui modulent le signal électrique d'entrée par une succession d'états passants ou bloqués, le passage d'un état à l'autre correspondant à la commutation. Ces dispositifs de conversion, appelés convertisseurs de l'électronique de puissance, doivent posséder des rendements de conversion proches des 100%. Il faut donc minimiser les pertes par rapport à l'énergie convertie. Les pertes générées par ces semi-conducteurs doivent être extrêmement faibles quelque soit leur état, même lors des commutations. La tension et/ou l'intensité découpée à haute fréquence est filtrée ou stockée par des dipôles passifs et réactifs qui doivent présenter, eux aussi, des pertes minimales [75]. Les performances des convertisseurs de l'électronique de puissance dépendent de la résolution d'un certain nombre de problèmes sur qui les constituent. Les différents types de convertisseurs peuvent être composants représentés selon le diagramme de la figure 1.1.

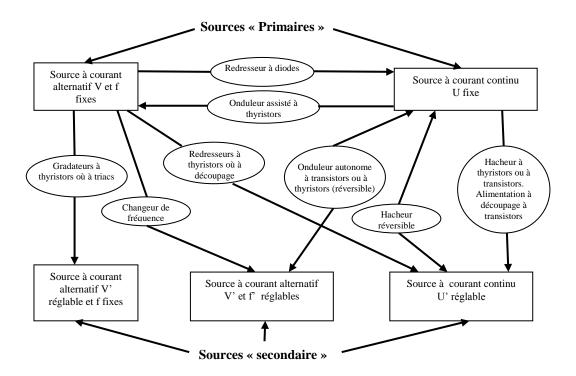


Figure 1.1: Diagramme des divers types de convertisseurs en électronique de puissance [78]

#### 1.2 Les défis de l'électronique de puissance

La figure 1.2 représente différents composants d'électronique de puissance dans le plan puissance-fréquence. Il existe un compromis entre la puissance commutée par les composants (produit de la tension blocable par le courant maximum admissible à l'état passant) et leur fréquence d'utilisation. Les recherches menées sur les composants de l'électronique de puissance visent à améliorer ce compromis. Ces deux caractéristiques sont dépendantes l'une de l'autre du fait des caractéristiques intrinsèques du semi-conducteur, mais aussi du type et de l'architecture du composant utilisé. En outre, le compromis doit tenir compte des capacités d'évacuation de la chaleur provoquée par les pertes du système. L'augmentation de la fréquence de fonctionnement ou de la puissance commutée par le système d'électronique de puissance tend à augmenter la puissance dissipée par les composants. Pour une capacité de refroidissement donnée, on peut donc augmenter la fréquence, mais cela implique une diminution de la puissance commutée, ou inversement, augmenter la puissance commutée donc baisser la fréquence du système.

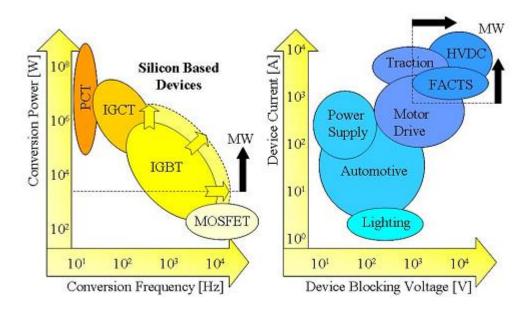


Figure 1.2: Evolution de la position de l'IGBT parmi les autres composants de puissance et domaine d'utilisation [79]

Les principaux indicateurs des performances d'un convertisseur sont:

➤ Un rendement aussi élevé que possible,

- > Un volume le plus réduit possible,
- > Un poids le plus faible possible,
- ➤ Un coût le plus bas possible,
- > Une grande fiabilité.

La figure 1.3 illustre les critères et les défis futuristes que doivent relever les convertisseurs de l'électronique de puissance.

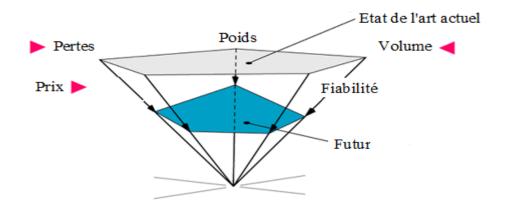


Figure 1.3 : Défi à relever par l'électronique de puissance dans le futur [7]

La figure 1.4 représente l'évolution au cours du temps du complément à « 1 » du rendement ou du taux de pertes de certains convertisseurs grand public.

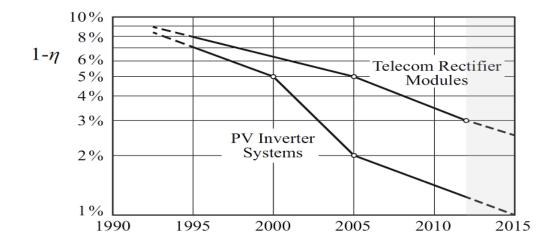


Figure 1.4 : Représentation de l'évolution du rendement de certains convertisseurs en fonction du temps [7]

La conception des convertisseurs, pour les plus fortes puissances commutées, utilise des composants bipolaires comme le thyristor GTO (Gate Turn-off Thyristor), ou l'ETO (Emitter turn off thyristor) évolution du thyristor. Par contre, dans le domaine des plus hautes fréquences, des composants unipolaires, tels que les transistors MOSFET (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor) sont nécessaires. Pour les applications à des fréquences médianes, les composants mixtes, tels que l'IGBT (Integrated Gate Bipolar Transistor) ou l'IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor), une évolution de l'IGBT, offrent les meilleurs compromis. Au cours du temps, les composants mixtes basés sur l'architecture de l'IGBT occupent une place de plus en plus importante. Il est en effet possible, en agissant sur les paramètres technologiques de l'IGBT, de se rapprocher d'un fonctionnement bipolaire ou unipolaire. Depuis les premiers prototypes en 1980, l'IGBT a été beaucoup développé pour arriver à l'heure actuelle à concurrencer tous les autres composants de puissance : bipolaire, MOSFET, thyristor, GTO, ...etc. Actuellement, les constructeurs nous offrent une gamme très variée d'IGBT: de quelques Ampères (3A, Fuji) à quelques kilo-Ampères (3.6kA, Hitachi), de 200V à 6.5kV [76]. Il est aujourd'hui proposé par de nombreux fabricants sous forme discrète ou sous forme de modules. C'est pourquoi l'IGBT est devenu le composant majeur de l'électronique de puissance. Il est largement utilisé pour les applications de moyenne et forte puissance [17].

#### 1.3 Augmentation de la puissance commutée

Les applications électriques de forte puissance, tels que la traction ferroviaire et le transport d'énergie par exemple, demandent des puissances de plus en plus grandes. Ainsi le transport de l'énergie électrique, depuis son lieu de production vers son lieu d'utilisation, est réalisé à des tensions élevées (lignes Très Haute Tension, caténaires pour la traction ferroviaire). Sachant que la puissance électrique acheminée est égale au produit de la tension de ligne et du courant transité, les pertes électriques dans la ligne étant liées à l'effet joule, il est souhaitable d'augmenter la tension des lignes pour diminuer le courant. L'augmentation de la puissance consommée par la charge à tension d'alimentation constante revient à fournir un courant plus élevé. L'augmentation de la puissance commutée peut donc être réalisée par l'augmentation du calibre en tension ou en courant des composants de puissance.

#### 1.3.1 Augmentation du courant

L'augmentation du courant contrôlé par le convertisseur peut être obtenue de plusieurs manières. A titre d'exemple, par la fabrication de composants électroniques capables de laisser passer des courants de plus en plus importants, ou par la mise en parallèle de modules de puissance élémentaires, de sorte à additionner la contribution des différents modules. La figure 1.5 schématise cette mise en parallèle d'un nombre important de modules. Cette structure peut aboutir cependant à un coût excessif en termes de nombre de composants électroniques et de volume.

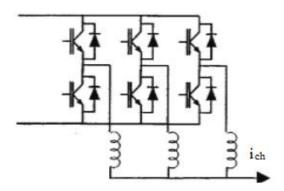


Figure 1.5 : Mise en parallèle de cellules élémentaires pour augmenter le calibre en courant [79]

Les pertes dans les composants étant inévitables, l'augmentation du courant est ainsi limitée par les effets thermiques de dissipation de puissance.

#### 1.3.2 Augmentation de la tension bloquée

L'augmentation de la tenue en tension peut être réalisée par la mise en série d'un nombre important de modules élémentaires de manière à diviser la tension entre eux comme schématisé sur la figure 1.6. Tout comme la mise en parallèle, la mise en série engendre un cout élevé. A cela s'ajoute une complexité accrue des circuits de commande. On peut aussi essayer de concevoir des modules élémentaires capables de tenir des tensions plus importantes de sorte à minimiser le nombre de modules mis en série.

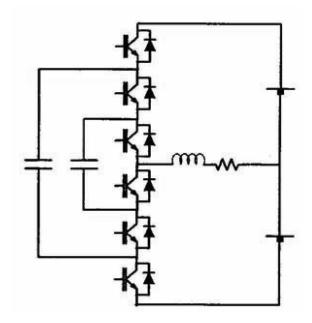


Figure 1.6 : Mise en série de cellules élémentaires pour augmenter Le calibre en tension [79]

#### 1.3.3 Augmentation de la fréquence

L'augmentation de la fréquence d'utilisation des composants d'électronique de puissance peut avoir un impact intéressant sur leur environnement. En effet, dans un module d'électronique de puissance, la valeur de l'impédance des éléments passifs voisinant les composants actifs varie en fonction de la fréquence de fonctionnement. Une hausse de la fréquence de fonctionnement provoque une baisse de la valeur des capacités et des inductances utilisées, ce qui se traduit par une diminution du volume du convertisseur. Mais l'augmentation de la fréquence de fonctionnement des composants peut induire des effets thermiques qui influeront sur le choix du type de composants utilisés et obliger à faire un compromis entre la fréquence de fonctionnement et les pertes dissipées dans les composants.

#### 1.3.4 Structure et type de conversion à assurer

La structure du convertisseur à utiliser est fonction de la nature de l'énergie disponible et de la nature de l'énergie nécessaire à la charge. De plus, en fonction de la dynamique souhaitée, on peut employer une conversion directe ou indirecte. Le mode de commutation dure ou douce, tels "passage du courant par zéro ZCS", "passage de la tension par zéro ZVS", ou bien commutation par circuit résonant, influe sur la structure du convertisseur et de la commande. L'environnement, le respect des normes et l'immunité du convertisseur exigent

des algorithmes plus ou moins complexes des techniques de modulation à implanter. Il faut également accompagner les convertisseurs de transformateurs et de filtres afin de les isoler galvanique ment et d'augmenter leurs performances.

#### 1.4 Présentation de la problématique liée aux pertes

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

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

La figure 1.7 représente la structure simplifiée d'un interrupteur de puissance de type IGBT, associée à sa représentation symbolique.  $i_c$  Est le courant de collecteur traversant l'interrupteur et  $v_{ce}$  la tension aux bornes du composant prise entre le collecteur et l'émetteur. Pour cette dernière, on fera la distinction entre la tension  $v_{ce}$  correspondant à la tension tenue par le composant, donnée pour une tension de commande  $v_{GE}$  nulle (à l'état bloqué), et la tension  $v_{ce-sat}$  correspondant à la chute de tension directe à l'état passant, obtenue avec une tension de commande de 15 V. Le paramètre  $v_{ce-sat}$  dépend de la température.

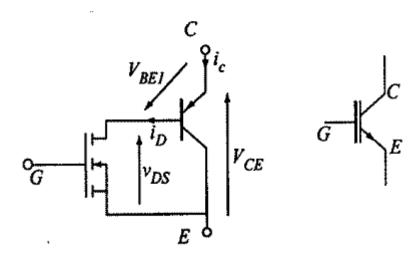


Figure 1.7: Structure simplifiée d'un IGBT avec son symbole [78]

#### 1.4.1. Pertes par conduction

Durant la phase de conduction, c'est-à-dire pour une tension de commande  $V_{GE}$  de l'IGBT supérieure à sa tension de seuil  $V_{ge-th}$ , le courant  $i_c$  est fixé par la structure de puissance dans laquelle se trouve l'IGBT. La tension  $V_{ce-sat}$ , caractéristique directe du composant à l'état passant, est fortement dépendante du courant  $i_c$ , comme le montre la figure 1.8, mais également de la température. Cette courbe permet de définir deux paramètres, le premier est la tension de seuil, notée  $V_{ce0}$ , le second un paramètre ohmique, noté  $R_{ce}$ , représentatif de la résistance du dispositif à l'état passant tel que représenté par la relation (1.1).

$$V_{ce-sat}(V_{GE}, T_i) = V_{ce0}(V_{GE}, T_i) + R_{ce}(V_{GE}, T_i)i_c$$
(1.1)

L'énergie dissipée à l'état passant, notée  $E_{cond}$ , intégrée sur le temps de conduction  $t_{cond}$ , est définie pour une température de jonction réelle  $T_j$  par :

$$E_{cond}(V_{GE}, T_j) = \int_0^{t_{cond}} V_{ce-sat}(V_{GE}, T_j) i_c dt$$
 (1.2)

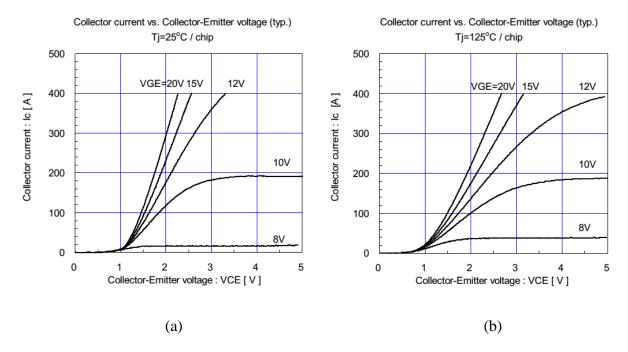


Figure 1.8: Caractéristique  $I_c = f(v_{ce})$  pour différentes valeurs de  $V_{GE}$  (a): Pour une température  $Tj=25^{\circ}$ , (b): Pour une température  $Tj=125^{\circ}$ 

#### 1.4.2 Pertes à l'état bloqué

Le trait commun à tous les composants semi-conducteurs de puissance est que dans leur état bloqué (de haute impédance) la tension de commande  $V_{GE}$  de l'IGBT est strictement inférieure à sa tension de seuil  $V_{ge-th}$ , l'interrupteur est bloqué et supporte à ses bornes toute la tension d'alimentation du circuit, notée  $V_{ces}$ . Toutefois, il est traversé par un courant de fuite collecteur  $i_{ces}$  qui augmente progressivement avec la tension appliquée à la jonction bloquante. En pratique, ce courant de fuite est souvent négligeable à la température ambiante (27 °C ou 300 K) et le produit tension-courant qui détermine la densité de puissance dissipée en régime bloqué reste négligeable par rapport à la densité de la puissance dissipée à l'état passant. Il ne faut cependant pas toujours sous-estimer l'augmentation possible de la puissance dissipée par le composant en régime bloqué sous l'effet d'un accroissement de la température de la jonction bloquante. Cela génère donc des pertes  $E_{bloc}$  durant le temps de blocage  $t_{bloc}$ , données par la relation (1.3).

$$E_{bloc}(T_j) = \int_0^{t_{bloc}} V_{ces} i_{ces}(T_j) dt \tag{1.3}$$

#### 1.4.3 Pertes par commutation

Pour les pertes par commutation, les phases de transition correspondant à l'ouverture et à la fermeture du composant ne peuvent être abordées de la même façon.

En effet, l'utilisation de différentes combinaisons de modèles d'approximation de calcul de pertes, et des approximations dans l'identification des paramètres, nous conduisent à de grandes erreurs dans la prédiction des pertes de puissance. Cela peut avoir un impact important sur le choix des composants constituant le convertisseur et sur l'approche des objectifs de conception concernant le rendement énergétique et la fiabilité [83-91].

Les semi-conducteurs sont responsables de la majorité des pertes dans un convertisseur. Les mécanismes de calcul des pertes pour ces dispositifs ne sont pas faciles à mettre en œuvre car, aussi simple que soit leur topologie, ils sont insérés dans un environnement fortement non linéaire, ainsi ces pertes dépendent de plusieurs paramètres (internes et externes au convertisseur) tels que :

- ➤ La topologie du convertisseur
- ➤ Le mode de commande (hard switching, softswitch,...)
- Les impédances d'entrée et sortie
- La famille du semi-conducteur (unipolaire, bipolaire, ou mixte)
- La technologie des semi-conducteurs utilisés
- Les circuits de pilotage (driver)
- La méthode de modulation utilisée
- Les contraintes CEM (compatibilités électromagnétiques)
- Les couplages thermoélectriques.
- Les contraintes mécaniques.

Les pertes par commutation sont dues à la phase d'amorçage et de blocage, du fait que le courant ainsi que la tension doivent varier sur une grande plage, pour atteindre les grandeurs imposées par les sources entre lesquelles le convertisseur est inséré. Elles s'écrivent de manière générale :

$$E_{on}(I_L, T_j, V_{DC}, R_g \dots) = \int_0^{t_{on}} v_{ce\ on} i_{c\ on} dt$$
 (1.4)

$$E_{off}(I_L, T_j, V_{DC}, R_g \dots) = \int_0^{t_{off}} v_{ce \ off} i_{c \ off} dt$$

$$\tag{1.5}$$

Les relations (1.4) et (1.5) montrent clairement que les pertes par commutation sont le produit de la tension aux bornes du transistor et du courant qui le traverse. Dans ces relations  $E_{off}$  et  $E_{on}$  sont les pertes par commutation, respectivement à la fermeture et à l'ouverture. Ces pertes par commutation, tout comme les temps de fermeture et d'ouverture auxquels elles sont liées, dépendent étroitement des conditions de commande et de charge et des cycles thermiques induits par les pertes et l'environnement

Jusqu'à un passé récent, l'introduction des contraintes liées aux pertes par commutation et à la CEM, lors de la conception des circuits de l'électronique de puissance, n'était pas correctement maîtrisée et elle était toujours considérée comme une épreuve que subit le prototype réel avant la fabrication série. Depuis quelques années, de grands efforts ont été mis en place pour minimiser le recours à des prototypes réels en favorisant le prototypage virtuel. Ces efforts ne cessent d'augmenter, spécialement avec l'évolution des technologies utilisées pour la réalisation des convertisseurs d'électronique de puissance. Ceci est dû aux performances des nouvelles générations des semi-conducteurs qui deviennent de plus en plus impressionnantes grâce à leurs faibles pertes en commutation liées à leur rapidité croissante. Ce dernier critère représente la cause principale des interférences électromagnétiques qui, par effet d'interaction des dv/dt et des di/dt avec les différents éléments parasites du circuit, n'en deviennent que plus critiques. Les pertes occasionnées et les niveaux élevés des harmoniques résultantes des grandeurs électriques commutées peuvent généralement être déterminées par des simulations temporelles. reconstruction exige nécessairement des modèles précis des semi-conducteurs et une schématisation détaillée des éléments parasites du convertisseur.

A cette phase, plusieurs contraintes s'imposent sur la façon d'aborder le problème et sur les critères de choix (méthode, modèles et paramètres). En fait, lorsqu'on parle du prototypage virtuel pour le calcul des pertes et de la CEM, l'objectif final reste d'avoir une estimation correcte et apriori des perturbations sans recours aux mesures parfois délicates. Cette notion est aussi valable pour les paramètres des modèles utilisés et pour les éléments parasites associés au placement et au comportement intrinsèque des composants. Ceci nous mène à conclure qu'il est nécessaire de bien maîtriser le choix de la méthode de modélisation, des modèles de composants et des paramètres qui définissent

le système, puisque l'augmentation non étudiée des paramètres mène à une mauvaise analyse des phénomènes physiques et ainsi à une conception erronée. La relation entre la puissance et l'énergie est donnée par l'expression (1.6)

$$p(t) = \frac{dW}{dt} = v_{ce}i_c \tag{1.6}$$

Pour la forte puissance, les pertes correspondant aux différents états de fonctionnement de l'interrupteur peuvent conduire à des densités de flux de chaleur au niveau des puces semi-conductrices pouvant atteindre des valeurs de 300 W.cm<sup>-2</sup>. Cette énergie dissipée induit des variations thermiques de l'ordre de quelques dizaines de degrés au sein du composant. Ces pertes de faible amplitude, avec une fréquence très élevée, entre quelques Hertz et quelques centaines de Hertz, sont néfastes.

#### 1.5 Le refroidissement des composants

L'énergie dissipée du fait des pertes en conduction et en commutation induit un échauffement des composants. La hausse de la température de jonction peut altérer leur fonctionnement, voire entraîner leur destruction. L'énergie dissipée doit être extraite au moyen de systèmes de refroidissement. La figure 1.9 présente la structure d'assemblage d'un composant d'électronique de puissance. L'évacuation de la puissance émise par le composant se fait à travers les différentes couches d'assemblage (brasures, métallisations, isolation électrique,...) jusqu'au fluide de refroidissement (généralement de l'air ou de l'eau à température ambiante). A chacune de ces couches est associée une résistance thermique  $R_{thi}$  qui limite la puissance extraite. Pour que l'équilibre thermique soit réalisé, la puissance extraite doit être égale à la puissance dissipée par le composant. La température de jonction du composant en fonction des diverses résistances thermiques et de la puissance dissipée par le composant s'écrit [91] :

$$T_j = \sum_{i=1}^n R_{thi}.P_{pertes} + T_a \tag{1.8}$$

Dans cette expression n et T<sub>a</sub> représentent respectivement le nombre de couches constituant le système global allant du composant au refroidisseur et la température du milieu

dans laquelle ce dernier est placé.

Dans le cas du système illustré en figure 1.9 la résistance thermique globale  $R_{th \ j-a}$  peut être assimilée à la sommation en série de trois résistances thermiques distinctes, toutes quantifiables en fonction des couches que le flux de chaleur traverse.

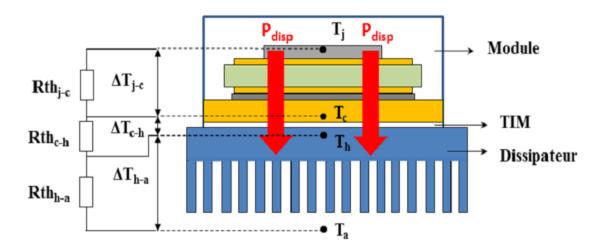


Figure 1.9: Assemblage d'un composant de puissance monté sur dissipateur et modèle thermique équivalent.

Nous trouvons tout d'abord la résistance thermique jonction-semelle  $R_{th,j-c}$  (Junction-to-case thermal résistance) du module de puissance, définie entre la température de jonction  $T_j$  et celle de la semelle  $T_c$ . Notons que  $T_j$  est une température moyenne contrairement à celle de la semelle qui est une température localisée, prise à l'aplomb du semi-conducteur (dans ou à la surface de la semelle). Cette résistance thermique est indiquée par les fabricants de semi-conducteurs dans les datasheets des composants. Vient ensuite la résistance thermique située entre la semelle et le refroidisseur, notée  $R_{th,c-h}$  (case-to-heatsink thermal résistance). Il s'agit en fait de la résistance thermique du matériau d'interface utilisé pour l'amélioration du transfert thermique entre ces deux régions. Cette dernière est définie entre la température de semelle du module et celle du refroidisseur  $T_h$ . Même si la valeur de cette résistance provient essentiellement du matériau d'interface utilisé, elle dépend fortement des conditions de montage qui interviennent sur le paramètre "résistance thermique de contact" de la résistance thermique.

Enfin, la dernière résistance thermique, notée  $R_{th, h-a}$  (heatsink to ambient thermal resistance), correspond à celle située entre le dissipateur et l'air ambiant de température  $T_a$ . Tout comme celle du module de puissance, sa valeur est aussi fournie par le constructeur. Toutefois, sa valeur peut varier dans le temps avec l'encrassement des ailettes (dissipateur à air) ou des conduites hydrauliques (boite à eau).

En se référant au modèle thermique de la figure 1.9 et à la relation (1.8), nous pouvons écrire :

$$T_{i} - T_{a} = \Delta T_{i-c} + \Delta T_{c-h} + \Delta T_{h-a} \tag{1.9}$$

$$R_{thj-a} = \frac{T_j - T_a}{P_{pertes}} = R_{th,j-c} + R_{th,c-h} + R_{th,h-a}$$
 (1.10)

L'augmentation des densités de puissance, qui est au cœur du développement des composants de puissance, se heurte aux limites des systèmes de refroidissement. L'équation (1.8) montre qu'il existe plusieurs pistes pour résoudre cette question. Premièrement, il est possible de continuer à développer les systèmes de refroidissement, ce qui revient à minimiser les résistances thermiques existant entre le composant et le fluide de refroidissement. Ceci autoriserait l'augmentation de la densité de puissance dissipée par les composants sans augmenter leur température de fonctionnement. Deuxièmement, les recherches effectuées au niveau des composants eux-mêmes peuvent permettre de limiter la puissance dissipée, en conduction ou en commutation. Enfin, la fabrication de composants capables de fonctionner à plus haute température limiterait les exigences en termes de refroidissement.

#### 1.6. Aire de sécurité

La figure 1.10 représente les différentes limites de fonctionnement et les risques associés autour de l'aire de sécurité appelée RBSOA (Reverse Bias Safe Operating Area). En pratique, cette aire de sécurité est établie par le fabricant et fournie dans le datascheet. Un composant de puissance ne peut pas faire passer un courant infini, ni supporter des tensions infinies. On définit une aire de sécurité en direct qui correspond aux performances maximales du composant.

Elle est aussi définie comme étant l'aire dans laquelle la trajectoire du point de fonctionnement dynamique se déplace sans qu'aucune défaillance menant à la destruction du composant n'apparaisse.

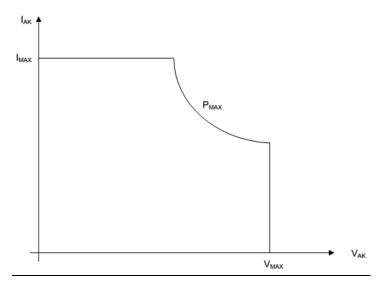


Figure 1.10 Aire de sécurité d'un semi-conducteur

L'aire de sécurité se découpe en 3 parties :

- 1. limitation du courant maximum par la section des connexions de sortie ;
- 2. limitation par la puissance maximum que peut dissiper le composant
- 3. limitation par l'avalanche (tension inverse maximum).

Ces trois paramètres sont essentiels pour le choix d'un composant de puissance. La tension maximale admissible  $V_{ce\text{-}max}$  correspond au calibre en tension des puces IGBT incluses dans le module (600V, 1200V, 6500V par exemple). La limite en courant  $I_{c\text{-}max}$  équivaut généralement au double du courant nominal, fourni par le fabricant dans la fiche technique du composant. Le fournisseur garantit le respect de la RBSOA (Reverse Biased Safe Operating Area) par un essai au point maximal sur 100% des pièces. Cependant, la détermination de cette aire est effectuée dans des conditions de fonctionnement ne correspondant pas forcément aux conditions que rencontreront les modules lors de leur utilisation. On constate donc ici une première zone de flou concernant la notion de RBSOA.

Il est important de considérer ces SOA de façon à préserver le composant de défaillances qui peuvent s'avérer destructrices, défaillances dues à des surtensions ou à des sur-courants, notamment dans des applications à commutations dures sur charges inductives.

Pour l'IGBT, il est approprié de considérer la SOA seulement pour le premier quadrant de la caractéristique I-V présentée sur la figure1.10, qui correspond à l'aire pour laquelle l'IGBT fonctionne sans défaillance dans des conditions où les grandeurs électriques mises en jeu sont continues.

- ➤ A forts niveaux de tensions appliquées et à de faibles niveaux de courants, la tension maximale supportée est fixée par la tension de claquage. Celle-ci est déterminée par la base ouverte N-drift du transistor situé entre la région P-base et la région P+ de l'anode.
- A forts niveaux de courants et à faibles niveaux de tensions d'anode, le courant d'anode maximum est limité par la mise en conduction du thyristor parasite et donc l'apparition du latch-up. Cette limitation est observée pour de forts niveaux de tensions de grille. Ce phénomène se produit donc lorsque le courant d'anode dépasse un certain niveau indépendamment de la tension appliquée au niveau de l'anode, même si celle-ci est relativement faible.
- ➤ En plus des limites de la SOA précédemment décrites, il y a une dernière limitation pour laquelle le courant et la tension sont simultanément importants. A cause de la forte dissipation de puissance au sein du composant dans ces conditions, une des limitations liée au produit courant-tension est l'élévation de la température dans la structure. Cette limitation thermique est déterminée par la faculté de l'assemblage dans lequel est placée la puce IGBT à dissiper cette puissance mise en jeu. Si on admet que le temps durant lequel le composant est soumis simultanément à un fort courant et une forte tension est court, alors la dissipation de la puissance n'est plus le facteur limitant. La SOA est alors dictée par un phénomène lié à l'avalanche, qui est en fait le second claquage. Ce phénomène peut se produire durant deux phases de fonctionnement de l'IGBT. Ces phases ont lieu durant la commutation du composant avec une charge inductive.

A chaque cycle de commutation, à l'ouverture ou à la fermeture, le composant doit supporter la présence simultanée d'un fort niveau de courant le traversant et d'une forte tension appliquée à ses bornes. Durant la fermeture du composant, le courant dépasse le

niveau de courant à l'état passant à cause du courant de recouvrement inverse de la diode de roue libre mise en parallèle sur la charge inductive. Durant l'ouverture, la tension dépasse le niveau de tension appliquée à ses bornes à cause de toutes les inductances parasites dues au câblage.

#### 1.7 Conclusion

Comme nous venons de le voir, la détermination des pertes par conduction est relativement aisée puisque la structure de puissance n'intervient qu'à travers le courant qu'elle impose au semi-conducteur et que la tension aux bornes du composant ne dépend que de ce dernier et de la température. La part des pertes en commutation par rapport aux pertes en conduction est fixée par la fréquence de fonctionnement.

Le composant de type IGBT est né d'une association transistor bipolaire/MOSFET avec comme objectifs de cumuler les avantages des deux et de s'affranchir autant se faire que peut de leurs inconvénients. Le premier présente comme avantage une faible chute de tension à l'état passant (quelques volts) et le pouvoir de commuter de forts courants. En revanche, la puissance absorbée par le circuit de commande est très importante et sa fréquence de fonctionnement relativement faible. Le second quant à lui présente de médiocres performances à l'état passant avec une résistance élevée et son utilisation reste limitée à la gamme des faibles puissances. Par contre, ses fréquences de fonctionnement élevées (supérieure à 100kHz) et sa structure à grille isolée font de lui le composant idéal dans de nombreuses structures. L'IGBT combine ainsi les avantages à l'état passant du transistor bipolaire et les qualités en commande du MOS. Ses caractéristiques font de lui un composant qui est de plus en plus intégré dans les convertisseurs de l'électronique de puissance.

# Chapitre 2

Description et étude du fonctionnement des transistors IGBT et de la diode PiN

#### 2.1 Introduction

L'IGBT a été proposé pour la première fois par Baliga en 1979 [4] et s'est décliné dans un premier temps sous plusieurs dénominations avant de prendre ce nom définitif. Il est donc possible de le trouver sous les appellations suivantes : IGT (Insulated Gate Transistor) par General Electric, GEMFET (Gain Enhanced MOSFET) par Motorola, COMFET (Conductivity Modulated FET) par RCA. Les modules de puissance à IGBT sont utilisés dans l'électronique embarquée et en particulier dans la traction ferroviaire. C'est la raison pour laquelle les concepteurs des IGBT ont toujours eu pour objectifs d'améliorer les performances, de réduire les pertes et d'augmenter respectivement la puissance, la gamme de puissance admise et la fiabilité. Ces objectifs ont donné naissance à plusieurs générations d'IGBT [81] représentées sur la figure 2.1. Ce paragraphe présente dans un premier dans un temps les générations d'IGBT à travers les différentes architectures semi-conductrices développées ainsi que les technologies associées, et dans un deuxième temps le principe de fonctionnement de l'IGBT et de la diode PiN.

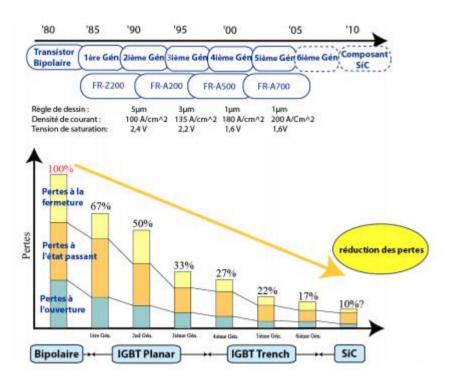


Figure 2.1: Evolution des IGBT en fonction des pertes

#### 2.2 Notions de base sur la physique des semi-conducteurs

La jonction PN est le module élémentaire dont dépend le fonctionnement de tous les dispositifs à semi-conducteurs. Le dopage d'un semi-conducteur monocristal [83] avec des accepteurs d'un côté et des donneurs d'électrons de l'autre donne une jonction PN.

Sur la figure 2.2, les ions donneurs sont représentés par des signes plus, les électrons qu'ils donnent, sont représentés par de petits cercles creux et les ions accepteurs par des signes moins. On suppose que la jonction représentée sur la figure 2.2 est en équilibre et que la section transversale du semi-conducteur est uniforme.

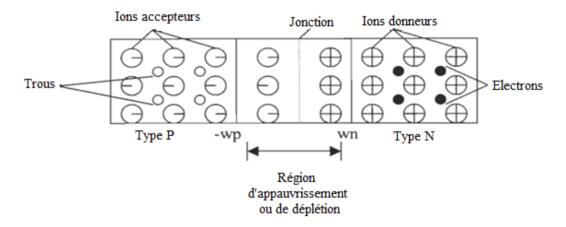


Figure 2.2: Représentation schématique d'une jonction [83]

Initialement, le gradient de concentration à travers la jonction fait diffuser des trous vers la droite et des électrons vers la gauche. Les ions non neutralisés au voisinage de la jonction, appelés charges nues, donnant lieu à une densité de charge Q constituent la région de charge d'espace ou la région de transition. En raison de son appauvrissement ou de sa déplétion en charges mobiles, cette région est appelée la région d'appauvrissement ou de déplétion. La largeur de cette région est de l'ordre de quelques dixièmes de micromètres. Il n'y a de porteurs qu'à l'extérieur de la région d'appauvrissement. A gauche, les porteurs sont d'une manière prédominante des trous (région P) et à droite des électrons (région N).

Un flux de porteurs peut circuler dans un sens dans une jonction PN et pratiquement aucune circulation dans l'autre sens.

## 2.3 Structure physique de l'IGBT

Les figures 2.3 et 2.4 proposent un circuit équivalent de l'IGBT, consistant en un transistor PNP à large base en cascade avec un MOSFET. La structure de l'IGBT est similaire à un VDMOSFET. La seule différence consistant en la substitution du substrat fortement dopé N (drain du MOSFET) en un substrat fortement dopé P (collecteur d'IGBT). Une large couche épitaxiée de type N très faiblement dopée (N<sub>b</sub>= 10<sup>14</sup> cm<sup>-3</sup>) est adjointe au substrat P. Cette couche présente la propriété de supporter une grande tension à l'état ouvert.

Une région fortement dopée type P ( $N_A$ =  $10^{19}$  cm<sup>-3</sup>) est ajoutée à la structure pour prévenir l'activation du thyristor parasite PNPN durant le fonctionnement du composant.

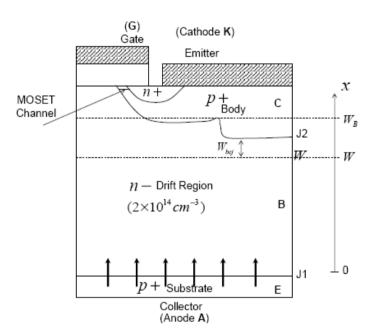


Figure 2.3: Demi-cellule IGBT.

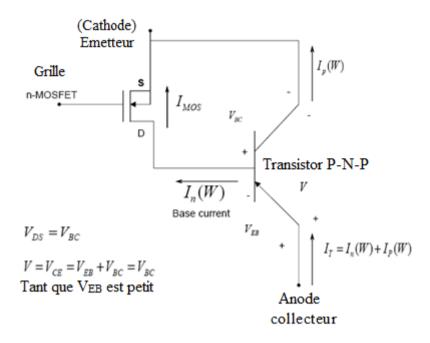


Figure 2.4: Circuit équivalent du modèle de l'IGBT [84]

Une couche fortement dopée n<sup>+</sup> (buffer) peut être insérée entre la base et le substrat. Cette couche permet de réduire la durée d'extinction de l'IGBT. Un IGBT avec buffer est dit PT IGBT en l'absence de buffer nous parlons de NPT IGBT. Dans le cas d'un PT IGBT, la couche épitaxiée est moins épaisse comparée à celle d'un NPT IGBT. Ceci est rendu possible par la présence de cette couche buffer. En effet, si cette couche n'existait pas, la ZCE (Zone de Charge d'Espace) s'étendrait au substrat. Le buffer a donc pour mission de stopper l'extension de cette ZCE. Il agit comme un centre de recombinaison pour les trous, dont seule une partie se recombine, alors qu'une autre atteint la base, ce phénomène se traduisant par un faible niveau d'injection. La durée de vie de la partie atteignant la base est réduite par le buffer et la fréquence de commutation s'en trouve améliorée. Cependant, la présence du buffer affecte la modulation de conductivité de la région de base la rendant moins efficace ce qui se traduit par une résistance  $R_{on}$  plus grande impliquant une chute de tension élevée. La mise en œuvre d'un tel dispositif passe donc nécessairement par un choix judicieux de la durée de vie (fréquence de commutation) et de la chute de tension à l'état passant (modulation de conductivité). Notons que dans le cas d'un NPT IGBT, l'épaisseur de la base permet d'augmenter sa tension inverse.

## 2.3.1 Les différents types de technologie 2D des IGBT

Pour optimiser les performances des IGBT selon les gammes de tension, courant et fréquences souhaités, deux technologies 2D ont été développées : la technologie Non Punch Through (NPT) mise au point en 1982, et la technologie Punch Through (PT) qui date de 1985 [86]. Nous allons, dans ce qui suit, décrire succinctement ces deux types de technologie ainsi que leurs évolutions.

## 2.3.1.1 Technologie NPT (Non Punch Trough) ou homogène

Cette structure est appelée Non-Punch-Through car la base (la zone N<sup>-</sup>) est suffisamment profonde pour que la couche de déplétion ne puisse jamais atteindre la couche d'injection P<sup>+</sup> lorsque l'IGBT est dans un état bloqué. Une coupe d'un IGBT NPT est présentée sur la figure 2.5. Pour l'IGBT à couche homogène, la couche N<sup>-</sup> est le substrat de base, et la couche P<sup>+</sup> côté collecteur, d'une faible épaisseur par rapport au substrat est réalisée par diffusion ou implantation d'impuretés [86, 88]. La structure du transistor IGBT NPT (Non-Punch-Through) est très proche de celle du transistor MOSFET vertical [86]. La différence principale réside dans la présence d'une couche P<sup>+</sup> à la place du drain du transistor MOSFET, couche 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<sup>-</sup>. Cette couche épaisse engendre aux bornes de l'IGBT une chute de tension à l'état passant importante [89].

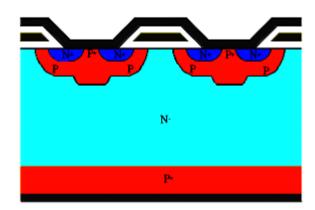


Figure 2.5: Structure d'un IGBT NPT (Non Punch Trough) ou homogène

## 2.3.1.2 Technologie PT (Punch Trough) ou épitaxiée

La structure précédente (NPT) est améliorée par l'adjonction d'une couche de type N<sup>+</sup> entre le substrat P<sup>+</sup> et l'épitaxie N<sup>-</sup>. Cette couche, dite tampon, permet d'avoir une couche N<sup>-</sup> plus fine que pour la technologie NPT (figure 2.6) [84].

La tenue en tension dépend de la couche N<sup>+</sup>. 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<sup>-</sup>, 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<sup>+</sup>. Celle-ci, ajoutée à la chute de tension aux bornes de la couche N<sup>-</sup> (plus importante car faiblement dopée) nous donne le  $V_{ce(sat)}$  de l'IGBT. Pour diminuer cette chute de tension, il est nécessaire de réduire la couche N<sup>-</sup>, ce qui réduit la tenue en tension du composant [93, 81].

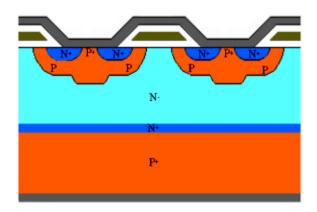


Figure 2.6: Structure Punch Trough ou à couche tampon

#### 2.3.1.3 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 mieux adaptés 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 [87].

#### 2.3.1.4 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 celle de la 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 [4, 93].

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.

#### 2.3.1.5 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<sup>+</sup>, dans laquelle est déposé l'oxyde de grille (figure 2.7). L'IGBT à grille en tranchée reste globalement une structure à quatre couches PNPN avec une région de base faiblement dopée N<sup>-</sup>, un collecteur P<sup>+</sup>, un caisson P et un émetteur N<sup>+</sup>. La différence se situe au niveau de la géométrie de la grille. En allongeant la grille dans la couche N<sup>-</sup>, les flux de courants au sein du composant deviennent totalement verticaux et adoptent donc des trajectoires optimisées au fonctionnement du dispositif [93].

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 par conduction. La largeur de la grille est plus petite qu'en technologie planaire, ce qui permet d'augmenter la gamme en courant.

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.

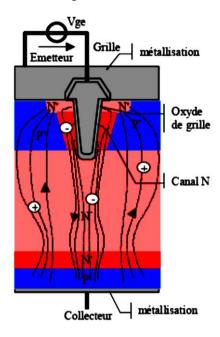


Figure 2.7 : Technologie Trench Gâte associée à une structure PT

## 2.3.2 Modélisation des IGBTs

Chaque élément d'un circuit (résistance, capacité, transistor) devra être défini par une ou un ensemble d'équations permettant de lier les tensions entre ses bornes et les courants dans ses nœuds. Le bloc ainsi obtenu est appelé macromodèle. Le degré de complexité du modèle utilisé dépend de la précision attendue dans les résultats de simulation. Il existe plusieurs familles de modèles inspirés soit par une analyse de la physique du semiconducteur, soit par une observation comportementale.

On peut définir cinq groupes principaux [78, 85, 88]

 Les modèles semi numériques : ils contiennent une représentation par éléments finis de la base alors que les autres parties de l'élément sont simulées par d'autres méthodes.

- 2. Les modèles numériques : les dopages sont représentés en deux ou trois dimensions et traités par un simulateur dédié, utilisant les équations de base de la physique des semi-conducteurs sur un certain nombre de nœuds (éléments finis).
- 3. Les modèles comportementaux : des éléments simples tels que résistances, sources de courants et capacités sont adaptés à partir d'une base de données contenant des valeurs de paramètres pour divers points de fonctionnement [85] ou à partir d'extrapolations mathématiques.
- 4. Les modèles semi mathématiques : ils combinent des modèles existants avec des équations basées sur la physique des semi-conducteurs. Ils sont en général composés de modèles de transistors MOSFET et bipolaires simples augmentés d'un ou plusieurs éléments permettant une meilleure description de certains effets. L'accent est en général donné vers une meilleure représentation des capacités non linéaires grillesource et grille-drain du transistor MOSFET [88] ou de la traînée de courant [78].
- 5. Les modèles mathématiques : ils sont basés sur l'analyse des principes physiques du semi-conducteur. Les différences d'une version à l'autre résident essentiellement dans les simplifications apportées en vue de réduire le temps de calcul. Hafner a développé le premier modèle unidimensionnel complet avec un contrôle de la charge qui donne d'excellents résultats en commutation dure mais les simplifications apportées à l'expression de la conductivité de la base conduisent à de mauvais résultats en commutation à tension nulle (ZVS) ou à courant nul (ZCS). C'est sur ce modèle que nous allons nous baser pour la modélisation en phase de commutation. Ce modèle se base sur une approche par schéma équivalent tel que représenté sur la figure 2.8.

## 2.3.3 Modélisation des effets capacitifs des puces IGBT

Les capacités parasites d'un transistor mettent un temps pour se charger et se décharger, limitant ainsi la rapidité des commutations [87]. Les éléments capacitifs de l'IGBT sont représentés sur la figure 2.8 [78].

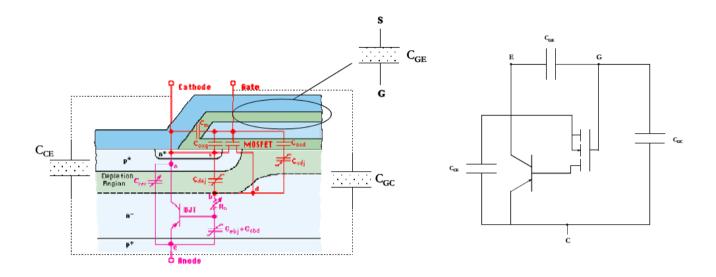


Figure 2.8 : Structure physique d'un IGBT et sa modélisation de base

Les propriétés du comportement dynamique de l'IGBT sont modélisées par les capacités équivalentes (figure 2.9) [87].

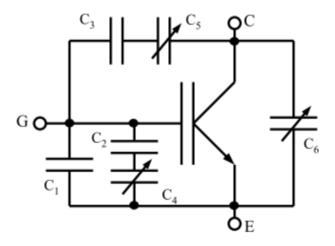


Figure 2.9 : Circuit équivalent d'un IGBT

 $C_1$ : 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.

 $C_2$ - $C_4$ : Capacités entre grille et émetteur (de la zone  $P^+$ ). La capacité  $C_2$  dépend de l'épaisseur de l'oxyde de grille et de la géométrie du composant,  $C_4$  dépend de l'état de la zone de déplétion  $N^+P$ .

 $C_3$ - $C_5$ : Capacités entre grille et collecteur,  $C_3$  dépend de l'épaisseur de l'oxyde de grille et de la géométrie du composant,  $C_5$  est induite par la zone de déplétion de la jonction  $P/P^+N^-$ .

 $C_6$ : Capacité entre émetteur et collecteur. Elle liée à 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 :

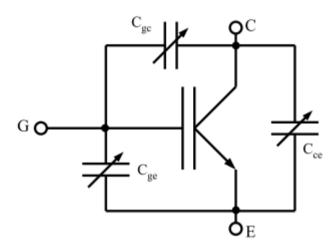


Figure 2.10: Circuit équivalent simplifié d'un IGBT

C<sub>ge</sub>: 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'està-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 [87] sur cette modélisation électrique pour permettre de décrire le comportement du transistor IGBT lors de la commutation. Pour simplifier l'étude du comportement dynamique, les auteurs considèrent que  $C_{ge}$  est constante et ne dépend d'aucune variation de tension (ils supposent que les variations de  $C_4$  sont 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<sup>+</sup> N<sup>-</sup>. Ainsi, il est proposé sur la figure 2.11, l'allure des variations des différentes capacités en fonction de la tension  $v_{ce}$ .

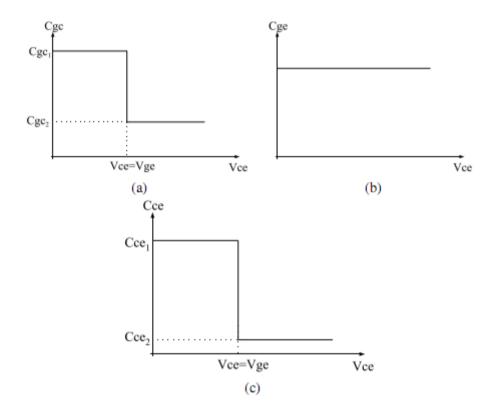


Figure 2.11: Variation des capacités de l'IGBT en fonction de  $V_{ce}$ 

Sur la figure 2.11 on 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 [89].

En pratique les fabricants ne donnent pas directement les capacités  $C_{ge}$ ,  $C_{gc}$  et  $C_{ce}$ , car elles ne sont pas directement mesurables. Elles peuvent êtres obtenues par le moyen des datasheets dans lesquels on retrouve les capacités  $C_{ies}$ ,  $C_{res}$  et  $C_{oes}$ .

Elles sont données par les relations suivantes [89]:

$$C_{ies} = C_{ge} + C_{gc} \tag{2.1}$$

$$C_{res} = C_{gc} \tag{2.2}$$

$$C_{oes} = C_{ce} + C_{gc} \tag{2.3}$$

#### 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 (2.1). 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 (2.3).

C<sub>res</sub>: 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<sub>ge</sub>). 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 précédemment, sont données en fonction de la tension collecteur – émetteur sur la figure 2.12, pour le modèle d'IGBT STGY50NC60WD (50A, 600V).

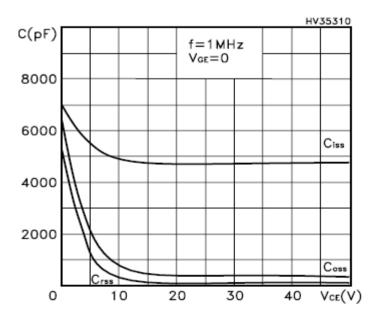


Figure 2.12: Variation des capacités Cies, Coes et Cres en fonction de Vce

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 2.12. Sur cette figure les trois mesures des capacités  $C_{ies}$ ,  $C_{oes}$  et  $C_{res}$  sont données pour une fréquence et une tension  $V_{GE}$  spécifiées. Les valeurs ainsi définies ont une grande importance puisqu'elles conditionnent la rapidité en commutation de l'IGBT. L'allure de leur variation en fonction de la tension collecteur – émetteur est décrite par l'expression (2.4) ou f(x) représente les capacités c'est-à-dire ( $C_{ies}$ ,  $C_{oes}$  et  $C_{res}$ ), x l'abscisse, avec( $x = v_{ce}$ ).

$$f(x) = ae^{bx} + ce^{dx} (2.4)$$

## 2.4 Principe de fonctionnement de L'IGBT

Dans cette partie, nous allons décrire le comportement électrique de l'IGBT pendant les phases statique et dynamique.

#### 2.4.1 Phase Statique

 $V_{GE}$  En fonction des polarisations appliquées, il existe deux états de fonctionnement possibles pour la fonction interrupteur en régime de commutation : l'état bloqué et l'état passant. Ces deux états sont représentés sur la figure 2.13.

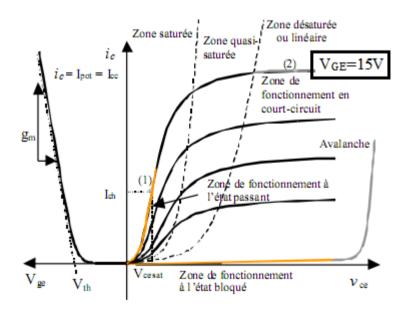


Figure 2.13: Caractéristiques statiques  $i_c = f(v_{ce})$  d'un IGBT pour plusieurs polarisations  $V_{GE}$ 

## a. État bloqué

Théoriquement, il est possible d'avoir un mode bloqué direct  $v_{ce} > 0$  et un mode bloqué inverse  $v_{ce} < 0$ . Dans le premier cas, c'est la jonction  $J_2$  (figure 2.3, § 2.3) qui est polarisée en inverse. C'est l'extension de charge d'espace dans la région de base qui va déterminer au premier ordre la tenue en tension. Dans le deuxième cas, c'est la jonction  $J_1$  qui est polarisée en inverse. En général cette jonction ne permet pas de supporter des tensions importantes en raison de la difficulté de l'utilisation d'une technique de garde sur la face arrière.

## b. État passant

Dans le premier quadrant de la figure 2.13, le passage du mode bloqué au mode passant se fait à la fois par application d'une tension de grille supérieure à la tension de seuil ( $V_{th}$ ) et pour une tension  $v_{ce}$  supérieure à la tension de la jonction  $P+/N^-$  côté anode (environ 0.7V). Pour une tension  $v_{ce}$  positive donnée, l'application d'une tension de grille supérieure à la tension de seuil de la section MOS entraı̂ne l'apparition d'un canal entre la cathode N+ et la région de base  $N^-$  permettant ainsi d'alimenter cette dernière en électrons. Ce courant de base contrôle alors le transistor bipolaire PNP. Ce régime de fonctionnement peut être traduit au premier ordre par la relation suivante :

$$i_c = I_{MOS}(1 + \beta_{PNP}) \tag{2.5}$$

Avec  $i_c$  le courant de l'IGBT, I<sub>MOS</sub> le courant traversant la partie MOSFET et  $\beta_{PNP}$  le gain en courant du transistor PNP

Le courant  $i_c$  est donc la somme du courant MOS et du courant de la section bipolaire. Cependant, le gain  $\beta_{PNP}$  est de faible valeur (environ 0.2 à 0.4) en raison de la profondeur importante de la région de base. Cette injection permet d'augmenter la conductivité de la région de drift dans des proportions significatives, diminuant de ce fait la chute de tension à l'état passant. La contrepartie de cet avantage est une diminution des performances dynamiques par rapport à une structure de type VDMOS.

## 2.4.2 Phase Dynamique

L'étude dynamique d'un cycle de commutation passe par l'analyse des phases d'amorçage et de blocage. Cette analyse se fera à partir du circuit de la figure 2.14.

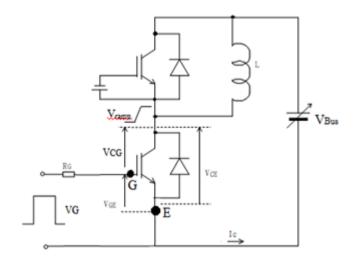


Figure 2.14: Circuit utilisé pour la commutation.

## a. Phase d'Amorçage

La phase d'amorçage de l'IGBT débute lorsque la tension de grille devient largement supérieure à  $V_{th}$  (figure 2.15 (a)). Le contrôle du courant de grille à travers la résistance de grille permet de régler la vitesse de commutation à l'amorçage : il s'agit simplement de la charge de la capacité  $C_{GE}$  à travers la résistance de grille. L'amorçage de l'IGBT peut être décrit en trois phases.

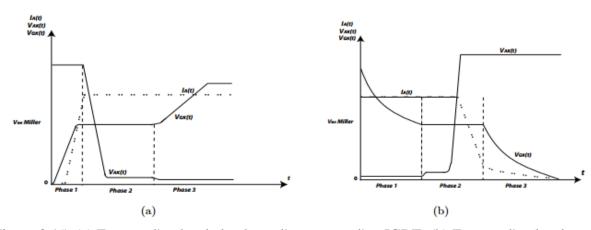


Figure 2.15: (a) Formes d'ondes de la phase d'amorçage d'un IGBT, (b) Formes d'ondes de la phase de blocage d'un IGBT

**Phase 1**: le transistor IGBT est initialement bloqué, la diode de roue libre conduit le courant  $I_L$  et la tension collecteur-émetteur  $V_{ce}$  est égale à la tension d'alimentation  $U_{DC}$ . Le courant de commande charge les capacités d'entrée de l'IGBT ( $C_{ge}$  et  $C_{gc}$ ). La tension de grille augmente mais tant qu'elle n'a pas atteint la tension de seuil  $V_{th}$  aucun courant ne circule dans la structure. Lorsque  $V_{th}$  est atteint, le canal de la partie MOS se forme. Le courant d'anode  $I_F$  commence à croître.

**Phase 2**: l'IGBT conduit le courant  $I_L$ . La tension de grille croit légèrement au début de cette phase, cela permet au canal de faire circuler le courant  $I_L$  et les courants de décharge des capacités  $C_{ge}$  et  $C_{gc}$ . Lorsque  $i_c$  a atteint la valeur  $I_L$ , la diode se bloque. La tension  $v_{ge}$  reste figée dans une phase de plateau appelée " effet Miller " (correspondant à la rétroaction des variations  $V_{ce}$  sur la commande de grille à travers  $C_{gc}$ ).

**Phase 3**: la tension  $v_{ce}$  atteint sa valeur finale  $v_{ce(sat)}$  qui correspond à la chute de tension à l'état passant. La tension de grille croit jusqu'à une valeur constante qui est celle du générateur d'attaque.

## b. Phase de Blocage

Pour bloquer un transistor IGBT, il suffit d'annuler la tension aux bornes de la grille c'est-à-dire annulé le canal MOS en appliquant une tension $v_{ge} < V_{th}$ . Les différentes phases de blocage d'un IGBT sur charge inductive sont les suivantes (figure 2.15(b)):

**Phase 1**: la tension de commande de grille passe de son niveau haut à son niveau bas. La tension  $V_{ge}$  décroît jusqu'au plateau Miller qui correspond à la décharge de la capacité  $C_{GC}$ . Pendant ce temps  $v_{ce}$  augmente alors que le courant  $i_c$  commence à décroître.

**Phase 2**: la décroissance du courant  $i_c$  est très rapide jusqu'à ce que le canal du MOS se ferme, la base du transistor PNP n'est donc plus alimentée.

**Phase 3**: la dernière phase de l'ouverture est la phase du courant de queue. La décroissance du courant est alors limitée par la vitesse de recombinaison des porteurs dans le transistor *PNP* dont la base est ouverte.

#### 2.5 Principe de la diode PiN

Une diode PiN (Positive Intrinsic Negative diode en anglais) est une diode constituée d'une zone non-dopée, dite intrinsèque "i", intercalée entre deux zones dopées P et N. Une diode PiN polarisée dans le sens direct (passante) offre une impédance dynamique (vis-à-vis des signaux variables) extrêmement faible. Polarisée dans le sens inverse (bloquée) elle offre une très grande impédance et surtout une très faible capacité (elle se comporte comme un condensateur de très faible valeur, quelques picofarads, voire moins suivant les modèles). Les diodes PiN dites de commutation rapide, sont utilisées pour les signaux de hautes fréquences.

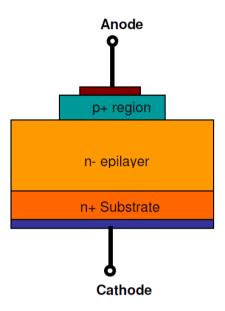


Figure 2.16: Structure de la diode de puissance PiN

## 2.5.1 Comportement statique de la diode PiN

#### 2.5.1.1 Etat passant (polarisation directe)

La caractéristique statique d'une diode à jonction est donnée sur la figure 2.17. Si l'on s'en tient à une présentation purement externe, le quadrant (I) correspond à la zone de polarisation directe de la diode et donc, à 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<sub>F</sub> 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 :

$$i_F = I_s[\exp(\frac{v_F}{U_T}) - 1] \tag{2.6}$$

Avec:

 $I_s$ : courant de saturation

 $U_T$ : potentiel thermodynamique

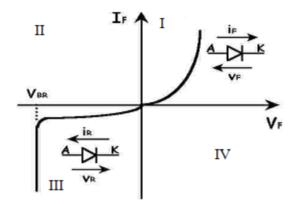


Figure 2.17 : Caractéristique idéalisée de la diode

## 3.2.2 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.

#### 3.2.3 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. Cependant l'interrupteur idéal n'existe pas et les commutations dans les circuits pratiques sont toujours complexes et imparfaites.

Dans le circuit de la figure 2.14 (§2.4.2) on considère que la charge est de nature inductive, elle se comporte comme une source de courant d'intensité constante I<sub>L</sub> durant les commutations. D est une diode de roue libre ou de récupération.

#### 2.5.2.1 Commutation à la fermeture

Quand le transistor IGBT est fermé, le courant de charge  $I_L$  passe par l'IGBT et ne circule pas dans la diode. Les bornes de la diode sont soumises à la source de tension  $V_{Bus}$ . Lorsque l'on ouvre le transistor IGBT, le courant  $I_L$  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 chute de tension diminue et tend vers sa valeur d'équilibre  $V_{on}$ .

La figure 2.18 montre les formes d'onde 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.

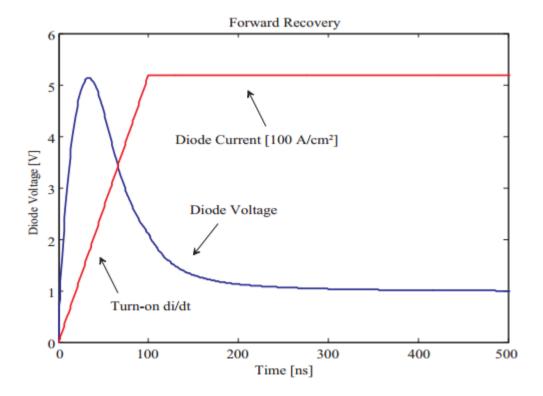


Figure 2.18 : Allure du courant et de la tension lors d'une commutation à la fermeture [94]

La tension directe maximale  $V_{FM}$  diminue quand la vitesse du recouvrement di/dt du courant diminue. Si di/dt est très élevé, la tension  $V_F$  peut atteindre une valeur très importante.

#### 2.5.2.2 Commutation à l'ouverture

Le courant de recouvrement des diodes est une limitation importante à l'utilisation des diodes dipolaires de puissance en haute fréquence. Il s'agit d'un comportement du composant bipolaire de puissance, la diode PiN, tout comme l'IGBT. Aussi lors de l'ouverture du composant, elle doit évacuer les charges accumulées, réduire la zone de stockage et permettre l'extension de la zone dépeuplée au sein du composant. Ce n'est qu'après un certain temps de « désaturation » que le composant voit s'établir à ses bornes une tension V qui, à terme, sera égale et de signe contraire à la force électromotrice du circuit. Ce courant de recouvrement est pénalisant car il se retrouve ajouté au courant moyen du transistor et participe aux pertes par commutation. De plus, il peut provoquer un important stress au composant, imposant dans sa dernière phase de commutation à la fois un fort courant et une forte tension, ayant un impact sur sa fiabilité. La forme d'onde du courant de recouvrement inverse de la diode PiN peut être observée sur la figure 2.19. La courbe du courant décroît selon une pente di/dt qui est fixée par la valeur de la force électromotrice du circuit et de la valeur de l'inductance totale jusqu'à atteindre une valeur nulle. A partir de ce point le courant change de signe et de sens et continue de décroître jusqu'à une valeur maximale appelée  $I_{RM}$ : c'est l'extraction des charges par courant inverse. Ceci constitue les deux premières phases de la désaturation. La dernière phase ressemble à la phase de traînage du courant des IGBT et dépend alors fortement de la durée de vie des porteurs et des mécanismes de recombinaison. La forme d'onde du courant de recouvrement est alors la conséquence des mécanismes internes au cristal, principalement dans la base large, et donc régie par l'évolution des concentrations de porteurs et des gradients de concentrations aux frontières des différentes zones qui s'établissent au cours du temps.

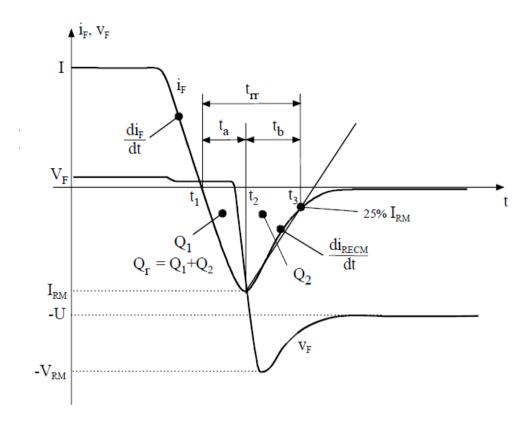


Figure 2.19 : Allure du courant et de la tension lors d'une commutation à l'ouverture

## 2.6 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.

On distingue trois familles de composants de puissance, et selon les phénomènes physiques présents lors du fonctionnement, on parle alors de composants bipolaires, unipolaires ou 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 résulte simplement du changement de polarisation après un transitoire de recouvrement, qui à la mise en conduction, se manifeste par une onde de surtension au blocage, et par une onde du courant inverse véhiculant la charge recouvrée.

Les transistors à grille isolée de puissance présentent la particularité d'être des interrupteurs de puissance commandés qui fonctionnent en grande partie pendant leur phase dynamique en mode unipolaire, c.à.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.

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 3**

Modèle de calcul des pertes instantanées basée sur une approche simplifiée

#### 3.1 Introduction

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

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 [86].

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 [4].

Nous allons procéder au calcul des pertes par une 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.

#### 3.2 Modélisation de l'IGBT et de la diode PiN

## 3.2.1 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 (3.1) [89,95].

$$\frac{di_{c,on}}{dt}(t=0) = g_{m} \frac{(U_{DC} - V_{th})}{R_{g} \cdot (C_{gc} + C_{ge}) + g_{m} \cdot L_{S}}$$
(3.1)

La formule (3.2) donne la tension collecteur-émetteur pendant cette période [76, 89, 95].

$$\frac{dv_{ce,on}}{dt}(t=0) = \frac{V_{th} + \frac{I_L}{g_m} - U_{DC}}{R_g.C_{gc}}$$
(3.2)

Avec:

 $v_{ceon}(t)$ : Tension instantanée collecteur-émetteur pendant sa mise en conduction.

 $i_{con}(t)$ : Courant instantané traversant l'IGBT pendant sa mise en conduction.

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

 $g_m$ : Transconductance du dispositif [ A/V ]

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

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

 $V_{DC}$ : Tension du bus continu (V).

## 3.2.2. 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 décroit jusqu'à atteindre la tension de seuil  $V_{th}$ . La tension grille-émetteur suit la loi de variation suivante [4, 88, 95]:

$$\frac{dv_{ce,off}}{dt}(t=0) = \frac{V_{th} + \frac{I_L}{g_m} - V_{GG}}{R_g \cdot C_{gc}}$$
(3.3)

La relation (3.4) explicite le courant traversant l'IGBT pendant cette phase [76, 95].

$$\frac{di_{c,off}}{dt}(t=0) = g_m \frac{V_{GG} - (V_{th} + I_L / g_m)}{R_g \cdot (C_{gc} + C_{ge}) + g_m \cdot L_S}$$
(3.4)

Avec:

 $V_{GG}$ : Tension de commande de la grille.

Ce même courant varie en forme exponentielle en fonction de la durée de vie des porteurs minoritaires (trous) dans la base du composant (relation (3.4)) [4, 88].

$$i_{c,off}(t) = \alpha_{pnp} I_L e^{-(t/\tau_{HT})}$$
 (3.5)

$$\alpha_{pnp} = sh \left\lceil \frac{W}{L} \right\rceil \tag{3.6}$$

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

 $\tau_{\rm HL}$ : 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.

#### 3.3 Commutation de la diode PiN 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<sup>-</sup>). 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 que celui de la commutation à la fermeture (figure 3.1), mais avec des états initiaux du composant 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.

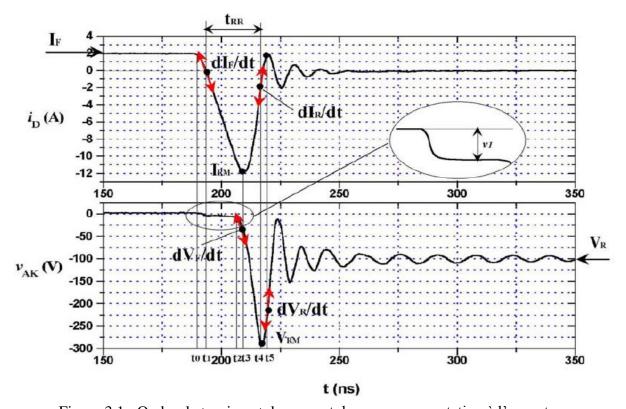


Figure 3.1 : Ondes de tension et de courant dans une commutation à l'ouverture.

- P 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 Qs dans la zone de plasma
- ➤ Pour t=t<sub>0</sub>, l'interrupteur T est fermé. La tension V<sub>R</sub> est appliquée en inverse aux bornes de la diode. Le courant i<sub>A</sub> diminue progressivement avec une pente :

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{-V_R - v_{AK} + v_{DS}}{L_c} \tag{3.7}$$

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 légèrement positive. Ceci est dû au fait que 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  $v_{AK}$ .

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{-V_R}{L_s} \tag{3.8}$$

Donc le courant peut s'exprimer approximativement par :

$$i_A = I_F - \left| \frac{di}{dt} \right| \quad t = I_F - \frac{V_R}{L_s} t \tag{3.9}$$

La diminution du courant permet l'évacuation progressive de la charge Q<sub>S</sub> 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 :

$$t_1 = \frac{I_F}{\left|\frac{di}{dt}\right|} = \frac{I_F L_s}{V_R} \tag{3.10}$$

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

- Pour t > t<sub>1</sub>, les concentrations en porteurs dans la zone N<sup>-</sup> 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<sup>-</sup>) 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. La zone de charge d'espace commence à s'étaler, et la tension  $v_{AK}$  décroît très vite vers des valeurs négatives.
- Pour t=t<sub>3</sub> les porteurs stockés continuent à être éliminés progressivement par recombinaison et par le courant i<sub>F</sub>. La pente di<sub>F</sub>/dt donne naissance à une surtension qui s'ajoute à la tension V<sub>R</sub>, la tension inverse atteint alors sa valeur maximale V<sub>RM</sub>. A la fin du 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 [93] :

$$i_F(t) = -I_{RM} \exp\left(-\frac{t - t_1}{\tau_{RR}}\right) \tag{3.11}$$

Avec:

 $\tau_{RR}$ : Constante de temps de recouvrement inverse.

Le tableau 3.1 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.

Tableau 3.1 Paramètres caractéristique d'une diode

	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 <sub>F</sub> /dt	V/s	Pente de la tension inverse au moment du passage à I <sub>RM</sub>
dI <sub>R</sub> /dt	A/s	Pente du courant de recouvrement au moment du passage à $V_{\text{RM}}$
$V_{RM1}$	V	Première crête de tension inverse après le passage à V <sub>RM</sub>
T <sub>VRM1</sub>	S	Durée entre le passage à V <sub>RM</sub> et le passage àV <sub>RM1</sub>
dI <sub>F</sub> /dt	A/s	Pente de la décroissance du courant direct
$I_{\mathrm{F}}$	A	Courant direct à l'état passant
$V_R$	V	Tension inverse appliquée

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.

## 3.4 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 [88].

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

$$p = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} v_{ce}(t) i_{c}(t) dt$$
 (3.12)

Où T est la période du signal,  $v_{ce}$  est la tension collecteur-émetteur de l'IGBT,  $i_c$  est le courant circulant dans le transistor. Nous allons nous intéresser à deux types de ces pertes : les pertes par conduction et les pertes par commutation.

## 3.4.1 Pertes par conduction

Les pertes par conduction sont les pertes dissipées à l'état passant dans le semiconducteur. Elles sont liées à la chute de tension et au courant qui circule durant la fermeture [88].

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.

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} V_{ce}(I_L) J_L dt = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} (V_{ce0}(I_L) + R_{ceon} J_L) J_L dt$$
(3.13)

## 3.4.2 Pertes par 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 bloqués et imposent donc des limitations de nature thermique à la tension et au courant commuté ou à la fréquence du cycle. Ces pertes dues à la 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 la 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 ou moins linéaire, du produit de la tension bloquée en inverse et de la charge recouvrée. Cette dernière représente 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 en 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, ce 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 l'IGBT, c'est par contre souvent la queue du courant à l'ouverture qui engendre la part la plus importante des pertes en commutation. Celles-ci 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 l'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 en commutation et la limite de la fréquence de fonctionnement [75].

Dans la suite 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), puis dans un second lieu, en prenant en considération les pertes au blocage de la diode.

## 3.5 Résultats de simulation

# 3.5.1 Sans prise en compte des pertes dans la diode

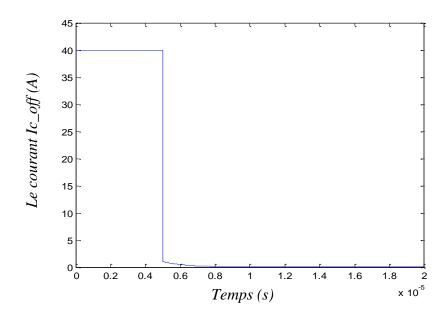


Figure 3.2: Courant traversant l'IGBT pendant la mise au blocage

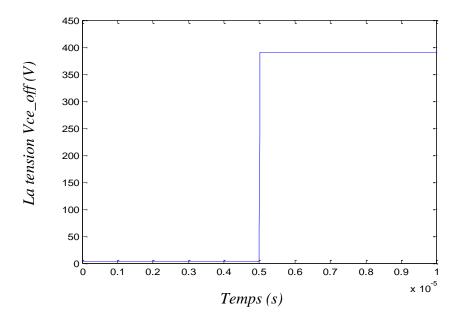


Figure 3.3: Tension aux bornes de l'IGBT pendant la mise au blocage

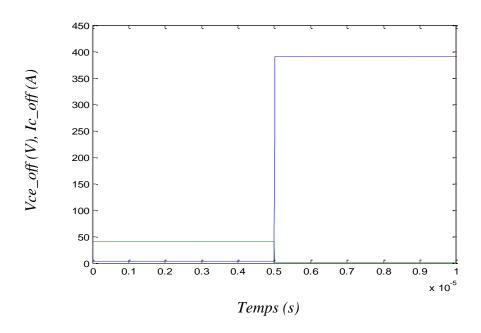


Figure 3.4 : Courant et tension dans l'IGBT pendant la mise au blocage

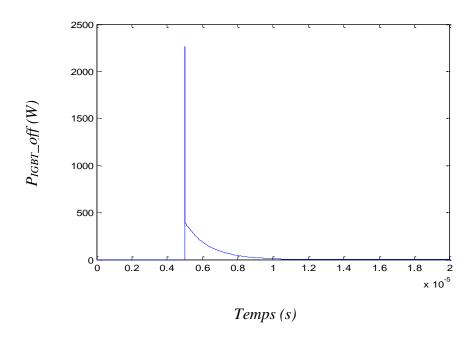


Figure 3.5 : Pertes de puissance dans l'IGBT pendant la mise au blocage

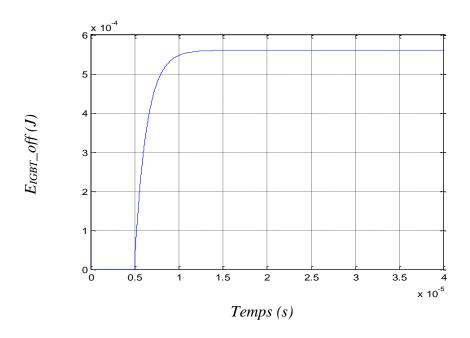


Figure 3.6 : Pertes d'énergie dans l'IGBT pendant la mise au blocage

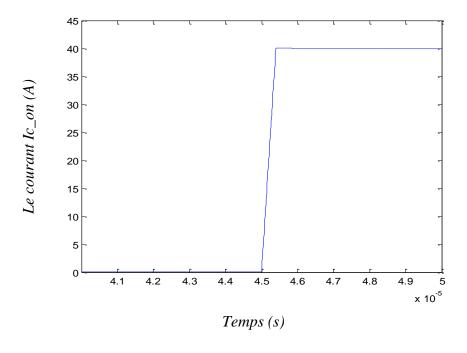


Figure 3.7 : Courant de l'IGBT pendant la mise en conduction

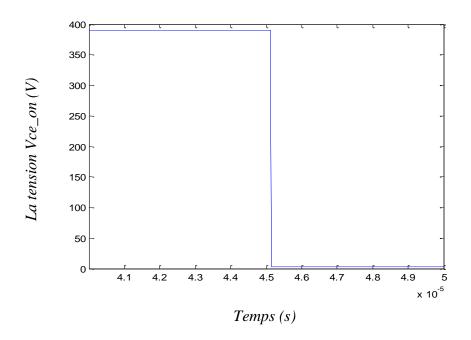


Figure 3.8 : Tension aux bornes de l'IGBT pendant la mise en conduction

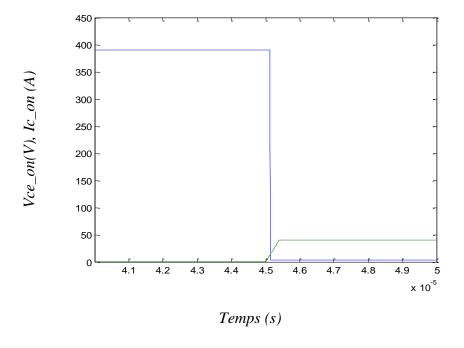


Figure 3.9: Courant et tension de l'IGBT pendant la mise en conduction

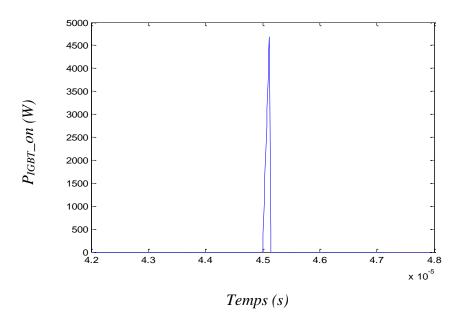


Figure 3.10: Pertes de puissance de l'IGBT pendant la mise en conduction

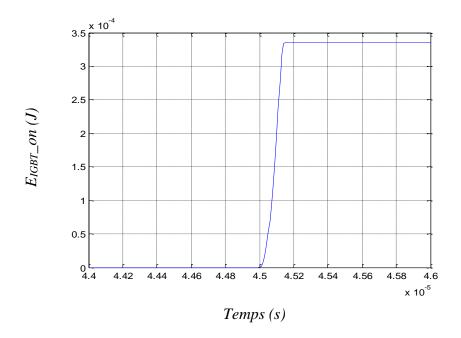


Figure 3.11: Pertes d'énergie de l'IGBT pendant la mise en conduction

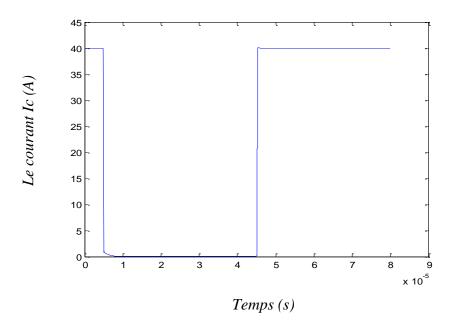


Figure 3.12 : Courant traversant l'IGBT pendant une période de fonctionnement

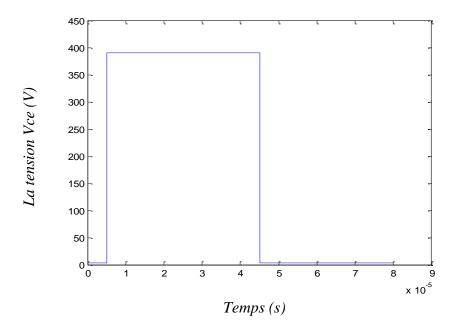


Figure 3.13: Tension de l'IGBT pendant une période de fonctionnement

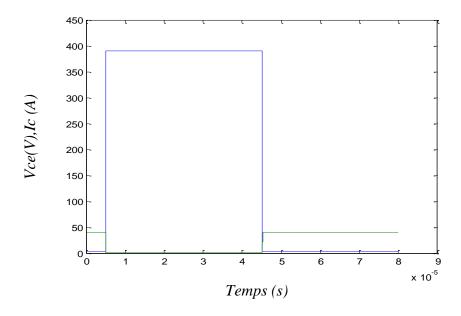


Figure 3.14: Courant et tension de l'IGBT pendant une période de fonctionnement

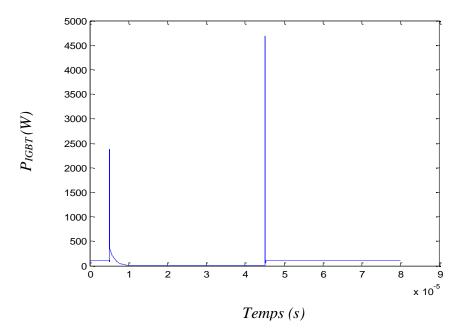


Figure 3.15: Les pertes de puissance de l'IGBT pendant une période de fonctionnement

## 3.5.2 Avec prise en compte du phénomène de recouvrement de la diode

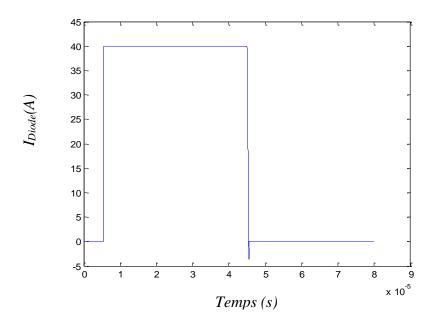


Figure 3.16: Courant traversant la diode pendant une période de fonctionnement

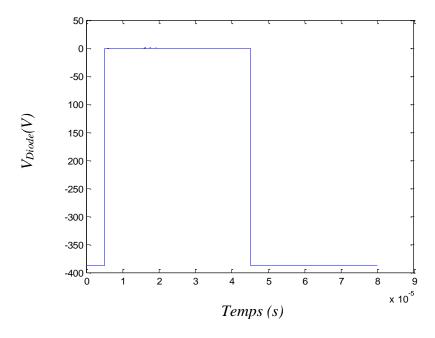


Figure 3.17: Tension aux bornes de la diode pendant une période de fonctionnement

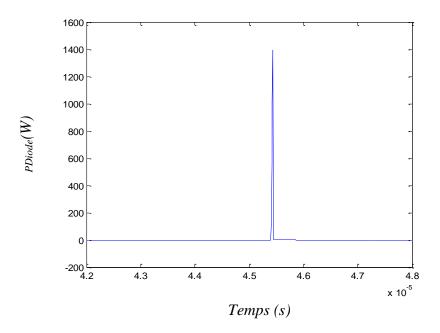


Figure 3.18: Pertes de puissance dans la diode pendant sa mise au blocage

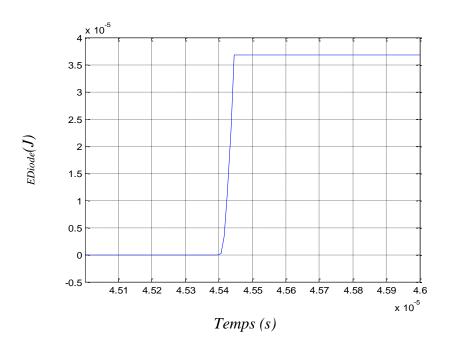


Figure 3.19: Pertes d'énergie dans la diode pendant sa mise au blocage

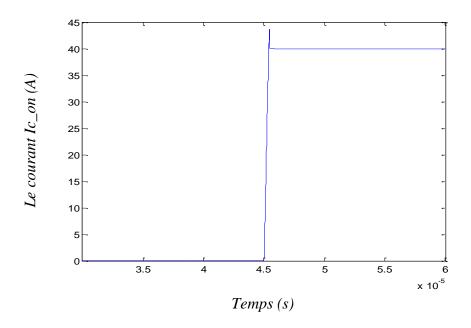


Figure 3.20: Courant dans l'IGBT pendant sa mise en conduction

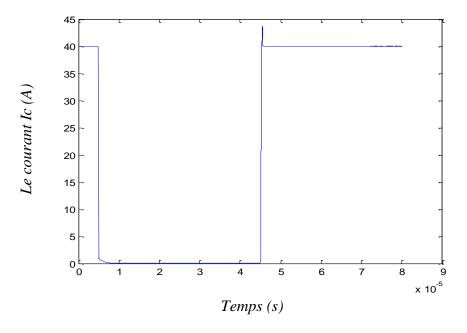


Figure 3.21 : Courant dans l'IGBT pendant une période de fonctionnement

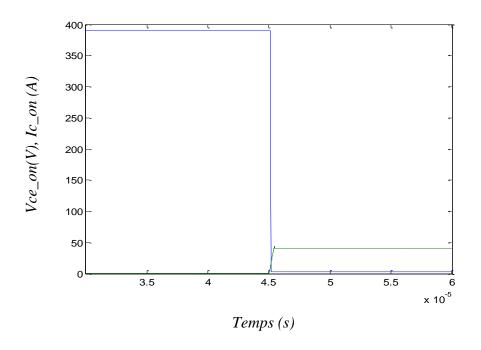


Figure 3.22: Courant et tension de l'IGBT pendant sa mise en conduction

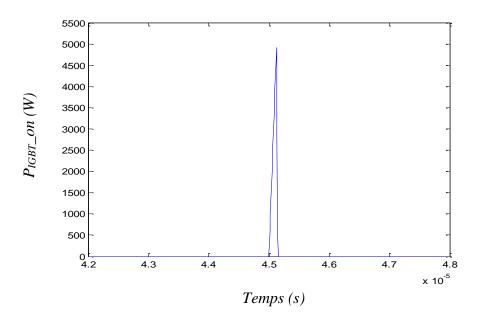


Figure 3.23: Les pertes de puissance dans l'IGBT pendant sa mise en conduction

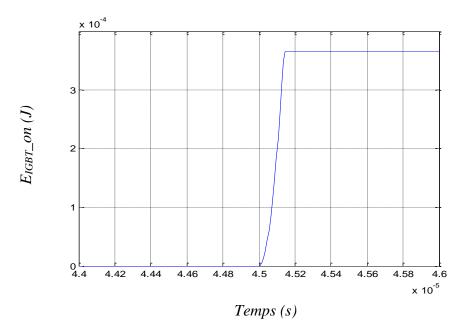


Figure 3.24: énergies dissipée dans l'IGBT pendant sa mise en conduction

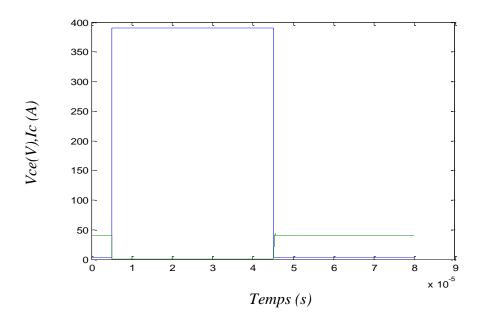


Figure 3.25: Courant et tension de l'IGBT pendant une période de fonctionnement

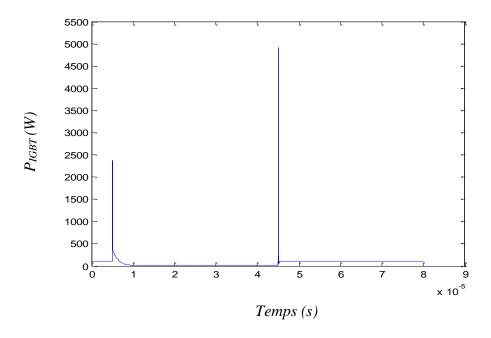


Figure 3.26: Les pertes de puissance de l'IGBT pendant une période de fonctionnement

## 3.6 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 :

## 3.6.1 Phase de commutation au blocage (on-off)

Les figures 3.2 et 3.3 montrent respectivement la forme d'onde du courant collecteurémetteur de l'IGBT, et celle de la tension à ses bornes, elles caractérisent le comportement à la mise au blocage 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 3.2), ce qui s'explique par le fait que l'IGBT avant de retrouver son pouvoir bloquant, doit évacuer toutes les charges stockées pendant sa période de conduction. Ce phénomène a un impact direct sur les pertes

en commutation ce qui est donné par la courbe de la figure 3.5, correspondant à une énergie appelée E<sub>IGBT-OFF</sub> de l'IGBT représentée par la figure 3.6.

## 3.6.2 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 cette phase de fonctionnement.

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

La caractéristique importante pendant cette phase est le pic du courant ( $I_L+I_{RM}$ ) auquel est soumis le composant IGBT. Dans notre étude ce pic a une amplitude de (40A+3.6A) (voir figure 3.20) et ceci n'apparait 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 3.23, correspondant à une énergie appelée  $E_{IGBT-ON}$  de l'IGBT donnée par la figure 3.24.

## 3.6.4 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  $V_{ce-sat}$ . Le produit  $i_c$  par  $V_{ce-sat}$  est la puissance instantanée que dissipe le transistor pendant cette phase (voir figures 3.15 et 3.26).

## Interprétation du phénomène de recouvrement de la diode

Les figures 3.16 et 3.17, 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 décroit 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  $I_{RM}$  égal à (-3.6A) dans le cas de la diode utilisée dans notre étude. A partir de cette valeur du courant, la diode entame la 2ème phase du recouvrement qui est semblable à la phase du trainage du courant des IGBT. Toutefois, la diode est classée comme étant un composant bipolaire, ce qui explique la partie négative du courant.

La figure 3.18 nous renseigne sur les pertes par recouvrement de la diode, l'énergie afférente est donnée par la figure 3.19.

## Remarques

En comparant les valeurs lues sur les courbes des énergies E<sub>IGBT-OFF</sub> (figure 3.6) et E<sub>IGBT-ON</sub> (figure 3.24), 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 datasheet, ce qui confirme la bonne précision offerte par le modèle instantanée.

## 3.7 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.

Tout d'abord, 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 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 celles de tout le circuit, pendant une période de fonctionnement. Il faut signaler que ce modèle est limité par le fait que les surtensions dues aux inductances parasites ne sont pas prises en compte, de plus les pertes du circuit de grille ne sont pas évaluées et les non linéarités dues à la variation des capacités internes des composants semi-conducteurs sont négligées.

Dans le chapitre 4, nous allons procéder au calcul des pertes par une méthode beaucoup plus élaborée, afin de prendre en charge certains paramètres négligés dans ce chapitre.

# **Chapitre 4**

Méthode de calcul des pertes basée sur une approche par système d'état

#### 4.1 Introduction

Dans ce chapitre la méthode que nous allons exposer, consiste à développer un modèle analytique appelé également modèle mathématique. Basées sur une représentation en circuits équivalents, les expressions des pertes sont ainsi extraites en utilisant l'évolution des formes du courant et de la tension. Le défi principal pour ce modèle est comment améliorer sa précision. D'une façon simple, comme cela a été exposé dans le chapitre précédent, pour calculer les pertes, souvent une linéarisation des formes d'onde du courant et de la tension lors des commutations est adoptée [4, 88]. L'inductance de la source due au câblage et les caractéristiques non-linéaires des condensateurs du dispositif ne sont pas considérées [65]. Par conséquent, les résultats 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, les points suivants sont pris en compte :

- ➤ La capacité C<sub>ce</sub> (collecteur-émetteur) durant les commutations,
- ➤ La variation de la capacité C<sub>ge</sub> (grille-émetteur) est considérée, même si cet effet reste mineur,
- La commande envisagée se fait entre la tension  $(-V_G)$  et  $(+V_G)$  contrairement à la majorité des modèles où elle est prise entre 0 et  $+V_G$ .
- L'ensemble des inductances parasites dans le circuit,

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 de toutes les étapes de conception, d'extraction et de validation qui 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 temps des marges de sécurité « confortables » est révolu, il s'agit d'utiliser tous les composants aux limites de leurs possibilités.

Une utilisation optimale des interrupteurs semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques de puissance est tributaire d'une évaluation précise des pertes dont ils sont le siège et de leur aire de sécurité . C'est dans ce contexte que ce chapitre s'inscrit. Ainsi, dans le cas d'une réalisation pratique, chaque conception représente un environnement particulier, Il

faut toutefois que les données « constructeurs » soient faites pour un environnement particulier qui est souvent différent de celui où le composant est appelé à fonctionner. Le modèle de l'estimation des pertes que nous présentons est basé sur la méthode analytique, avec une représentation d'état. Il tient compte de la variation non linéaire des capacités parasites en fonction de la tension  $v_{ce}$  et des inductances parasites pour un modèle d'IGBT de puissance moyenne de type 2MBI200U4H-120 de la firme du constructeur Fuji.

## 4.2 Modélisation du transistor IGBT

En toute rigueur, une cellule de commutation telle qu'elle a été définie sur la figure 2.12 § 2.4.2 est suffisante pour décrire d'une manière rationnelle le fonctionnement des structures d'électronique de puissance. C'est une approche puissante d'analyse permettant de dégager autour d'une commutation, les acteurs principaux. Initialement appliquée à la seule étude du fonctionnement global des convertisseurs, cette approche peut également trouver son application dans l'étude plus fine des phénomènes de commutation, éléments importants dans la démarche du calcul des pertes, à condition de bien représenter tout l'environnement des semi-conducteurs. Ainsi, la figure.2.12 est complétée par le rajout de deux inductances parasites à savoir L<sub>s</sub> et L<sub>g</sub>, comme représenté par la figure.4.1. Notre cellule se compose alors de deux boucles : la maille de puissance et le circuit de grille. Deux inductances couplées sont suffisantes pour rendre compte de tous les phénomènes [76, 77].

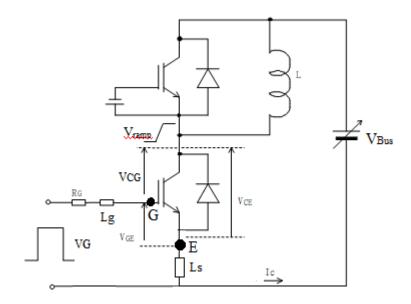


Figure 4.1: Cellule de commutation

## 4.2.1 Modélisation des effets capacitifs

Les capacités de l'IGBT sont des éléments déterminants pour le modèle dynamique du comportement électrique du transistor IGBT de puissance. Les capacités inter-électrodes de l'IGBT sont pratiquement indépendantes de la température [96, 97] mais elles sont fortement liées à la variation des tensions (collecteur-émetteur) et (grille-émetteur).

D'une façon générale, l'équation d'un courant (i) traversant une capacité est la suivante [96]:

$$i \quad (t) = \frac{dQ_c(t)}{dt} \tag{4.1}$$

 $Q_C(t)$ : représente les charges électriques emmagasinées dans la capacité, qui est en réalité fonction de la tension appliquée à ses bornes.

L'expression de C(t) est la suivante :

$$C(t) = \frac{dQ_c(t)}{dv(t)} \tag{4.2}$$

Ou

C(t): est la capacité en Farad

v(t): est la tension en Volts

Alors l'expression (4.2) s'écrit :

$$i (t) = \frac{dQ_c(t)}{dv(t)} \frac{dv(t)}{dt} = c(t) \frac{dv(t)}{dt} = c(v(t)) \frac{dv(t)}{dt}$$

$$(4.3)$$

Le comportement de l'IGBT lors de ces commutations est particulièrement basé sur la charge et la décharge de ses capacités parasites.

Les capacités citées ci-dessus, sont données en fonction de la tension collecteur-émetteur. Les trois mesures des capacités  $C_{ies}$ ,  $C_{oes}$  et  $C_{res}$  sont données sur la figure 4.2 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. Du point de vue de la physique du semi-conducteur, les différentes charges à l'intérieur du composant provoquant ces effets capacitifs sont souvent modélisés par des fonctions hyperboliques. Pour cette raison nous optons pour une interpolation forme d'une somme de deux exponentielles en fonction de la tension (collecteur-émetteur), données par l'expression (4.6). Leur allure après interpolation en fonction de la tension (collecteur-émetteur) est représentée sur la figure 4.2. La figure 4.3 représente les capacités inter-électrodes.

Pour ce qui est de la variation en fonction de la tension (grille-émetteur), les constructeurs à l'heure actuelle ne la donnent pas, donc elle ne sera pas prise en compte dans ce qui va suivre.

$$f(v_{ce}) = ae^{bv_{ce}} + ce^{dv_{ce}}$$

$$\tag{4.4}$$

Après interpolation on obtient les résultats consignés dans le tableau.4.1 pour les coefficients (a, b, c, et d).

TABLEAU 4.1  $\label{eq:parameters} \text{PARAMETRES DE } F(V_{CE}) \text{ POUR LES DIFFERENTES CAPACITES (NF)}$ 

	a	b	С	d
Cies	9.148	-1.394	22.39	-0.001585
Coes	10.41	-1.198	3.558	-0.03736
Cres	8.61	-1.529	2.85	-0.01815

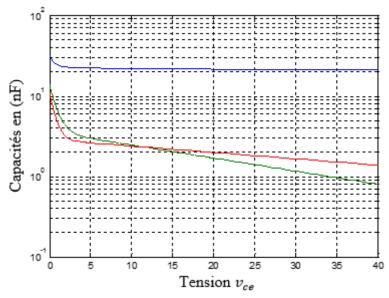


Figure 4.2: Allure des capacités en fonction de la tension  $v_{ce}$  après interpolation

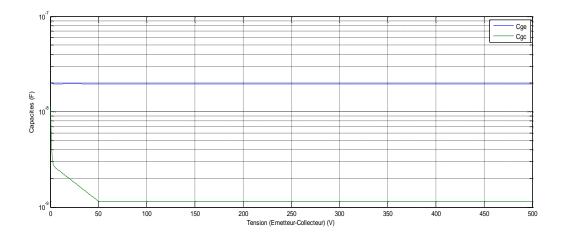


Figure 4.3 : Représentation des capacités  $C_{ge}$  et  $C_{gc}$  en fonction de la tension  $v_{ce}$ 

## 4.2.2 Mise au blocage

Le transistor IGBT étant un dispositif mixte lors de sa fermeture, il souffre des lenteurs des composants bipolaires dues à la recombinaison et à l'évacuation des charges [4, 54, 75,88], donc deux phénomènes interagissent (voir figure 4.4). Le courant de l'IGBT est contrôlé par la tension de la grille du MOSFET tant que la jonction grille-collecteur tient en inverse. Le maintien de cette condition permet à l'IGBT d'avoir un comportement en commutation supérieur à celui du transistor bipolaire. Les charges stockées dans la base provoquent une traînée dans la forme d'onde du courant de l'IGBT en fermeture. En effet pour arrêter la conduction, la grille est connectée à la masse, ce qui entraîne le blocage rapide

du MOSFET. Le courant total de l'IGBT étant la somme du courant collecteur et du courant MOSFET, la commutation à la fermeture s'effectue en deux temps. Le premier correspond à la décroissance rapide du courant du MOS (courant des électrons), et le second (traînée) est associé à la recombinaison des porteurs minoritaires dans la base.

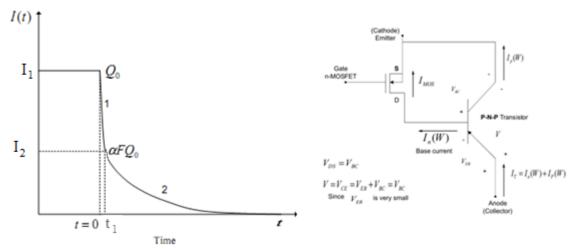


Figure.4.4. : Illustration typique des deux phases du courant lors de la fermeture de l'IGBT [84]

Ainsi, lors de la commutation au blocage, le comportement dynamique de l'IGBT peut être assimilé à un transistor MOSFET, excepté lors de la phase de trainée. D'une façon générale, on peut distinguer trois principales phases de commutation [88].

- 1. La phase de commutation en tension,
- 2. La phase de commutation en courant,
- 3. La phase de trainée.

Ce qui nous amène à considérer le schéma équivalent présenté sur la figure 4.5 durant les phases de commutation:

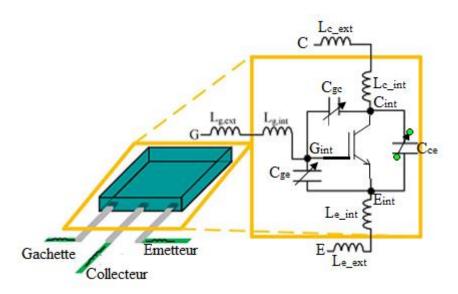


Figure 4.5:Schéma équivalent du transistor IGBT avec ses éléments parasites

Ainsi, lors de la commutation le schéma équivalent de la figure 4.5 se décompose comme indiquée sur la figure 4.6.

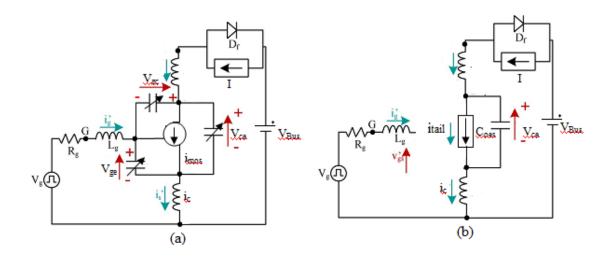


Figure 4.6. Schéma équivalent : (a) durant la phase de commutation en courant et en tension, (b) durant la phase de trainée

Pour éviter une modélisation abusive qui nous conduira à des cas qui n'existent pas d'un point de vue électrique, cette approche généraliste a donc été complétée par une approche basée sur la physique du composant.

L'idée est de modéliser le système représenté sur la figure 4.6 en utilisant une analyse de type circuit et établir ainsi un système d'état. L'approche physique de la commutation nous

permettra l'initialisation des variables d'état en respectant l'ordre chronologique des événements.

Lors de la mise au blocage, les phases déjà décrites au chapitre 2, qui constituent une approche idéalisée, peuvent être reprises et développées comme suit:

## ➤ Phase «0»

La charge impose le courant collecteur ( $I_L$ ), L'IGBT est conducteur en zone ohmique ( $v_{ce}=V_{ce(sat)},\,i_g(t)=0$ ,  $v_{ge}=V_{GG-on}$  la capacité  $C_{gc}$  est chargé à  $V_{ce(sat)}$ 

## ➤ Phase «1»

Au début de la zone « 1 » la tension  $V_g$  passe brusquement de  $V_{GG-on}$  à  $V_{GG-off}$  avec un front infiniment raide. Les circuits de grille et de puissance sont encore indépendants, la tension  $v_{ge}$  décroit jusqu'à un niveau imposé par le courant du canal du MOS à cause de la décharge des capacités  $C_{gc}$  et  $C_{ge}$ . Il est capital de bien prendre en compte l'évolution de la capacité d'entrée  $C_{ies}$  en fonction des deux potentiels  $v_{ge}$  et  $v_{ce}$ . L'IGBT reste sur la partie ohmique de sa caractéristique statique.

#### ➤ Phase «2»

L'IGBT fonctionne dans la partie saturée de sa caractéristique statique, la tension  $v_{ge}$  se stabilise et répond à l'équation suivante (figure 4.7).

$$i_n = k \left( v_{ge} - V_{th} \right)^2 \tag{4.5}$$

Le courant dans la grille est quasi constant, il continue à décharger la capacité $C_{gc}$ , la tension  $v_{ce}$  commence à croitre.

## ➤ Phase «3»

La diode étant toujours bloquée, son modèle est alors décrit essentiellement par l'équation de la tension, dans la zone de charge d'espace, c'est la phase de commutation en tension. Au premier ordre, on peut considérer que la tension  $v_{ce}$  évolue alors via le circuit de grille. En effet, la tension  $v_{ge}$  est maintenue sensiblement constante et la capacité  $C_{gc}$  se charge alors à travers le circuit de grille. Ceci a pour effet de faire évoluer la tension  $v_{ce}$ . La résistance de grille  $R_g$  influence fortement le ( $dv_{ce}/dt$ ) durant cette phase.

#### ➤ Phase «4»

Lorsque la tension  $v_{ce}$  atteint  $U_{DC}$ , la diode de roue libre D se met en conduction, on rentre ainsi dans la phase de commutation en courant (le modèle de la diode n'est pas vraiment critique dans cette phase puisque elle est conductrice). Les circuits de grille et de puissance sont sollicités ensemble, ceci provoque une chute de la tension  $v_{ge}$ . Le courant collecteur commence à décroitre jusqu'à une valeur critique  $I_2$  (voir figure.4.4) et une surtension  $\Delta v_{ce}$  due aux inductances parasites, apparait aux bornes de L'IGBT.

## ➤ Phase «5»

Les circuits de grille et de puissance sont à nouveau découplés, la tension  $v_{ge}$  évolue vers son niveau final. A la fin de la phase « 4 » il ne reste que le courant associé aux trous à annuler. Ces charges positives sont principalement stockées dans la zone de drain  $N^-$  de l'IGBT.

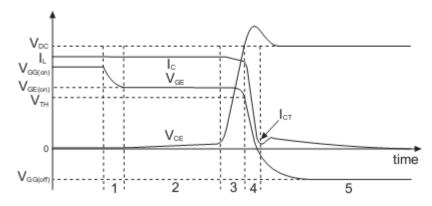


Figure 4.7: Forme d'onde au blocage du transistor IGBT [98]

## 4.2.3 Mise à l'amorçage

Le processus d'amorçage de l'IGBT est dominé par le comportement de sa partie MOSFET. La tension aux bornes du transistor IGBT ne peut commencer à descendre que lorsque le courant dans la diode a atteint une valeur négative de recouvrement I<sub>RM</sub>. Le taux de décroissance du courant di<sub>A</sub>/dt ne dépend pas de la diode mais des inductances parasites externes et de la variation de la tension de grille du transistor IGBT. La mise en conduction du transistor ne peut alors être séparée uniquement en trois parties, comme c'était le cas dans le chapitre 2, elles peuvent être reprises est développées comme suit :

Phase «0»

La source impose sa tension, L'IGBT étant bloqué  $(i_g(t) = 0 , v_{ge} = -V_{GG-off})$ 

## ➤ Phase «1»

Au début de la conduction la tension  $V_g$  passe brusquement de  $V_{GG-off}$  à  $V_{GG-on}$  avec un front infiniment raide. Les circuits de grille et de puissance sont encore indépendants, la tension  $v_{ge}$  croit jusqu'à un niveau imposé par le courant du canal du MOSFET à cause de la charge de la capacité  $C_{ge}$  via la résistance de grille  $R_g$ . Durant cette phase la valeur de la capacité  $C_{gc}$  est très faible devant celle de la grille-émetteur (figure 4.3).

## ➤ Phase «2»

La chute initiale de la tension  $V_{CE}$  induit aux bornes de l'inductance parasite  $L_S$  une force contre-électromotrice. Comme il y a très peu de charges stockées dans la région de drift,  $v_{ce}$  diminue avec une pente, de taux fixé par les capacités de déplétion et l'inductance parasite. Le courant du collecteur  $i_c$  augmente approximativement d'une manière linéaire à partir de zéro. Le courant de charge est pratiquement constant, ce qui entraine une décroissance du courant de diode à partir du courant  $I_L$ , avec la même pente que celle du transistor. La croissance du courant  $i_c$  correspond à une augmentation de la tension de grille  $v_{ge}$  au-delà de la tension de seuil à un niveau imposée par  $i_c$ . Durant cette phase, le canal du MOS est saturé, donc son courant est régi par l'équation (4.5). La diode a le même comportement que celui déjà décrit au chapitre 3.

Dans cette phase il faut aussi préciser que la connaissance du gain  $g_m$  est importante car il varie en fonction de  $V_{th}$  et de la température.

## ➤ Phase «3»

Au début de cette phase le courant à travers le transistor atteint sa valeur maximale de  $(I_L+I_{RM})$ . La tension  $v_{ce}$  commence à diminuer lorsque la tension de la diode décroit. Les charges dans la région de drift continuent à s'accumuler, ce qui entraine la croissance du courant  $i_c$  et la diminution de la tension collecteur-émetteur.

## ➤ Phase «4»

Lorsque le courant  $i_c$  atteint  $I_L$ , la diode de roue libre D est bloquée. On rentre ainsi

dans la phase de commutation en tension. Le modèle de la diode est vraiment critique dans cette phase puisqu'il faut évacuer tout le courant de recouvrement, cela se fait via l'IGBT. Les circuits de grille et de puissance sont sollicités simultanément. Ceci provoque une chute de la tension  $v_{ge}$ . La tension collecteur-émetteur commence à diminuer jusqu'à une valeur  $v_{ce(sat)}$ .) et une surintensité  $\Delta I_c$ , due au recouvrement de la diode, apparait aux bornes de l'IGBT.

## ➤ Phase «5»

Les circuits de grille et de puissance sont à nouveau découplés, la tension  $v_{ge}$  évolue vers son niveau final  $V_G$  et le courant  $i_g$  s'annule.

La figure 4.8, représente une forme d'onde typique de la commutation lors de la mise en conduction.

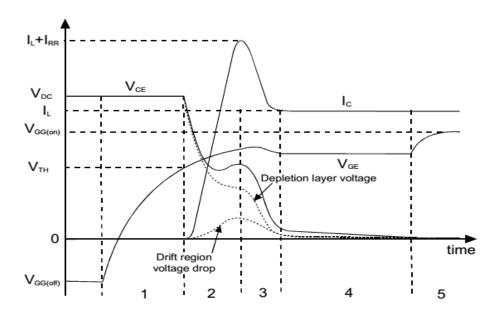


Figure 4.8: Forme d'onde a l'amorçage du transistor IGBT [104]

## Remarque:

A la fin de la décharge de la capacité Miller (début de la zone 4 sur la figure.4.8) la tension collecteur-émetteur n'a pas encore atteint sa valeur statique. On observe une lente décroissance de faible amplitude vers la tension de saturation  $V_{ce(sat)}$  du transistor IGBT.

Outre le fait que la grille n'est pas encore totalement chargée, on observe un effet de quasisaturation typique des transistors bipolaires [4]. Cet effet n'est presque jamais expliqué en détail [87]. C'est historiquement lié au fait que pour des fréquences et des temps de commutation relativement longs, les pertes supplémentaires induites par la traînée de tension sont négligeables vis-à-vis des pertes en conduction ou en commutation.

## 4.3 Analyse du circuit

## 4.3.1 Phase de commutation en tension et en courant (comportement MOSFET)

Pour analyser le circuit, on se réfère au schéma de la cellule de commutation et au circuit équivalent de la figure.4.4, en utilisant le théorème de Kirchoff et en adoptant les hypothèses simplificatrices suivantes :

- 1- On supposera que l'IGBT opère dans sa zone saturée
- 2- L'impact de la température sur la transductance est négligé
- 3- L'impact de la température sur la tension  $V_{th}$  est négligé
- 4- L'effet des inductances mutuelles est négligé

Dans la zone saturée, on modélise le comportement de l'IGBT par l'équation suivante [4]

$$i_{c mos} = kf(v_{qe}) \tag{4.6}$$

Où k est un paramètre dépendant des caractéristiques géométriques et du dopage de l'IGBT et  $f(V_{ge})$  une fonction telle que :

$$i_{c_{mos}}(t) = f(V_{ge}) = g_{m_{sat}}(v_{ge} - V_{th})$$
 (4.7)

V<sub>th</sub> tension de seuil du canal de l'IGBT

L'équation de la maille de puissance quand la diode conduit est:

$$v_{ramp} = v_{ce+} L_s \frac{di_c}{dt} \tag{4.8}$$

 $Avec: v_{cg} + v_{ge} = v_{ce}$ 

De même pour le circuit de grille nous obtenons :

$$v_{ramp} - v_{cg} = V_{GG} + R_g i_g + L_g \frac{di_g}{dt}$$

$$\tag{4.9}$$

Au nœud G, nous pouvons écrire : (voir figure 4.6)

$$i_{cg} = i_g + i_{eg} \tag{4.10}$$

Au nœud E, nous avons aussi:

$$i_c = i_{ec} + i_{eg} + i_{c \ mos}$$
 (4.11)

Avec

$$\begin{cases} i_{gc} = C_{gc}(t) \frac{dv_{gc}}{dt} \\ i_{eg} = C_{eg}(t) \frac{dv_{eg}}{dt} \\ i_{ec} = C_{ec}(t) \frac{dv_{ec}}{dt} \end{cases}$$

$$(4.12)$$

Dans les équations précédentes les courants ( $i_c$  et  $i_g$ ) ainsi que les tensions ( $v_{ce}$ ,  $v_{ge}$  et  $v_{gc}$ ) sont les variables d'état.

L'ensemble de ces équations peut se mettre sous forme d'un système d'état et s'écrire comme suit :

$$\frac{dX}{dt} = A(t)X + B(t)u(t) + C(t) \tag{4.13}$$

Avec

Vecteur d'état :  $X = [i_g, i_c, v_{gc}, v_{ge}, v_{ce}]^T$ 

Vecteur d'entrées :  $u(t) = [V_{ramp}, V_{GG}]^T$ 

La matrice d'état A(t) :

$$A(t) = \begin{bmatrix} \frac{-R_g}{L_g} & 0 & \frac{-1}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_s} \\ \frac{C_{ge} + C_{ce}}{K} & \frac{C_{ge}}{K} & 0 & -\frac{C_{ge}g_{m-sat}}{K} & 0 \\ \frac{-C_{ce}}{K} & \frac{C_{cg}}{K} & 0 & \frac{C_{cg}g_{m\_sat}}{K} & 0 \\ \frac{C_{cg}}{K} & \frac{C_{ge} + C_{cg}}{K} & 0 & \frac{-(C_{ge} + C_{gc})g_{m\_sat}}{K} & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice d'entrée B(t), et la matrice de sortie C(t):

$$B(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & -\frac{1}{L_g} \\ \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{C_{ge}gV_{th}}{K} \\ \frac{C_{cg}gV_{th}}{K} \\ \frac{(C_{ge} + C_{cg})gV_{th}}{K} \end{bmatrix} \text{ et } K = C_{ce}C_{ge} + C_{ce}C_{ge} + C_{ge}C_{ge}$$

La solution du système régie par l'équation (4.14) dans le domaine temporel est de la forme [100]:

$$x(t) = e^{A(t-t_0)}x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)}(Bu(\tau) + C)d\tau.$$
 (4.14)

Ou  $x(t_0)$  est le vecteur d'état à l'instant  $t_0$  quand le vecteur d'entrée demeure constant durant l'intervalle $(t-t_0)$ 

Le système étant fortement non linéaire, une résolution numérique est indispensable car une résolution analytique n'est pas possible.

De plus, l'analyse effectuée précédemment nous est utile dans le sens où elle nous aide à l'initialisation des variables.

## 4.3.2 Phase de la trainée en courant (blocage: phase 5)

La tension de grille commande l'IGBT. Si cette tension devient inférieure à  $V_{th}$  la zone d'inversion en surface de la couche  $P^+$  ne peut plus être maintenue, le canal est donc supprimé et le courant d'électron est nul. Les porteurs minoritaires (trous) stockés durant la conduction demandent un certain temps pour être extraits ou évacués. Ce même courant varie en exponentielle (expression (4.16)) en fonction de la durée de vie des porteurs minoritaires (trous) dans la base du composant.

$$i_c(t) = I_2 e^{-(t-t_1)/\tau_{HT}}$$
 (4.15)

## 4.3.3 Phase du recouvrement de la diode (amorçage: phase 3)

Pour compléter le modèle lors de la phase d'amorçage, les équations utilisées au chapitre 3 à savoir : équations (3.7) et l'équation régissant le courant de recouvrement sont ajoutées au modèle établi précédemment pour compléter le modèle en mode de commutation (passage du mode bloqué au mode conducteur)

## **4.4 Conclusion**

Dans ce chapitre la modélisation est faite dans le plan temporel mais pas dans le plan fréquentiel qui fait appel aux fonctions de transferts, où il y a impossibilité de considérer les variations paramétriques comme celles des capacités internes de l'IGBT. Le modèle est fait sur la base d'un système d'état ce qui nous affranchit d'une modélisation, basée sur une linéarisation par morceaux, En effet, cette linéarisation engendre des erreurs de calcul considérables surtout si on fonctionne à des fréquences de commutation élevées.

Une prise en compte de plusieurs phénomènes en même temps est possible, ce qui nous permet d'évaluer les effets conjugués sur les pertes dans un convertisseur des différents paramètres qui constituent la cellule de commutation. L'étude de la prise en compte de l'effet de la température est accessible en faisant appel à des simulations itératives.

# **Chapitre 5**

Simulation, résultats, analyse et interprétation pour le modèle basé sur une approche par système d'état

## **5.1 Introduction**

La représentation de la dynamique des charges, dans la base des dispositifs semiconducteurs sous la forme générale d'un système d'équations d'état, a l'avantage d'être traitable par les logiciels grand public de programmation ou par les logiciels type automatique et mathématique qui permettent de résoudre un système d'équations d'état non linéaires. Le logiciel MATLAB semble être un choix raisonnable car il possède des outils de calcul numérique très performants et aussi des outils de calcul analytique. De plus cet ensemble possède de bonnes performances en calcul matriciel et une bibliothèque des fonctions de résolution des équations différentielles avec un pas de calcul entièrement adaptatif.

Pour cette étude nous avons utilisé un module IGBT (2MBI200U4H-120) de Fuji (1200V/200A) dont de nombreux tests sont fournis par le constructeur. L'utilisation de la simulation devient indispensable afin d'étudier l'influence de certaines grandeurs délicates voire inaccessible en pratique, telles que les capacités parasites de l'IGBT ou les inductances de câblage. De plus la simulation nous permet également d'obtenir les tensions directement aux bornes des puces de puissance et non observées aux bornes des boitiers.

La commutation des IGBT se base largement sur la charge et la décharge des capacités inter-électrodes. Il faut rappeler la nécessité de prendre en compte les non-linéarités de ces capacités, notamment pour de faibles valeurs de la tension émetteur- collecteur  $v_{ce}$ .

Ainsi, nous nous intéressons à l'impact de différents paramètres sur les pertes dues aux commutations, tels que les inductances de grille  $L_G$  et du circuit de puissance  $L_S$ , et la résistance de grille  $R_g$  pendant les phases d'amorçage et de blocage. Ensuite, une observation de l'impact et de l'influence de la température de jonction à travers les paramètres thermosensibles (tension de seuil  $V_{Th}$  et transductance  $g_m$ ) est possible.

## 5.2 Synoptique développé sous Matlab/Simulink

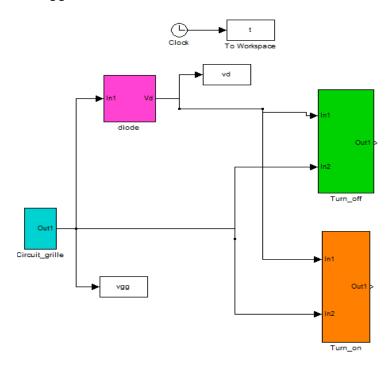


Figure 5.1:Schéma global du modèle tenant compte des commutations

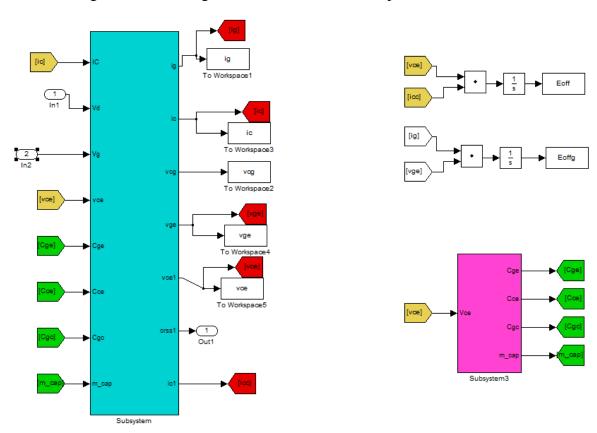


Figure 5.2:Schéma du modèle pendant la phase de blocage

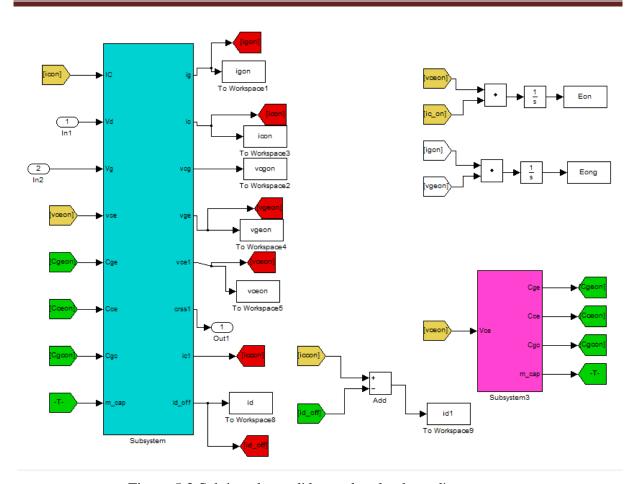


Figure 5.3:Schéma du modèle pendant la phase d'amorçage

Avant toute étude, une identification des paramètres est indispensable. Sachant que le fonctionnement à commutation dure forme l'immense majorité des applications de l'IGBT dans le monde industriel, les constructeurs caractérisent leurs cellules en commutation dure.

Notre étude s'inscrit dans ces conditions, ceci afin de nous permettre de vérifier la véracité de notre modèle. Avant de présenter les résultats de simulation, il faut s'intéresser à la façon dont les mesures sont effectuées sur les datasheets, pour effectuer les comparaisons dans les mêmes conditions.

## 5.3 Description d'un diagramme de commutation pour un IGBT selon le datasheet

Le diagramme de commutation typique d'un IGBT, où figurent les différents temps de commutation, est présenté en figure 5.4. Le temps  $t_{on}$ , correspondant à la mise en conduction de l'interrupteur, regroupe le temps de descente  $t_{fv}$  (voltage fall time) de la tension  $V_{ce}$  ainsi que le temps de montée  $t_{ri}$  (current rise time) du courant collecteur. Ce temps de montée est défini comme étant le temps nécessaire à l'intensité pour passer de 10% à 90% de sa valeur en régime établi après les phénomènes de recouvrement.

Le temps de descente de la tension est défini quant à lui, comme étant le temps nécessaire pour que celle-ci passe de 90% à 10% de sa valeur avant commutation. Notons qu'il existe un temps de retard  $t_{don}$  (turn-on delay time) entre l'instant où la commande  $V_{ge}$  est appliquée et le début de la montée de l'intensité dans le collecteur.

Les pertes à la mise en conduction proviennent essentiellement des charges stockées dans la diode de roue libre associée à l'IGBT qui passent en recouvrement inverse. A l'ouverture de l'interrupteur, le temps  $t_{\rm off}$  se caractérise par la sommation de quatre temps. Il y a tout d'abord un temps de retard  $t_{\rm doff}$  (turn-off delay time) correspondant à la descente de la tension de commande  $v_{ge}$ , jusqu'au moment du blocage de l'IGBT. A cet instant, débute la descente du courant collecteur caractérisée par le temps  $t_{\rm fi}$  (current fall time) et la montée de la tension définie par le temps  $t_{\rm rv}$  (voltage rise time). Pareils qu'à la fermeture de l'interrupteur, les temps de montée de la tension et de descente du courant sont définis entre 10% et 90% de leurs valeurs nominales. On note qu'à la fin du temps de montée de la tension  $v_{ce}$ , le courant  $i_c$  n'est pas complètement nul, d'où un courant de queue d'une durée  $t_t$  (tail time) dû à la recombinaison des porteurs minoritaires dans la base du transistor.

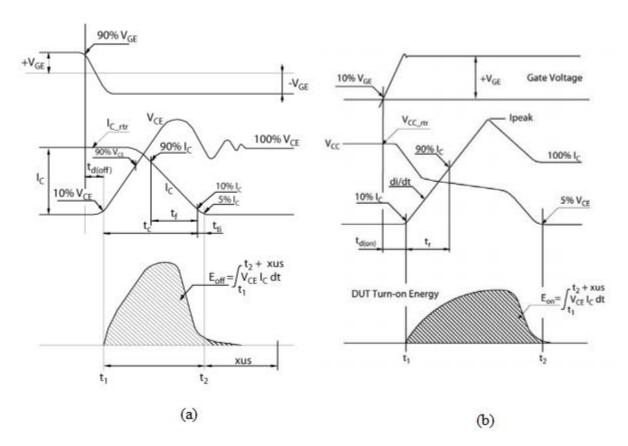


Figure 5.4 : Définition des temps de blocage et d'amorçage pour un IGBT selon les datascheets

- (a) Mise au blocage
- (b) Mise en conduction

## 5.4 Résultats de simulation

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 et énergie) en fonction du temps durant les commutations.

## 5.4.1 Résultats de simulation pour le point de fonctionnement de base

Dans cette partie nous allons présenter les résultats des simulations pour le point de fonctionnement choisi comme référence. D'une part, c'est le plus détaillé sur la fiche technique, d'autre part il permet de valider le modèle de simulation.

Sur la figure 5.5, les formes d'ondes obtenues par simulation à la fermeture de L'IGBT sont présentées. Ces figures montrent une concordance globale entre les formes d'ondes et les prévisions théoriques. Une synchronisation telle que prévue par la physique du semi-conducteur est observée (voir § 4.2 A).

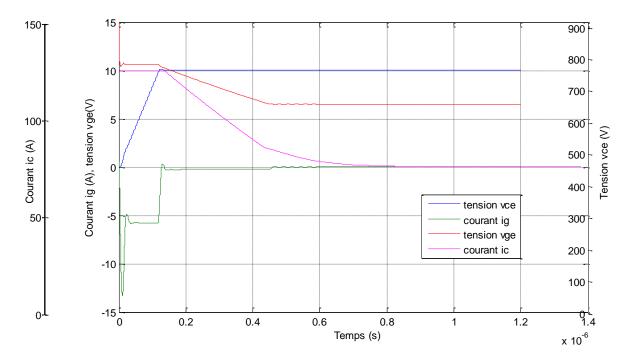


Figure 5.5 : Allure des grandeures de commande et collecteur-emetteur durant le blocage

En effet, la théorie prévoit un plateau du courant de grille qui correspond à [102,103]:

$$I_{gPl} = \frac{V_{Gon} + |V_{Goff}|}{R_g} = \frac{30}{5.3} = 5,67A$$
 (5.1)

La dérivée de la tension collecteur- émetteur est le taux de montée de la tension. Cette caractéristique est variable dans le temps comme le montre la figure 5.6. Sa valeur maximale est imposée par la puce semi-conductrice.

Cette caractéristique est importante, c'est elle qui limite en valeur supérieure la résistance de grille, permettant, entre autres, un fonctionnment à des fréquences de commutation, dans la plage de 20 kHz à 50 kHz.

De plus, elle situe le maximum de la pente de la tension  $v_{ce}$ , obtenue pour des valeurs assez importantes de la tension collecteur-emetteur, et pour lesquelles les capacités inter-eléctrodes sont considerées constantes.

Les IGBT sont généralement utilisés en moyenne et haute puissance (supérieure au kW) et en commutation dure, ce qui entraine des contraintes en courant importantes sur le circuit de grille. Lorsque le circuit de grille bascule de la tension  $+V_{GG}$  vers  $-V_{GG}$ , le semiconducteur commence à se bloquer, entrainant une hausse de la tension sur le collecteur. Si la résistance de grille est trop élevée, la tension de grille peut augmenter et entrainer un réamorçage. Cela provoque une grande impulsion de puissance qui peut surchauffer, et dans certains cas, détruire la puce semi-condutrice . Ce phènoméne est régit par l'équation (5.2) [AND9052/D]:

$$\frac{dv_{gc}}{dt} < \frac{V_{th}}{R_g C_{gc}} \tag{5.2}$$

Ainsi la connaissance du maximun du  $\frac{dv_{gc}}{dt}$  nous permet un choix judicieux de la plage dans laquelle la résistance de grille doit être choisie.

Il peut sembler que l'élimination de la résistance externe de grille peut donner une performance meilleure et permettre un fonctionnement à haute fréquence; toutefois la présence des inductances parasites  $L_g$  et  $L_s$  conduit à des oscillations des diffrents potentiels qui peuvent à leur tour être dangeureux.

La figure 5.7 représente l'allure des tensions grille-collecteur et collecteur-émetteur. Elle montre qu'effectivement, la progression de la tension  $v_{ce}$  est imposée par la tension  $v_{cg}$  telle que prévue par les modèles d'IGBT basés sur la physique du semi-conducteur.

La figure 5.8 permet de vérifier la concordance des temps de commutation à la mise au blocage entre la simulation et le datasheet.

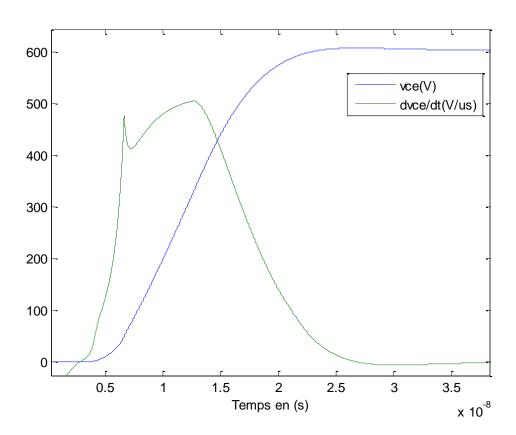


Figure 5.6 : Tension émetteur- collecteur et sa dérivée

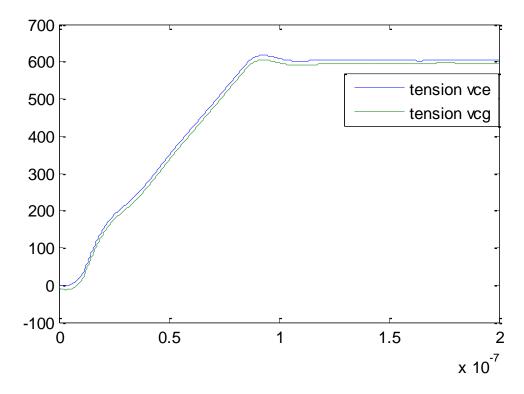


Figure 5.7 : Allure des tensions  $v_{ce}$  et  $v_{cg}$ 

Essai pour un courant collecteur-émetteur de 200A,  $R_g\!\!=\!\!3\Omega,$   $L_s\!\!=\!\!58nH,$   $L_g\!\!=\!\!30nH,$   $V_{DC}\!\!=\!\!600V$ 

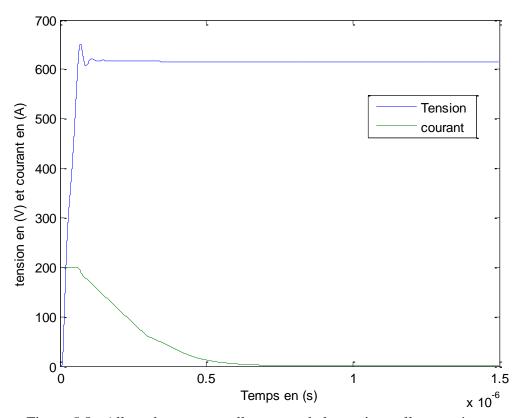


Figure 5.8 : Allure du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur

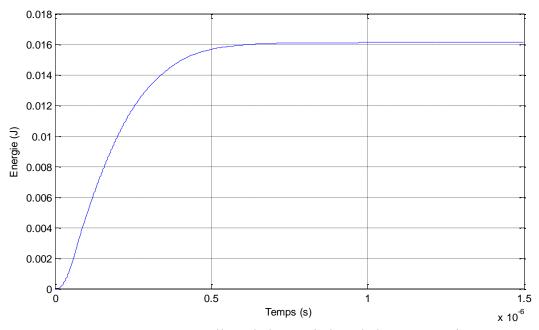


Figure 5.9: Allure de l'énergie lors de la commutation

Une fois la forme du courant et de la tension aux bornes de l'IGBT obtenues, l'énergie dissipée au sein du semi-conducteur est facilement évaluée en respectant les marges de 10% à 90%, tel que fait sur les données des fiches techniques, dans le but d'effectuer une comparaison entre les résultats de la simulation et les données constructeur.

La figure 5.10 montre l'évolution de l'énergie en fonction de la résistance de grille en valeur réduite. Les résultats de simulation sont obtenus en réalisant une série de tests. Ces résultats sont comparés à ceux fournies par le constructeur dans ces fiches techniques.

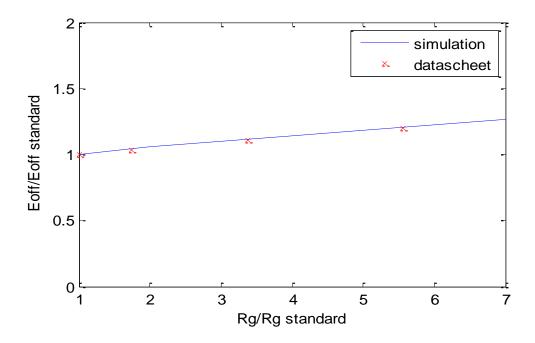


Figure 5.10 : Energie pendant la mise au blocage en fonction de R<sub>g</sub> en valeur réduite

Pour obtenir les résultats représentés sur la figure 5.11, nous avons réalisé plusieurs séries de simulation. A l'intérieur de chacune, nous avons gardé constantes les valeurs des inductances parasites, de la tension à commuter et de la résistance de grille. Ensuite une comparaison est effectuée avec les données constructeurs.

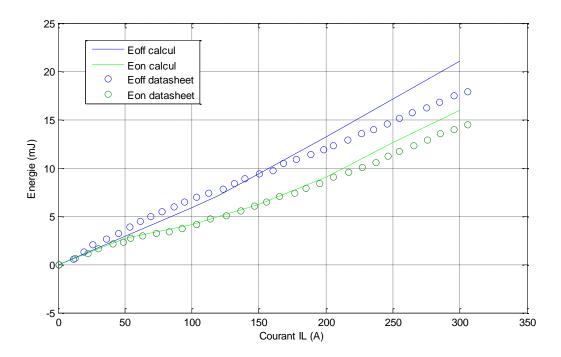


Figure 5.11: Allure de l'énergie en fonction du courant collecteur pour (T<sub>i</sub>=25°)

#### 5.4.2 Influence des inductances parasites

### a. Inductance de grille

La simulation permet de faire varier facilement l'inductance  $L_g$  de la maille du circuit de commande et d'évaluer l'influence de ce paramètre sur l'allure des grandeurs électriques du semi-conducteur. Le paramètre  $L_g$  n'a aucune incidence sur le courant émetteur-collecteur (voir la figure 5.13). Les courants obtenus avec  $L_g$  comme paramètre sont tous superposés. L'influence de ce paramètre sur les pertes lors des commutations est évaluée, tout en permettant de nous affranchir de tous les problèmes de couplage. La série de simulation effectuée est faite avec une résistance de grille ( $R_g = 3 \Omega$ ,  $L_s = 58 nH$ ).

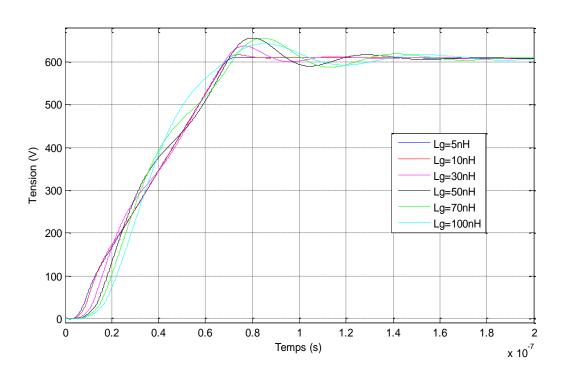


Figure 5.12 : Tension collecteur-émetteur pour différentes valeurs de L<sub>g</sub>

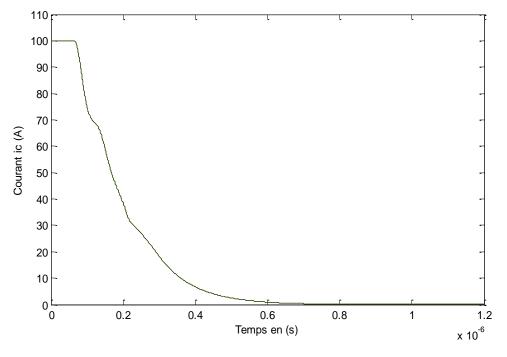


Figure 5.13 : Courant collecteur pour différentes valeurs de L<sub>g</sub>

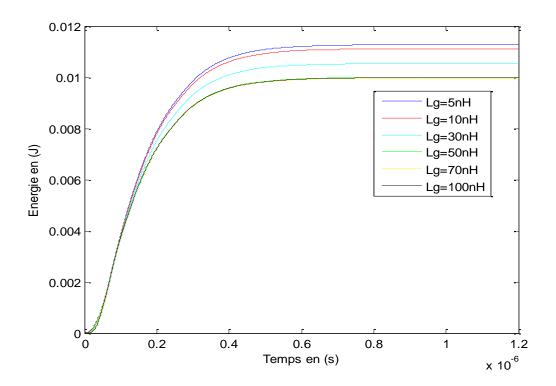


Figure 5.14 : Energie dissipée pour différentes valeurs de Lg

# b. inductance de câblage

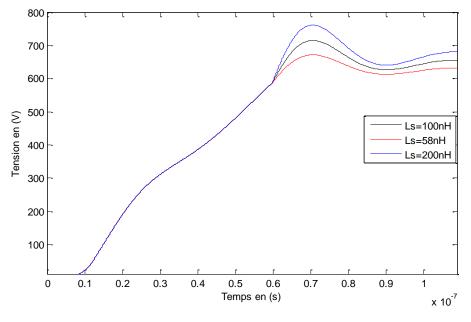


Figure 5.15 : Tension collecteur-emetteur pour différentes valeurs de L<sub>s</sub>

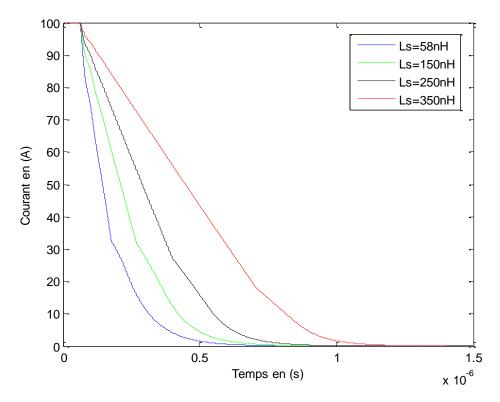


Figure 5.16 : Courant collecteur pour differentes valleurs de L<sub>s</sub>

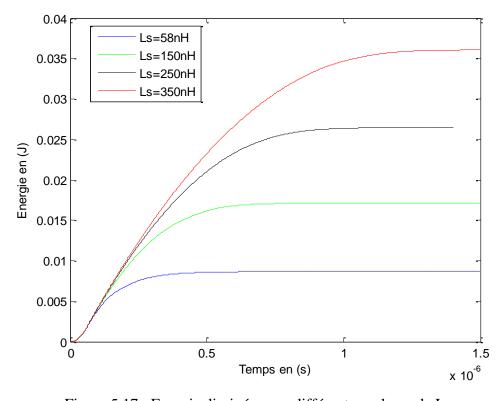


Figure 5.17 : Energie dissipée pour différentes valeurs de L<sub>s</sub>

#### 5.4.3 Influence de la résistance Rg

La résistance de grille a un effet significatif sur les performances dynamiques de l'IGBT. La mise en conduction et le blocage met en œuvre la charge et la décharge de deux capacités principales qui sont celles entre la grille-émetteur et grille-collecteur. Une faible valeur de cette résistance provoque une charge ou une décharge rapide de ces capacités, ce qui entraine une augmentation de la vitesse de commutation et une réduction des pertes dues aux commutations. Néanmoins, comme le montre la figure 5.18, une faible valeur de  $R_g$  peut provoquer des tensions parasites, de forme oscillatoire. De plus le maximum de la pente de la tension collecteur-émetteur est tributaire du pic du courant que doit délivrer le circuit de grille.

Outre la diminution des pertes, la valeur choisie contribue également à une augmentation du  $\frac{dv_{ce}}{dt}$ . Les courants du collecteur (figure 5.19) peuvent provoquer des tensions induites pouvant être dangereuses pour l'IGBT.

La valeur minimale de la résistance de grille est généralement limitée par la caractéristique de recouvrement inverse de la diode de roue libre (di/dt).

Dans un convertisseur à commutation dure alimentant une charge inductive, la pente du courant lors de la mise en conduction est fonction de la résistance de grille. Ceci engendre des courants de recouvrement pouvant être importants en réduisant les marges de tension et du courant d'utilisation des IGBT en limitant la surface de l'aire de sécurité des IGBT.

La valeur maximale de la résistance de grille est limitée par le dv/dt

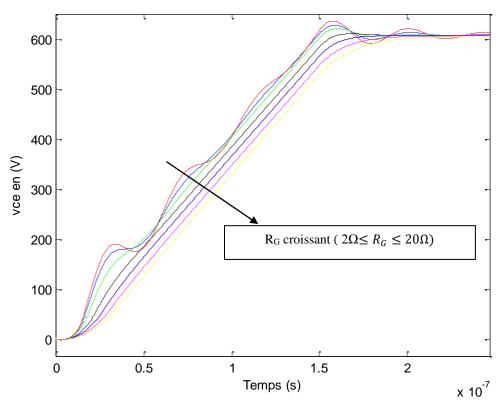


Figure 5.18: Tension collecteur-emetteur pour différentes valeurs de  $R_{\rm g}$ 

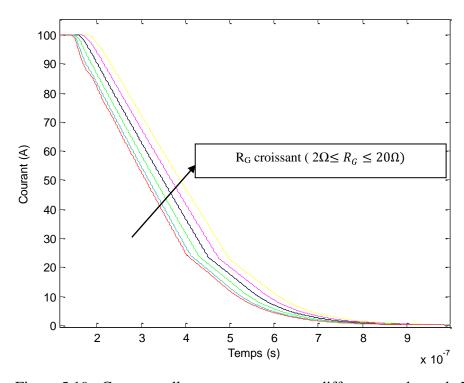


Figure 5.19 : Courant collecteur-emetteur pour differentes valeurs de  $R_{\rm g}$ 

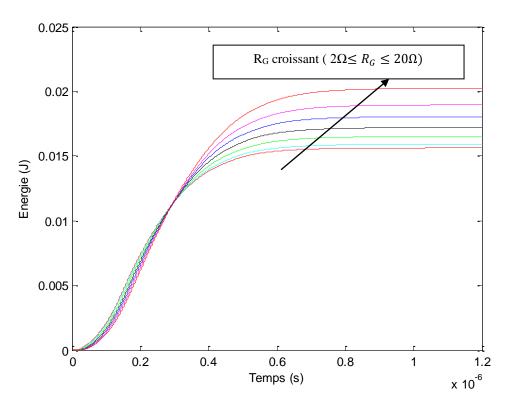


Figure 5.20 : Energie dissipée pour differentes valleurs de R<sub>g</sub>

#### Remarque

L'inductance de maille de la cellule de commutation est tributaire des conditions de réalisation du convertisseur. Elle absorbe de l'énergie à l'amorçage du composant et la restitue au blocage sous la forme d'une surtension, provoquant ainsi un échauffement. Suivant la valeur de cette inductance, le transfert d'énergie de l'amorçage vers le blocage est modifié. La somme des pertes est indépendante de celle-ci. La commande rapprochée (notamment la résistance de grille) augmente la dynamique du composant, ce qui réduit les pertes, mais peut rendre la surtension précédemment évoquée destructrice (par dépassement de la tenue en tension du composant). Les constructeurs mettant en valeur leurs composants par un choix optimum de cette résistance, c'est toujours cette valeur de résistance qui sera utilisée, ce qui impose une mise en œuvre adéquate (faible inductance parasite dans la cellule de commutation).

#### 5.4.4 Influence de la tension du bus continu

La caractérisation dynamique des cellules de commutation est habituellement faite en fonction du courant (jusqu'au double du calibre en courant), pour une valeur de tension (la moitié du calibre en tension). La problématique est la même que précédemment, c'est-à-dire utiliser correctement ces données, sachant que ces composants seront soumis dans la réalité a une tension différente. Lorsque la tension de la cellule est faible, le champ ne se déploie pas entièrement, et toutes les charges ne sont pas évacuées lorsque la diode s'amorce. Elles disparaissent alors par recombinaison, ce qui se traduit par un courant de queue. Il est d'autant plus lent à disparaitre que ce type de composant peut se permettre une durée de vie des charges dans la zone de tenue en tension élevée, puisque les charges en sont extraites avant recombinaison en fonctionnement normal.

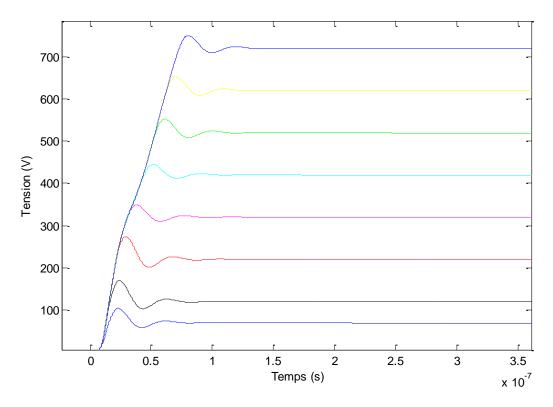


Figure 5.21 : Tension collecteur-emetteur pour différentes valeurs de V<sub>DC</sub>

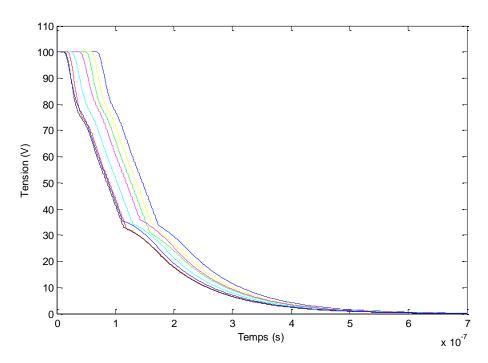


Figure 5.22 : Courant collecteur pour differentes valeurs de  $V_{DC}$ 

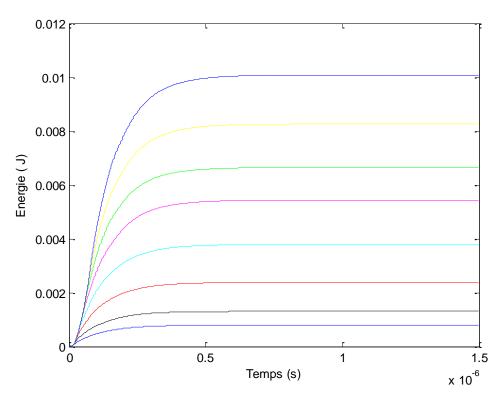


Figure 5.23: Energie dissipée pour differentes valleurs de  $V_{DC}$ 

#### 5.5 Conclusion

Les composants à grille isolée, omniprésents dans les structures de conversion d'énergie, sont soumis à des exigences de plus en plus poussées : performances électriques, intégrabilité, fiabilité etc... Nous avons modélisé le comportement électrique pendant le régime dynamique du transistor IGBT de puissance. Nous avons utilisé une représentation d'état tenant compte de la plupart des paramètres intervenant lors des commutations et ayant un rôle important dans la quantification de l'énergie dissipée.

Les performances de ce modèle de simulation sont comparées avec les données constructeur pour un IGBT de Fuji de référence 2MBI200U4H-120 [115]. Cela montre un bon accord qui atteste la validation de cette approche, nous permettant un dimensionnement des besoins énergétiques du composant en commutation. Ceci, offre aux techniciens, une étude de solutions dans le but d'un choix judicieux de tous les systèmes de protection, de commande et de refroidissement, sans passer par des phases de réalisations coûteuses en temps et en matériel. Cela en restant compatibles avec l'application, l'environnement où le convertisseur devrait être utilisé et avec la filière technologique du composant principal.

Bien que des améliorations soient encore possibles, ce travail constitue une bonne base pour un électronicien de puissance qui désire réaliser une interface efficace en peu de temps de calcul, selon un cahier des charges donné. De plus, la structure du programme basée sur des modèles analytiques simples permet une adaptation rapide à n'importe quelle structure de convertisseur.

# **Chapitre 6**

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

#### **6.1 Introduction**

Comme exposé précédemment, de part le nombre d'équations du système pour une application à un hacheur série (convertisseur le plus élémentaire), à cause de l'étendue de la plage des constantes de temps (de la picoseconde à plusieurs millisecondes) des circuits en électronique de puissance, la répercussion sur les coûts de simulation est importante. Ceci est la conséquence directe de la fonction « interrupteur » des semi-conducteurs. Dans ce chapitre une méthode de calcul des pertes en commutation et en conduction, ainsi que l'estimation de la température de jonction des deux semi-conducteurs, l'IGBT et la diode PiN, dans un hacheur série est présentée. Elle se base sur la détection des valeurs instantanées du courant de charge à commuter et des instants de commutation. La méthode proposée permet de calculer la somme des pertes par commutateur et par cycle de fonctionnement sur la base des caractéristiques établies dans les chapitres précédents, déjà stockées dans des fichiers de données préétablis. L'utilisation des fiches techniques (datasheet) fournies par les constructeurs demeure possible.

# 6.2 Introduction à la modélisation électrothermique pour les dispositifs électroniques de puissance

En raison de la croissance de la densité, de la fréquence et de l'intégration dans les convertisseurs de l'électronique de puissance, une bonne évaluation des pertes d'énergie offre la possibilité d'avoir des systèmes performants et une conception optimisée. Un calcul précis des pertes est un outil important pour une bonne gestion de la fréquence thermique et de commutation, pour assurer un fonctionnement fiable. L'analyse électrothermique revêt un aspect important La figure 6.1 illustre la procédure à adopter pour une modélisation électrothermique de ces dispositifs. Un programme exécute le traitement des modèles électriques et thermiques qui interagissent les uns avec les autres via la dissipation d'énergie dans ces systèmes.

Selon la précision et le but recherché, pour étudier et modéliser un convertisseur de l'électronique de puissance, cela consiste essentiellement :

- A présenter les formes d'onde caractérisant le fonctionnement,
- A avoir les relations reliant les grandeurs d'entrés et de sortie,
- A envisager une commande pour le transfert d'énergie,

- A prévoir les composants à utiliser selon le type de conversion et la gamme de puissance, il faut alors estimer les pertes dans ces composants,
- A prévoir et à mettre en place les différentes protections des composants et de l'ensemble du convertisseur.

Tout cela revient, pour ainsi dire à une étude dans des domaines temporels très distincte et nous distinguons trois.

- Le temps du composant, dicté par les constantes de temps des schémas équivalents (de l'ordre de la picoseconde pour bien décrire les phases de commutations).
- 2. Le temps dû au découpage (c à dire à la commande du composant, ou à la fréquence de la MLI). Elle dépend du type de composant utilise et de la gamme de puissance du convertisseur. Elle varie de quelques microsecondes à quelques millisecondes.
- 3. Le temps de réponse de l'ensemble convertisseur-système, elles sont environ mille fois plus grandes que le précédent.

Ainsi le choix d'une modélisation électrothermique du système n'est pas un mélange simple de ces modèles parce qu'ils traitent tous ces aspects, en utilisant différentes méthodes et outils de simulation, et habituellement ils ne sont pas compatibles les uns avec les autres.

#### Il est nécessaire que :

- Les modèles de dispositif doivent prendre en considération l'incidence de la température.
- Chaque modèle devrait être, relativement, de précision élevée
- La différence de constante de temps entre les modèles devrait être aussi petite que possible.
- Dans le souci d'une implémentation expérimentale, il est préférable que ces modèles soient mis en application dans les mêmes environnements de simulation ou d'avoir une interface commode.

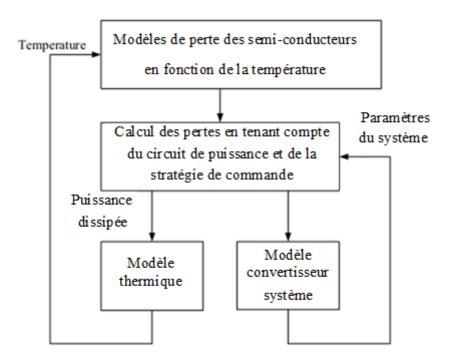


Figure 6.1: Organigramme de la modélisation électrothermique des convertisseurs de l'électroniques de puissance

#### 6.3 Phénomènes physiques intervenant dans les composants semi-conducteurs

Les phénomènes de transport de chaleur et d'électricité dans les conducteurs, donnent lieu à différentes manifestations connues sous le nom d'effets thermoélectriques. Ces effets, que l'on distingue pour la commodité de l'étude, n'ont pas d'existence séparée en fait, et sont la résultante de deux phénomènes de transport de chaleur et d'électricité se produisant simultanément.

L'effet Joule (effet irréversible) n'est pas considéré comme un effet thermoélectrique. Il est néanmoins présent dans tout conducteur résistif parcouru par un courant, indépendamment des effets thermoélectriques.

Trois effets thermoélectriques ont été établis expérimentalement: l'effet Seebeck (1821), l'effet Peltier (1834) et l'effet Thomson (1847). Nous allons rappeler les définitions [101].

1. Effet Seebeck: L'effet Seebeck est un effet thermoélectrique découvert par le physicien Thomas Johann Seebeck. Il consiste en l'apparition d'un courant électrique lorsqu'un transfert de chaleur se produit à la jonction entre deux conducteurs, ou semi-conducteurs. Une différence de potentiel apparaît à la jonction de deux

matériaux soumis à une différence de température.

- 2. Effet Peltier: L'effet Peltier est un effet thermoélectrique qui décrit le phénomène de déplacement de la chaleur en présence d'un courant électrique à la jonction de deux métaux différents. En effet, lorsqu'un courant électrique passe à travers la jonction reliant deux conducteurs, on observe un dégagement, ou une absorption de chaleur selon le sens du courant,
- 3. **Effet Thomson:** Un conducteur unique, soumis à un gradient de température et parcouru par un courant électrique, échange de la chaleur (absorption ou dégagement) avec le milieu extérieur,

#### 6.4 Modèle d'estimation de la dissipation énergétique dans les semi-conducteurs

Quelle que soit la méthode utilisée pour calculer les pertes énergétiques dans une cellule de commutation, il faut 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 2.4 §2.4.2), car le calcul est similaire dans l'autre séquence. Pour déduire les pertes totales sur une cellule, il faut additionner les pertes dans les deux séquences de fonctionnement.

#### 6.4.1 Approche du calcul des énergies en commutation

#### a. Utilisation des données datasheet

Pour les pertes par commutation, le calcul en temps réel est impossible. 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 difficilement réalisable. Deux moyens s'imposent : soit avoir recours aux résultats établis dans les chapitres précédents, ou bien aux datasheets où des courbes donnant l'énergie en commutation en fonction de divers paramètres sont disponibles. A partir de celles-ci, 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 être complet, il faudrait encore connaître la dépendance de l'énergie de commutation de la tension  $V_{CE}$  et la tension  $V_{GE}$ . Le fabricant ne donne pas ces courbes pour les raisons suivantes :

- 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, dont les équations sont :

$$E_{on}(I_c) = E_{on}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest})$$
(6.1)

$$E_{off}(I_c) = E_{off}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest})$$
(6.2)

La dépendance des énergies de commutation à la résistance de grille peut être ainsi formulée :

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

$$(6.3)$$

$$E_{off}(I_c, R_G) = E_{off}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \frac{(R_G)}{(R_{Gtest})}$$
(6.4)

Il y a également une dépendance des énergies de commutation par rapport à la tension du bus continu.

$$E_{on}(I_c, R_G, T_j) = E_{on}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \frac{(R_{Gon})}{(R_{Gtest})} \frac{V_{DC}}{V_{DCtest}}$$
(6.5)

$$E_{off}(I_c, R_G, T_j) = E_{off}(I_c, R_{Gtest}, T_{jmax}, V_{DCtest}) \frac{(R_{Goff})}{(R_{Gtest})} \frac{V_{DC}}{V_{DCtest}}$$
(6.6)

A l'aide des données constructeur, nous aboutissons à des expressions polynomiales de la forme suivante :

$$E_{OFF} = K_1 \left( a + b I_{COFF} + c I_{COFF}^2 + d I_{COFF}^3 + e I_{COFF}^4 \right) \tag{6.7}$$

$$E_{ON} = K_2 \left( a + bI_{CON} + cI_{CON}^2 + dI_{CON}^3 + eI_{CON}^4 \right) \tag{6.8}$$

Parfois une interpolation d'ordre plus élevé peut s'avérer nécessaire, car même si les coefficients sont faibles, souvent les courants sont très importants. Il y a également une dépendance des énergies de commutation à la température de jonction. De plus cette dépendance n'évolue pas d'une façon linéaire par rapport à la température des conditions de test.

Ainsi les expressions (6.7) et (6.8) deviennent pour un  $R_g$  donnée et une tension donnée :

$$E_{OFF} = K_1 \left( a(Tj) + b(Tj) I_{COFF} + c(Tj) I_{COFF}^2 + d(Tj) I_{COFF}^3 + e(Tj) I_{COFF}^4 \right)$$
(6.9)

$$E_{ON} = K_2 \left( a(Tj) + b(Tj) I_{CON} + c(Tj) I_{CON}^2 + d(Tj) I_{CON}^3 + e(Tj) I_{CON}^4 \right)$$
(6.10)

Les coefficients de correction  $K_1$  et  $K_2$  sont estimes sur la base des résultats de simulation obtenus dans le chapitre précédents.

#### **b.** Estimation des pertes lors des commutations

Le calcul des pertes par commutations s'effectue en suivant les étapes décrites par la figure 6.2 :

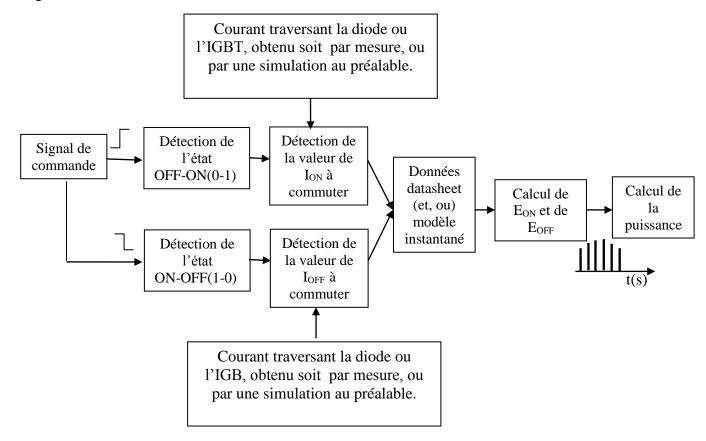


Figure 6.2: Etapes suivies pour le calcul des pertes par commutation

Pour mettre en œuvre un programme de calcul des pertes, une interpolation des résultats obtenus au chapitre précédant est effectuée pour être utilisée comme des données préétablies.

## 6.4.2 Pertes par conduction dans L'IGBT et la diode PiN [52]

La même démarche est adoptée, que ce soit pour l'IGBT ou la diode, les pertes sont liées au même phénomène, car la tension de seuil n'est pas nulle quand les semi-conducteurs conduisent. En effet, la tension directe mesurée aux bornes d'un composant est la somme de la tension propre du composant semi-conducteur et de celle des interconnexions électriques dues à divers phénomènes. Avec des hypothèses simplificatrices, il est ainsi possible d'écrire pour un composant :

$$v_{ce\_mes} = v_{ce}(T_j, I_c, V_{GE}) + R_{on}(T_{on})I_c$$
(6.11)

Où:

v<sub>ce-,mes</sub>: tension mesurée,

v<sub>ce</sub>: tension au niveau de la puce semi-conductrice,

I<sub>C</sub>: courant dans l'IGBT,

V<sub>GE</sub>: tension grille-émetteur,

R<sub>on</sub>: résistance des interconnexions,

T<sub>j</sub>: température de jonction du composant semi-conducteur

T<sub>on</sub>: température des interconnexions.

Pour une température de jonction  $T_j$  donnée, la température  $T_{on}$  des connexions n'est pas la même pendant la phase de calibration et celle des conditions fonctionnelles. Ainsi, pour une même température  $T_j$ , un même courant  $I_C$  et une même tension  $V_{GE}$ , la tension mesurée aux bornes de l'IGBT n'est pas la même. Le principe utilisé est de mesurer la tension directe en utilisant séquentiellement deux niveaux de tension de commande  $V_{GE1}$ et  $V_{GE2}$  pour le même niveau du courant. Le délai entre deux mesures doit être suffisamment court pour supposer que  $T_j$  et  $T_{on}$  varient peu. Dans ces conditions, deux tensions peuvent être mesurées aux bornes de l'IGBT.

$$v_{ce-mes1} = v_{ce}(T_j, I_c, V_{GE1}) + R_{on}(T_{on})I_c$$
(6.12)

$$v_{ce-mes2} = v_{ce}(T_i, I_c, V_{GE2}) + R_{on}(T_{on})I_c$$
(6.13)

$$\Delta v_{ce\_mes} = v_{ce\_mes1}(T_j, I_c, V_{GE1}) - v_{ce\_mes2}(T_j, I_c, V_{GE2})$$
(6.14)

Il faut signaler que ces équations ne sont valables que sous certaines hypothèses simplificatrices fortes : le potentiel de métallisation en face avant de la puce est supposé uniforme et la répartition du courant dans le composant est toujours identique (ce qui n'est pas forcément vrai). Pour l'IGBT (fuji 2MBI200U4H-120), la figure 6.3 montrent que l'écart entre  $V_{CE}(15V)$  et  $V_{CE}(12V)$  dépend bien de la température ce qui permet d'utiliser ce critère comme paramètre thermosensible.

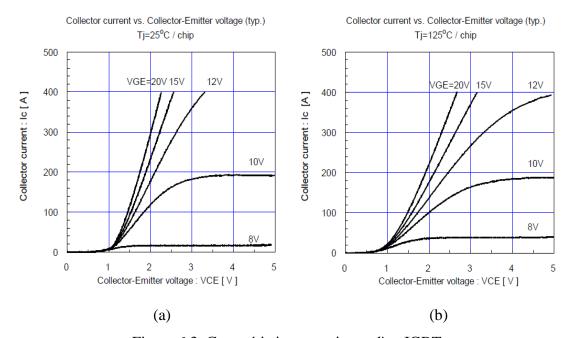


Figure 6.3: Caractéristiques statiques d'un IGBT

(a) Pour  $T_i=25^{\circ}C$ 

(b) Pour  $T_i=125^{\circ}C$ 

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

$$p(t) = v_{ce}i_c \tag{6.15}$$

D'une façon générale, le calcul des pertes par conduction dans un semi-conducteur, pour la diode ou pour l'IGBT, se fait en suivant les étapes décrites par la figure 6.4. Le calcul des pertes commence par le calcul de l'énergie d'une façon instantanée, telle que donnée par l'expression (6.15). Ensuite, la puissance instantanée est une énergie par unité de temps [45].

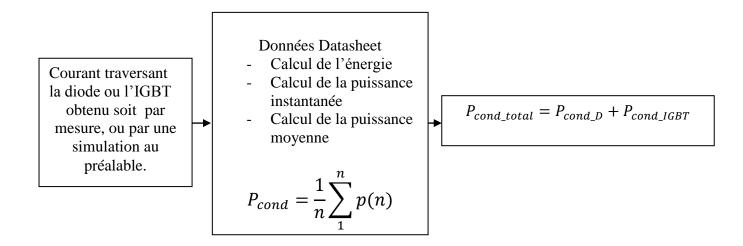


Figure 6.4: Etapes suivies pour le calcul des pertes par conduction

#### 6.5 Signal de commande et courant dans la cellule

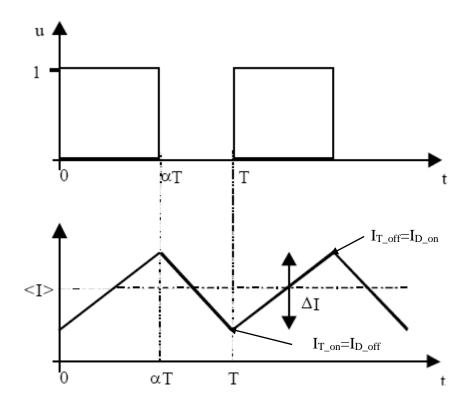


Figure 6.5: Evolution de la commande u et du courant de charge

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.

#### 6.6 Modélisation électrothermique par circuit équivalent nature

Le circuit équivalent de conduction de la chaleur, dit naturel est dérivé de la théorie des lignes de transmission. C'est le seul réseau qui décrit correctement la distribution de la température interne du système et permet une corrélation claire entre les éléments équivalents et les éléments physiques (puce, soudure, semelle métallique de refroidissement, etc...). La figure 6.6 montre un exemple extrait d'un datasheet.

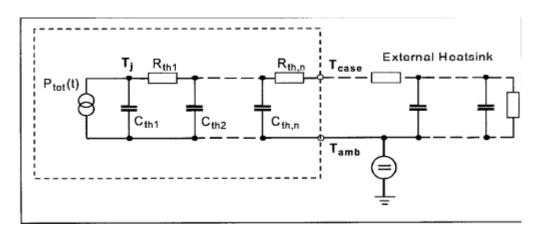


Figure 6.6 : Paramètres du modèle thermique d'un transistor

La fonction de transfert est donnée sous la forme :

$$Z_{th}(s) = \frac{1}{sC_{th1} + \frac{1}{R_{th1} + \frac{1}{sC_{th2} + \frac{1}{R_{th2} + \frac{1}{sC_{th3} + \dots + \frac{1}{R_{thn}}}}}}$$
(6.16)

Dans notre cas, vues les données datasheet, c'est le modèle en circuit équivalent fractionnaire qui doit être utilisé. Sa structure est représentée sur la figure 6.7. La plupart des fabricants utilisent le réseau équivalent ainsi illustré. Les éléments RC individuels représentent les termes d'une division fractionnaire partielle de la fonction de transfert thermique du système, par contre l'ordre des termes individuels est arbitraire. L'originalité de ce réseau est sa forme mathématiquement simple, dont la réponse indicielle est donnée par :

$$Z_{sh}(t) = \frac{R_{th1}}{1 + sR_{th1}C_{th1}} + \frac{R_{sh2}}{1 + sR_{th2}C_{th2}} + \dots + \frac{R_{thn}}{1 + sR_{thn}C_{thn}}$$

$$= \sum_{K=1}^{n} R_{kth} \left( 1 - e^{-\frac{t}{R_{kth}C_{kth}}} \right)$$
(6.17)

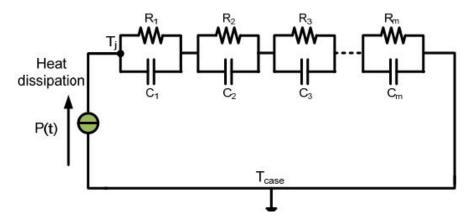


Figure 6. 7: Paramètres du modèle thermique d'un transistor en circuit fractionnaire

Les composants de puissance, permettent de travailler à haute fréquence, ceci implique une augmentation du nombre de commutations par seconde et la conséquence est une apparition de pertes importantes. Dans un fonctionnement en hacheur, le niveau de ces pertes en commutation est souvent considéré proportionnel au nombre de commutations et donc à la fréquence du convertisseur. D'après les études menées dans les différents laboratoires d'électrotechnique, l'addition de ces deux phénomènes peut conduire à des densités de flux de chaleur au niveau de la puce en silicium de plusieurs centaines de W. cm-2.

Il est également nécessaire de refroidir le composant pour maintenir sa température à des valeurs permettant un bon fonctionnement. Pour les applications industrielles, la valeur de

cette température ne doit jamais dépasser les 125°C afin de respecter les règles de fiabilité. Tous les composants électroniques sont fortement thermosensibles : ils ont des performances médiocres en dehors de certaines limites de température, pouvant ainsi être détruits si cette dernière dépasse celle du domaine de fonctionnement

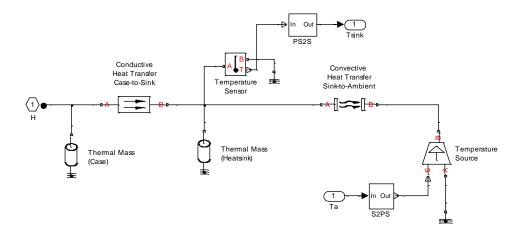


Figure 6.8: Modélisation du radiateur sous Matlab/Simulink (Toolbox: Simscape)

#### 6.7 Résultat de simulation

Les figures 6.9 et 6.10 présentent le courant de charge pendant 20 secondes de fonctionnement de l'interrupteur K. Ensuite un zoom est effectué.

De la figure 6.11, en utilisant l'équation (6.10) rapportée au pas de calcul, nous obtenons les pertes en conduction figure 6.1. En régime permanent et pour un rapport cyclique donné, en utilisant l'équation (6.9), un calcul arithmétique nous permet de valider nos résultats en valeur moyenne.

La figure 6.13 illustre d'une façon quantifiée les pertes en commutation (mise en conduction et au blocage) dans l'IGBT et la diode, donc, les pertes totales instantanées. Une variation de la charge est imposée pour (t=10 seconde). Ceci pour mettre en évidence l'impact du courant sur la variation des pertes et de la température de jonction. Ensuite une simulation avec une fréquence différente est refaite pour le même objectif.

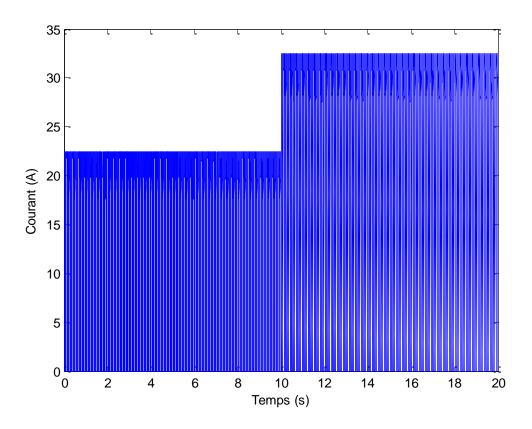


Figure 6.9: Courant de charge

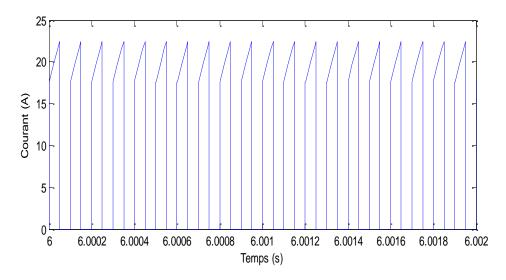


Figure 6.10: Zoom du courant dans l'IGBT

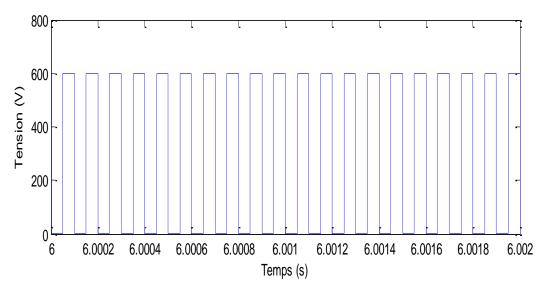


Figure 6.11: Tension aux bornes de l'IGBT

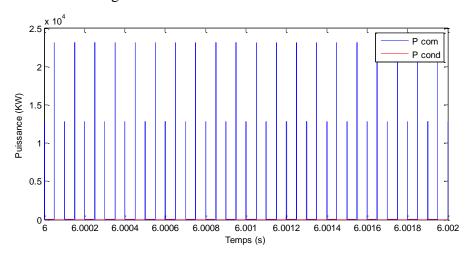


Figure 6.12: Puissance dissipée en conduction et en commutation dans l'IGBT

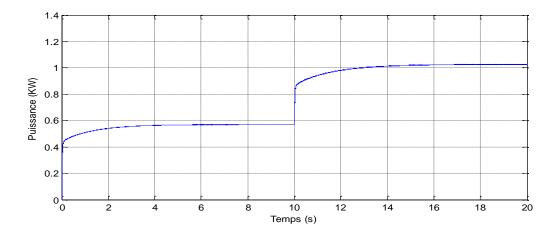


Figure 6.13: Puissance moyenne dissipée dans la cellule en KW

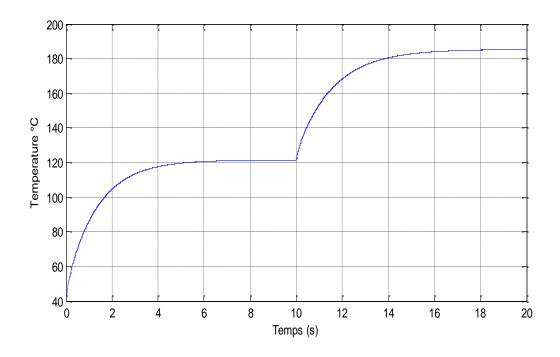


Figure 6.14: Température de jonction de l'IGBT

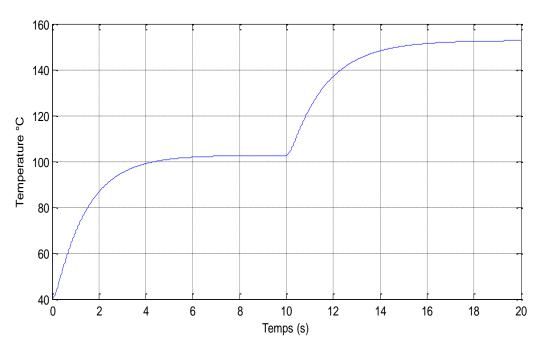


Figure 6.15: Température de jonction de la diode

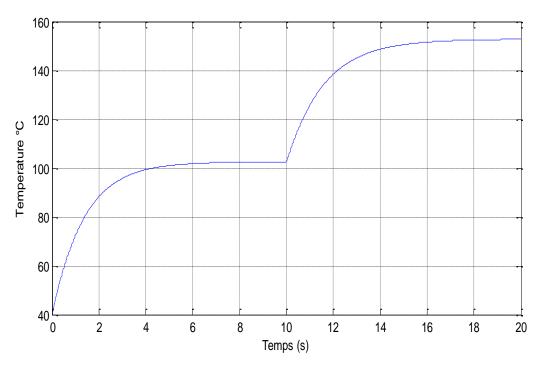


Figure 6.16: Température de la semelle

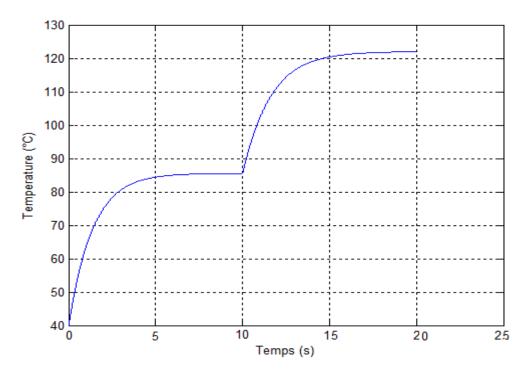


Figure 6.17: Température au niveau du radiateur

Tous ces résultats sont obtenus pour une fréquence de commutation de 10Khz

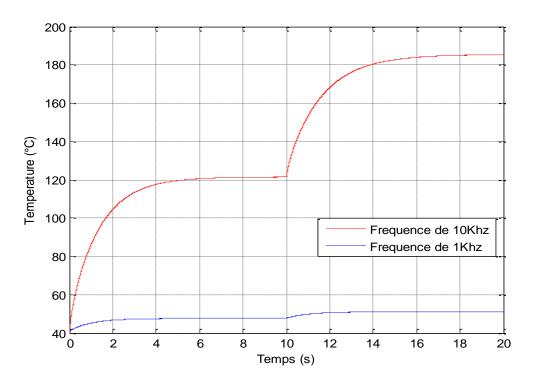


Figure 6.18: Variation de la température de jonction de l'IGBT pour variation de la fréquence de 1kHz à 10kHz

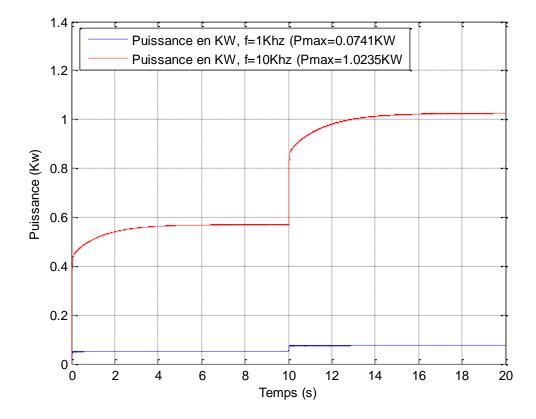


Figure 6.19: Puissance dissipée dans l'IGBT pour une fréquence de 1kHz

#### 6.8 Interprétation

Dans l'élaboration des modèles moyens ou méthode des énergies, pour le calcul des pertes dans les convertisseurs statiques et l'estimation de la température de jonction, les résultats sont fortement dépendants des données que l'on insère, qu'elles proviennent des datasheets ou d'autre sources comme dans notre cas, où l'estimation est basée sur un calcul analytique ou bien de tests de mesures. Pour une bonne précision, il est important de connaître parfaitement les conditions d'essais. Cependant, il manque souvent des informations.

Dans le cas des datasheets par exemple, des informations très pratiques concernant la diode en antiparallèle ne sont pas disponibles. A titre d'exemple la caractéristique représentant la variation de la quantité de charge en fonction de la tension anode-cathode fait défaut.

De plus, dans le but d'exploiter le modèle des pertes afin d'élaborer ainsi. Le modèle électrothermique, la donnée concernant l'impédance thermique est disponible uniquement pour un rapport cyclique égal à 0,5 (voir datasheet). Idéalement le réseau de ces courbes est comme celui décrit par la figure 6.20.

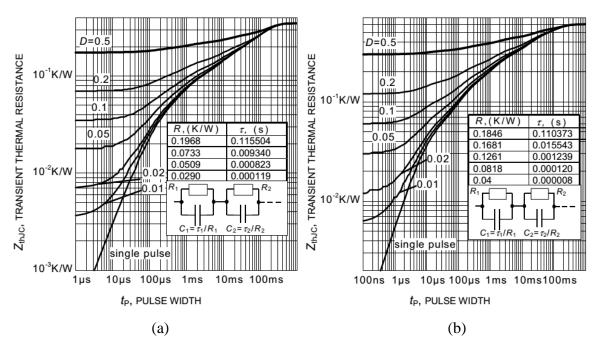


Figure 6.20 : Paramètres du modèle thermique d'un IGBT

- (a) Pour l'IGBT
- (b) Pour la diode

La méthode proposée dans ce chapitre à est testée. Les résultats obtenus sont assez précis. La simulation est faite pour une forme d'onde simple du courant de collecteur d'IGBT.

Le modèle de pertes ainsi développé permet de représenter le comportement énergétique des cellules de commutation, brique de base des convertisseurs statiques. Ce comportement nous permettra de réaliser des études énergétiques et thermiques globales. L'exécution des programmes de simulation utilisés pour ce type de modèle nous donne la quantité d'énergie lors des différents états de la cellule de commutation (IGBT-diode).

De la quantité d'énergie calculée, nous pouvant déduire ensuite les courbes donnant l'évolution des différentes puissances électriques instantanées mises en jeu, pour les différentes configurations du convertisseur, pendant plusieurs périodes de fonctionnement, avec un temps de simulation très raisonnable, contrairement au modèle instantané.

#### 6.9 Conclusion

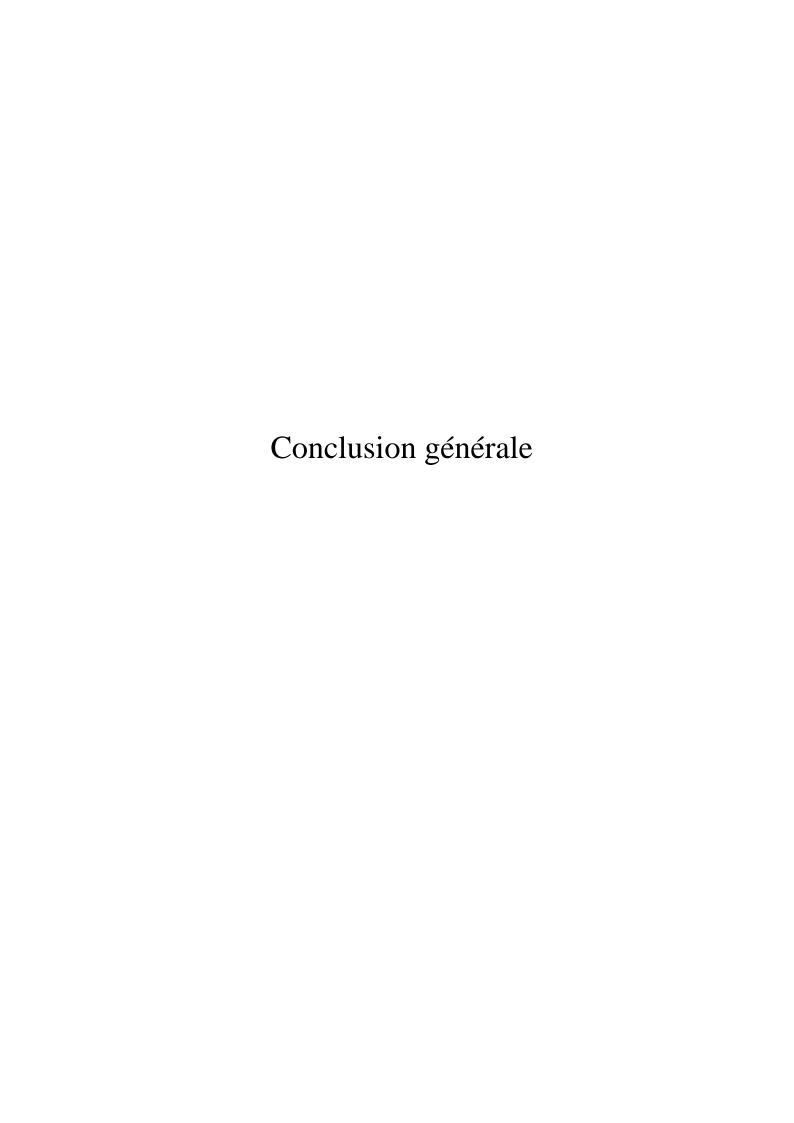
Dans ce chapitre nous avons effectué un calcul des pertes par conduction et par commutation en utilisant (en partie) des données datasheet et une acquisition du courant de charge, pour déduire les pertes totales pour le convertisseur utilisé (cellule de commutation). Le résultat recherché est de prévoir l'évolution de la température de jonction des différents éléments.

En premier lieu, nous avons modélisé et simulé le convertisseur et sa charge, ensuite nous avons interpolé les courbes d'énergie, pour Tj=25°C obtenues dans le chapitre précédent. Pout Tj=125°C, nous utilisons les données datasheet avec un coefficient de correction.

Ensuite, un programme est élaboré pour chaque composant sous Matlab/Simulink, à partir duquel nous avons obtenu les résultats faisant ressortir les courbes reflétant la puissance dissipée, la température de jonction, la température au niveau de la semelle avant et après refroidissement 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. L'un des atouts majeurs de ce modèle est son implantation dans n'importe quel modèle de simulation, pour n'importe quel convertisseur quel que 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 fiabilité.



Les convertisseurs statiques de l'électronique de puissance ont subi une évolution technologique importante notamment dans le but d'augmenter leur rendement et leur compacité. Ces performances sont essentiellement dues à l'accroissement de la rapidité des composants semi-conducteurs de puissance, qui permet une réduction des pertes par commutation, qui constituent, malgré tout, encore une grande partie des pertes dans les convertisseurs statiques. Cependant, l'implantation géométrique et le choix d'une technologie de réalisation des convertisseurs utilisant les composants modernes ne vont pas sans poser quelques problèmes de dimensionnement dus à l'échauffement, au (dv/dt), au (di/dt) et à la réduction de l'aire de sécurité causée par les inductances parasites. C'est pourquoi, après une phase de conception fonctionnelle, le concepteur effectue une phase de conception technologique pour le dimensionnement final d'un convertisseur. Il est donc opportun d'utiliser des modèles précis permettant d'évaluer les pertes par commutation et de prédire les éventuels problèmes dus à toute autre contrainte.

Dans ce contexte de prédétermination des pertes en commutation et en conduction, d'autres performances des convertisseurs statiques peuvent nous être utiles. Le but de cette thèse était de présenter un modèle précis de calcul des pertes dans un convertisseur. Nous nous sommes limités à la cellule de commutation qui est la brique élémentaire de l'électronique de puissance et tous nos modèles sont axés autour d'elle. Il s'agit d'un commutateur qui connecte une source de tension à une source de courant. Elle est constituée usuellement de deux interrupteurs commandé associé chacun à une diode en antiparallèle. Une telle approche nous permet d'étendre l'étude à n'importe quel type de convertisseur quelle que soit sa puissance et sa structure. Concernant la modélisation de l'environnement parasite des composants semi-conducteurs, nous l'avons limitée à une représentation par deux inductances parasites.

La cellule de commutation choisie est constituée de deux composants semiconducteurs l'un bipolaire (diode PiN) et l'autre mixte (IGBT).

Le premier modèle est souvent mis en œuvre pour une estimation des problèmes liés à la compatibilité électromagnétique (CEM). Les équations différentielles simples modélisant les phases de montée et de descente sont utilisées. Une nouvelle approche du modèle distribué

est présentée dans le chapitre quatre. Un système d'équations d'état non-linéaires constitue le modèle de la dynamique des charges stockées. Malgré l'ordre élevé du système, pour une bonne précision, le traitement numérique du système ainsi obtenu et les résidus causés par la troncature des équations nous a permis de conserver un temps de calcul raisonnable (quelques dizaines de minutes).

Finalement, les méthodes proposées permettent d'estimer rapidement les pertes de n'importe quel convertisseur, quelque soit sa topologie, avec une bonne précision.

Pour la méthode utilisée au chapitre six, Il faut cependant émettre deux réserves dans le cas où uniquement les données datasheet sont utilisées. Premièrement, il ne faut pas trop s'éloigner du fonctionnement nominal, quelles que soient les conditions de fonctionnement ou les contraintes (notamment la tension commutée). Deuxièmement, si la mesure des pertes en commutation est proche des estimations pour un courant donné, l'intégration de ces pertes nécessite des hypothèses qui sont partiellement invalidées, ou négliger l'ondulation de courant entraîne une divergence notable lorsque le taux de charge diminue. La méthode proposée dans le chapitre cinq est utilisée pour compléter les données datasheet, et permet d'avoir des résultats plus fiables.

Néanmoins, les modèles mis au point dans le cadre de cette thèse peuvent être améliorés. Il faudrait aussi tenir compte de l'ensemble des composants de la cellule de commutation, en défragmentant les inductances parasites du circuit de puissance, et prendre en compte la présence du circuit de grille du transistor complémentaire, afin de tenir compte de l'impact de toute la connectique et des temps morts. Ces modèles peuvent également être exploités dans l'étude des protections qu'elles soient : électriques (aire de sécurité), magnétiques (di/dt et dv/dt) et thermiques (circuit de refroidissement).



- [1] U.S. Energy Information Administration. Annual Energy Outlook 2011. <a href="http://www.eia.gov/forecasts/aeo/pdf/0383(2011">http://www.eia.gov/forecasts/aeo/pdf/0383(2011)</a>. Pdf
- [2] T.Ogura « Recent Technical Trends and Future Prospects of IGBTs and Power MOSFETs». International Power Electronics Conference, 2014
- [3] J.D.van Wyk. «On a Future for Power Electronics». IEEE Journal of Emerging and Selected Topics In Power Electronics, VOL. 1, NO. 2, JUNE 2013, pp 59-72
- [4] B.J.Baliga. « Analytical Modeling of IGBT's: Challenges and Solutions». IEEE Trans On Electron Devices, VOL. 60, NO. 2, February 2013, pp 535-543
- [5] B.K. Bose. «Power Electronics-Historical Perspective and My Experience». IEEE Ind App Mag Mar Apr 2014, pp 7-81
- [6] M. Andresen, M. Liserre. « Impact of active thermal management on power electronics design». Microelectronics Reliability (2014)
- [7] J.W. Kolar, J. Biela, S. Waffler, T. Friedli, and U. Badstuebner. «Performance Trends and Limitations of Power Electronic Systems» Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2010 6th International Conference, pp. 1-20
- [8] O. Wen, D. Zarko, T.A. Lipo «Permanent magnet machine design practice and optimization» Industry Applications Conf., 2006. Proc. 41st IAS Annual Meeting Conf. Record of the 2006 IEEE, 2006, pp. 1905-1911
- [9] J. Wenying, T.M. Jahns, T.A. Lipo, W. Y. Taylor, Y. Suzuki «Machine design optimization based on finite element analysis in a high-throughput computing environment». 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012, pp. 869-876
- [10] A.C. Koenig, J.M. Williams, S.D. Pekarek, «Evaluation of alternative evolutionary programming techniques for optimization of an automotive alternator». IEEE Trans. Veh. Technol, 2006, 55, (3), pp. 933-942
- [11] J.A. Krizan, S.D. Sudhoff «A design model for salient permanent-magnet machines with investigation of saliency and wide-speed-range performance». IEEE Trans. Energy Conv., 2013, 28, (1), pp. 95-105
- [12] O. Laldin, S.D. Sudhoff, S.D. Pekarek, «An analytical design model for wound rotor synchronous machines». IEEE Electric Ship Technologies Symp. (ESTS), 2013, pp. 228-236
- [13] A.A. Taher, S.D. Pekarek «Multi-objective design of mechanically-commutated DC machines». IEEE Int. Electric Machines & Drives Conf. (IEMDC), 2013, pp. 1397-1404
- [14] M. Mirjafari, R. S. Balog. «Survey of modelling techniques used in optimization of power electronic components». IET Power Electron., 2014, Vol. 7, Iss. 5, pp. 1192-1203,

- [15] L.MICHEL. «Pilotage optimal des IGBT et commande sans-modèle des convertisseurs de puissance ». Thèse de Doctorat En Génie Électrique, De L'université Du Québec À Trois-Rivières Canada, Juin 2012
- [16] E. K. Sato, E. Kazuhide, M. Kinoshita, Y. Yamamoto and T. Amboh. «High efficiency multilevel uninterruptible power supply» IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp.3143-3150, Sept. 2009.
- [17] Baliga, B.J. «Fundamentals of power semiconductor devices». Springer, Berlin, 2008
- [18] Badstuebner, U., Biela, J., Kolar, J.W. «Power density and efficiency optimization of resonant and phase-shift telecom DC-DC converters». IEEE Applied Power Electronics Conf. Exposition (APEC) 2008, pp. 311-317
- [19] J.Biela, U. Badstubner, J.W. Kolar «Design of a 5 kW, 1U, 10 kW/ltr. resonant DC-DC converter for telecom applications». Proc. 29th Int. Telecommunications Energy Conf. (INTELEC), 2007, pp. 824-831
- [20] J.W.Kolar, J. Biela, J. Minibock «Exploring the pareto front of multi-objective single-phase PFC rectifier design optimization 99.2% efficiency vs. 7 kW/din3 power density». Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (IPEMC), 2009, pp. 1-21
- [21] H. Helali, D. Bergogne, J.B.H. Slama, et al. «Power converter's optimisation and design. Discrete cost function with genetic based algorithms». European Conf. Power Electronics and Applications, 2005, pp. 1-7
- [22] U. Badstuebner, J. Biela, B. Faessler, D. Hoesli, J.W. Kolar «An optimized 5 kW, 147 W/in3 telecom phase-shift DC-DC converter with magnetically integrated current doubler». IEEE Applied Power Electronics Conf, Exposition (APEC), 2009, pp. 21-27
- [23] U. Badstuebner, J. Biela, J.W. Kolar «An optimized, 99% efficient, 5 kW, phase-shift PWM DC-DC converter for data centers and telecom applications». Int. Power Electronics Conf. (IPEC), 2010, pp. 626-634
- [24] U. Badstuebner, J. Biela, J.W. Kolar «Design of an 99%-efficient, 5 kW, phase-shift PWM DC-DC converter for telecom applications». IEEE Applied Power Electronics Conf. Exposition (APEC), 2010, pp. 773-780
- [25] J. Biela, U. Badstuebner, J.W. Kolar «Impact of power density maximization on efficiency of DC-DC converter systems». IEEE Trans. Power Electronics, 2009, 24, (1), pp. 288-300
- [26] J. Biela, J.W. Kolar, G. Deboy «Optimal design of a compact 99.3% efficient single-phase PFC rectifier». IEEE Applied Power Electronics Conf. Exposition (APEC), 2010, pp. 1397-1404

- [27] J.W. Kolar, J. Biela, U. Badstubner «Impact of power density maximization on efficiency of dc-dc converter systems». Proc. Seventh Int. Conf. Power Electronics, 2007, pp. 23-32
- [28] S. Waffler, M. Preindl, J.W. Kolar «Multi-objective optimization and comparative evaluation of Si soft-switched and SiC hard-switched automotive DC-DC converters». Conf. IEEE Industrial Electronics (IECON), 2009, pp. 3814-3821
- [29] K. Rigbers, S. Schroder, T. Durbaum, M. Wendt, R.W. De Doncker «Integrated method for optimization of power electronic circuits». Power Electronics Specialists Conf. (PESC), 2004, pp. 4473-4478
- [30] R. Yu, B. Pong, B. Ling, J. Lam «Two-stage optimization method for efficient power converter design including light load operation». IEEE Trans. Power Electron. 2011, 27, (3), pp. 1327-1337
- [31] K.Ejjabraoui, C. Larouci, P. Lefranc, C. Marchand «A pre-sizing approach of DC-DC converters, application to design a buck converter for the automotive domain». Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (IPEMC), 2009, pp. 517-523
- [32] L. Jieli, C.R. Sullivan, A. Schultz «Coupled-inductor design optimization for fast-response low-voltage». IEEE Applied Power Electronics Conf. Exposition (APEC), 2002, pp. 817-823
- [33] S.B. Kjaer, F. Blaabjerg «Design optimization of a single phase inverter for photovoltaic applications». Proc. 34th IEEE Annual Power Electronics Specialist Conf. (PESC), 2003, pp. 1183-1190
- [34] M. Mirjafari, R.S.Balog «Multi-objective design optimization of renewable energy system inverters using a descriptive language for the components». IEEE Applied Power Electronics Conf. Exposition (APEC), 2011, pp. 1838-1845
- [35] D. Carli, D. Brunelli, D. Bertozzi, L. Benini «A high-efficiency wind-flow energy harvester using micro turbine». Int. Symp. Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), 2010, pp. 778-783
- [36] F.W. Combrink, H.T. Mouton, J.H.R.Enslin «Design optimisation of a new active resonant snubber for high power IGBT converters». Power Electronics Specialists Conf. (PESC), 2000, pp. 1469-1475
- [37] F.W. Combrink, H.T. Mouton, J.H.R. Enslin, H. Akagi « Design optimization of an active resonant snubber for high power IGBT converters». IEEE Trans. Power Electron, 2006, 21, (1), pp. 114-123
- [38] C. Gezgin, B.S. Heck, R.M. Bass «Simultaneous design of power stage and controller for switching power supplies». IEEE Trans Power Electron. 1997, 12, (3), pp. 558-566

- [39] Z. Xunwei, T.G. Wang, F.C. Lee «Optimizing design for low voltage DC-DC converters». IEEE Applied Power Electronics Conf. Expo (APEC), 1997, pp. 612-616
- [40] C. Marxgut, J. Biela, J.W. Kolar, et al. « DC-DC converter for gate power supplies with an optimal air transformer». IEEE Applied Power Electronics Conf. Expo (APEC), 2010, pp. 1865-1870
- [41] F. Haizoune, H.J. Bergveld, J. Popovic-Gerber, J.A. Ferreira «Topology comparison and design optimisation of the buck converter and the single-inductor dual-output converter for system-in-package in 65 nm CMOS». Proc. Sixth Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (IPEMC), 2009, pp. 295-301
- [42] M.Gerber, J.AFerreira, I.W. Hofsajer, N. Seliger, «Interleaving optimization in synchronous rectified DC/DC converters». IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC), 2004, pp. 4655-4661
- [43] S. Musunuri, P.L Chapman « Design of low power monolithic DC-DC buck converter with integrated inductor». Proc. 36th Power Electronics Specialists Conf. (PESC), 2005, pp. 1773-1779
- [44] F. Blaabjerg, J.K. Pedersen «Optimized design of a complete three-phase PWM-VS inverter». Power Electronics Specialists Conf. (PESC), 1996, pp. 1272-1280
- [45] F.Blaabjerg, J.K.Pedersen « Optimized design of a complete three-phase PWM-VS inverter». IEEE Trans. Power Electron, 1997, 12, (3), pp. 567-577
- [46] H.H.T. Yeung, N.K. Poon, S.L.Lai «Generic optimization for SMPS design with smart scan and genetic algorithm». Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (IPEMC), 2006, pp. 1-5
- [47] S.Musunuri, P.L.Chapman « Optimization of CMOS transistors for low power DC-DC converters». Power Electronics Specialists Conf. (PESC), 2005, pp. 2151-2157
- [48] T.Takayama, D. Maksimovic «A power stage optimization method for monolithic DC DC converters». Power Electronics Specialists Conf. (PESC), 2006, pp. 1-7
- [49] B.Farhangi, H.A.Toliyat «Modeling isolation transformer capacitive components in a dual active bridge power conditioner». IEEE Energy Conversion Congress & Expo (ECCE), Denver, Colorado, 2013
- [50] B.Farhangi, S. Farhangi «Comparison of z-source and boost-buck inverter topologies as a single phase transformer-less photovoltaic grid-connected power conditioner». IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC), 2006, pp. 1-6
- [51] B.Farhangi, S.Farhangi «Application of Z-source converter in photovoltaic grid-connected transformer-less inverter». Electr. Power Qual. Utilisation, 2006, 12, pp. 41-45

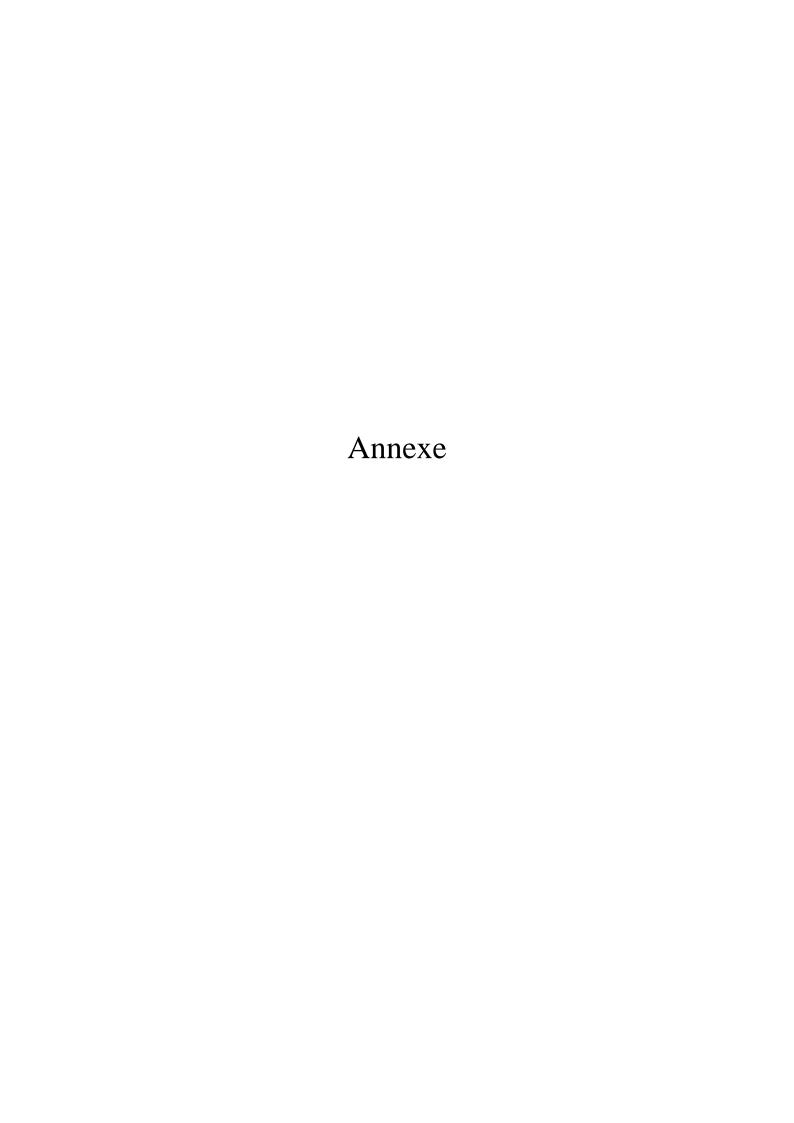
- [52] I.Chowdhury, M.Dongsheng «Design of reconfigurable and robust integrated sc power converter for self-powered energy-efficient devices». IEEE Trans. Ind. Electron., 2009, 56, (10), pp. 4018-4028
- [53] T.Soeiro, J.Biela, J.Muhlethaler, et al «Optimal design of resonant converter for electrostatic precipitators». Int. Power Electronics Conf. (IPEC), 2010, pp. 2294-2301
- [54] H.Kragh, F.Blaabjerg, J.K.Pedersen «An advanced tool for optimised design of power electronic circuits». Industry Applications Conf. 1998, pp. 991-998
- [55] S.Clemente « Accurate junction temperature calculation optimizes IGBT selection for maximum performance and reliability». International Rectifier Corp. Technical Report, 1994
- [56] A.T.Bryant, D.M.Jaeggi G.T.Parks, P.R.Palmer «The influence of operating conditions on multi-objective optimization of power electronic devices and circuits». Industry Applications Conf. 2005, pp. 1449-1456
- [57] A.T.Bryant, W.Yalan, S.J.Finney, L.Tee Chong, P.R.Palmer «Numerical optimization of an active voltage controller for high-power IGBT converters». IEEE Trans. Power Electron, 2007, 22, (2), pp. 374-383
- [58] P.R.Palmer, A.T.Bryant, J. Hudgins, E. Santi «Simulation and optimisation of diode and IGBT interaction in a chopper cell using MATLAB and Simulink». Industry Applications Conf, 2002, pp. 2437-2444
- [59] A.T. Bryant, P.R. Palmer, E. Santi, J.L. Hudgins «Simulation and optimization of diode and insulated gate bipolar transistor interaction in a chopper cell using MATLAB and Simulink» IEEE Trans. Ind. Appl, 2007, 43, (4), pp. 874-883
- [60] P. Leturcq «A study of distributed switching processes in IGBTs and other power bipolar devices». Power Electronics Specialists Conf. (PESC), 1997, pp. 139-147
- [61] P.R. Palmer, E. Santi, J.L. Hudgins, et al « Circuit simulator models for the diode and IGBT with full temperature dependent features» IEEE Trans. Power Electron, 2003, 18, (5), pp. 1220-1229
- [62] R.J. Pasterczyk, J.M. Guichon, E.Atienza «PWM inverter output filter cost to losses trade off and optimal design». IEEE Applied Power Electronics Conf. Exposition (APEC), 2008, pp. 476-482
- [63] R.J.Pasterczyk, J.M.Guichon, J.L.Schanen, E. Atienza « PWM inverter output filter cost-to-losses trade off and optimal design». IEEE Trans. Ind. Appl., 2009, 45, (2), pp. 887-897
- [64] Wang, F., Shen, W., Boroyevich, D.,et al «Design optimization of industrial motor drive power stage using genetic algorithms». Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (IPEMC), 2006, pp. 1-5

- [65] B. Farhangi, H.A. Toliyat, A.Balaster «High impedance grounding for onboard plug-in hybrid electric vehicle chargers». IEEE Power Engineering, Istanbul, Turkey, 2013, pp. 609 613
- [66] D.V. Malyna «Accelerated synthesis of electrically and thermally constrained power electronic converter systems» Phd dissertation, de Technische Universiteit Eindhoven, Novembre 2007.
- [67] Ansoft EM products. Ansoft Corporation. Site: http://www.ansoft.com
- [68] J. Z. Chen, Y. Wu, D. Borojevich, and J. H. Bohn «Integrated electrical and thermal modeling and analysis of IPEMs» In The 7-th Workshop on Computers in Power Electronics, 2000. COMPEL 2000, July 2000, pp. 24-27.
- [69] The Spice page. EECS Department of the University of California at Berkeley. Site: <a href="http://bwrc.eecs.berkeley.edu/Classes/IcBook/SPICE">http://bwrc.eecs.berkeley.edu/Classes/IcBook/SPICE</a>
- [70] Flotherm. Flomerics. Site: <a href="http://www.fomerics.com">http://www.fomerics.com</a>
- [71] Z. Jakopovic, V. Sunde, and Z. Bencic «Electrothermal modeling and simulation with SIMPLORE». In 2003 IEEE International Conference on Industrial Technology, vol. 2, Dec. 2003, pp. 1141-1145.
- [72] Simulation software PLECS. Plexim GmbH. site: http://www.plexim.com
- [73] Powersim simulator. Powersim Inc. site: http://www.powersimtech.com
- [74] I-deas. UGS PLM Software. Site: http://www.ugs.com
- [75] M. Akhbari « Modèle de cellule de commutation pour les études des pertes et de performances CEM » Thèse de INP Grenoble France, 2000
- [76] S.Hrigua « Contribution à l'élaboration de modèles précis et à faible coût de calcul pour l'électronique de puissance et la CEM» Thèse de ENS Cachan France, janvier 2014.
- [77] M. Pinard « Convertisseur et EP command, description mise en œuvre» Dunod, Paris 2007.
- [78] C. Martin « Vers une méthodologie de conception des interconnexions pour les dispositifs de l'électronique de puissance» Thèse de INP Grenoble France, 2007.
- [79] D. Bergogne « Commande des Composants à Grille, Conception et Sécurisation.» Mémoire pour l'Habilitation à Diriger des Recherches, Université Claude Bernard, Lyon France, Mai 2014.
- [80] H. Hellali « 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 France, Novembre 2006.

- [81] Raghav Khanna « Characterizing and modeling of transient behavior in power electronic circuits with wide bandgap semiconductors and in maximum power point tracking for photovoltaic systems» Doctor of Philosophy, University of Pittsburgh USA, 2014.
- [82] N.Femia, G.Petrone, G.Spagnuolo, M.Vitelli « Power electronics and control techniques for maximum energy harvesting in photovoltaic systems» CRC Press By Taylor & Francis Group 2013.
- [83] S. Bergeon « contribution a une méthodologie de dimensionnement des convertisseurs statiques» Thèse de doctorat, INP Grenoble France, 1998
- [84] M. A. Hajj « A transient model for insulated gate bipolar transistors (IGBTs)» PHD thesis, University of Pittsburgh, 2002.
- [85] T.K. Gachovska «modeling of power semiconductor devices» Doctor of Philosophy, Graduate College at the University of Nebraska, Novembre 2012
- [86] T. 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.
- [87] P. 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.
- [88] S. Pittet «Modélisation physique d'un transistor de puissance IGBT-traînée en tension a l'enclenchement » Thèse de doctorat de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.2005
- [89] N.Mohan, T, Undeland, R. Robbins «Power electronics, converters, applications and design » 4ème edition, New York, USA: JohnWiley&Sons, 2011
- [90] J.Vallon « Introduction à d'étude de fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes » Thèse de doctorat de l'Institut National polytechnique de Toulouse. Décembre 2003
- [91] A.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, Décembre 2008.
- [92] A.Patel, S. Joshi, H.Chandani, V. Patel, K. 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 (IJJCET 2010), pp. 17-22
- [93] T. Ibrahim « Outils et méthodologies de caractérisation électrothermique pour l'analyse des technologies d'interconnexion de l'électronique de puissance » Thèse de doctorat de INP Grenoble France, Avril 2013.

- [94] W.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.
- [95]W.A.T. Eberle «Mosfet current source gate drivers, switching loss modeling and frequency dithering control for Mhz switching frequency dc-dc converters» Doctor of Philosophy, Queen's University Kingston, Ontario, Canada February, 2008
- [96] W.A. Bryan « High power switching device SPICE models based on circuit response » Ph.D. Thesis, Drexel University, Philadelphia USA, 2011
- [97] J.P. OUSTEN « Etude du comportement au vieillissement des interfaces thermiques pour modules électroniques de puissance dédiés à des applications transports» Thèses de Docteur de l'école Normale Supérieure de Cachan Paris France, Juin 2013
- [98]A.T.Bryant, Y. Shaoyong, P. Mawby, X. Dawei, L. Ran, P. Tavner, P.R. Palmer « Investigation In to IGBT dV/dt During Turn-Off and Its Temperature Dependence » Power Electronics, IEEE Trans, Volume: 26 Issue: 10, pp 3019-3031, 2011
- [99] J.F. Donlon, E.R. Motto, M. Honsberg, T. Radke, T. Matsuoka « Turn-on loss vs. free-wheel diode recovery dv/dt in IGBT modules » Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, pp 4144-4147
- [100] J.Wang, H.S.H. Chung « Impact of Parasitic Elements on the Spurious Triggering Pulse in Synchronous Buck Converter» Power Electronics, IEEE Transactions on (Volume: 29, Issue: 12), pp 6672 6685; 2014
- [101]J. Wang, H.S.H Chung « New insight into the mechanism of the spurious triggering pulse in the bridge-leg configuration» Power Electronics Systems and Applications (PESA), 2013 5th International Conference on, 11-13 Dec. 2013, pp 1-6.
- [102] O.Neacsu Dorin «Switching power converters: Medium and high power» Second edition, CRC Press By Taylor & Francis Group 2014.
- [103] ON Semiconductor, IGBT Applications Handbook, Site: http://www.onsemi.com
- [104] L. Lu, S.G. Pytel, E. Santi, A.T. Bryant, J.L. Hudgins, P.R. Palmer « Modeling of IGBT Resistive and Inductive Turn-On Behavior » Proc. IEEE 40<sup>th</sup> Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 2643-2650, Hong Kong, China October 2005
- [106] V.K.Khanna « The Insulated Gate Bipolar Transistor IGBT Theory and Design » IEEE Press, A John Wiley & Sons, INC., Publication 2003
- [107] M. Rodriguez, A.Rodriguez, P.F. Miaja, D.G.Lamar, J.S. Zuniga « An Insight into the Switching Process of Power MOSFETs: An Improved Analytical Losses Model» IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, No. 6, June 2010, pp 1626-1640
- [108]F. Lungeanu, M. Lungeanu «Temperature Estimation in Power Modules, via Power Loss Calculation»

- [109] U. Drofenik, J.W. Kolar « A General Scheme for Calculating Switching- and Conduction-Losses of Power Semiconductors in Numerical Circuit Simulations of Power Electronic Systems» Proceedings of the 2005 International Power Electronics Conference (IPEC'05)
- [110] G.C. James « Frequency Domain Temperature Model A New Method in On-line Temperature Estimation for Power Modules in Drives Applications» A thesis submitted for the degree of Engineering Doctorate in Power Electronics, University Newcastle Royaume-Uni , Juin 2010
- [111] Mchael Ralf Stark « Thermo-electrics for Cooling Power Electronics » Master thesis, University of Tennessee, Knoxville USA, 2006
- [112] Jeremy Bryant Campbell « A two Phase Cooling Method Using R134a Refrigerant to Cool Power Electronics Devices » Master thesis, University of Tennessee, Knoxville USA, 2004
- [113] M.Tawk « Etude et réalisation d'un système de refroidissement pour l'électronique de puissance basé sur la mise en mouvement d'un fluide conducteur électrique » Thèse de INP Grenoble France, Mars 2011.
- [114] A.M. Bazzi, J.W. Kimball, K. Kepley, P.T. Krein «TILAS: A Simple Analysis Tool for Estimating Power Losses in an IGBT-Diode Pair under Hysteresis Control in Three-Phase Inverters» Applied Power Electronics Conference and Exposition, 24th Annual IEEE APEC 2009, pp. 637 641
- [115] http://www.fuji.com



## **SPECIFICATION**

Device Name

**IGBT MODULE** 

Type Name

2MBI200U4H-120

Spec. No.

MS5F 6035

	DATE	NAME	APPROVED	
DRAWN	Feb 09 -'05	S.Miyashita		
CHECKED	Feb 09 -'05	T.Miyasaka	Y.Seki	
CHECKED		K.Yamada		

ı							
ı	Fmii.	<b>Electric</b>	Device	Technol	<b>NOV</b>	$C \cap 1$	l td
ı	ı ujı		DCVICC		USy	OO.,	LLU.

MS5F6035
----------

## Revised Records

Classi-Applied Date Ind. Content Checked Checked **Approved** Drawn fication date Issued K.Yamada Feb.-09 -'05 T.Miyasaka Enactment Y.Seki date Revised characteristics Oct.-25-'05 Revision а S.Miyashita O.Ikawa K.Yamada T.Miyasaka VCE(sat) (P4/13)

This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.

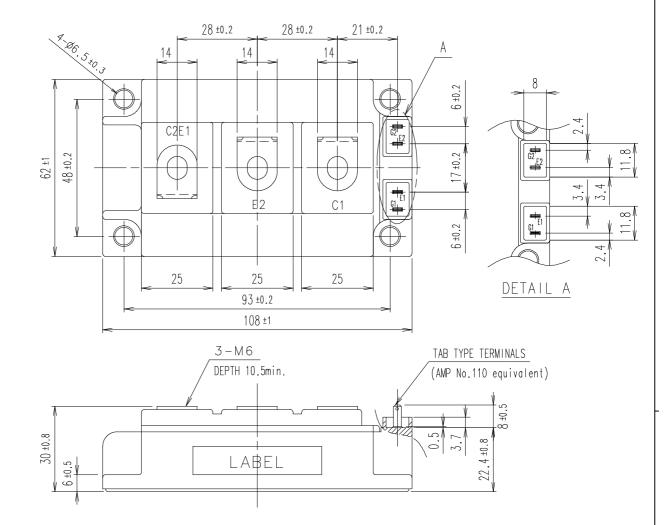
DWG.NO.

MS5F6035

2

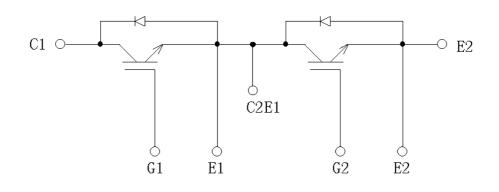
## 2MBI200U4H-120

## 1. Outline Drawing (Unit: mm)



## 2. Equivalent circuit

This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd. They shall be neither reproduced, copied,lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd.



а

This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.

3. Absolute Maximum Ratings (at Tc= 25°C unless otherwise specified)									
	Items	Symbols	Conditions		Maximum Ratings	Units			
Collector-	Emitter voltage	VCES			1200	V			
Gate-Emi	ter voltage	VGES			±20	V			
		Ic	Continuous	Tc=25°C	300				
			Continuous	Tc=80°C	200				
Collector	current	Icp	1ms	Tc=25°C	600	Α			
Collector	Collector current		11115	Tc=80°C	400				
		-lc			200				
		-lc pulse	1ms		400				
Collector	Power Dissipation	Pc	1 device		1040	W			
Junction t	emperature	Tj			+150	°C			
Storage temperature		Tstg			-40 to +125				
Isolation between terminal and copper base (*1)		Viso	AC : 1min.		2500	VAC			
voltage	between terminal and copper base ( 1)	V 150	AC . 111111.		2500	VAC			
Screw	Mounting (*2)				3.5	Nm			
Torque	Terminals (*3)	_			4.5	'''			

(\*1) All terminals should be connected together when isolation test will be done.

(\*2) Recommendable Value: Mounting 2.5 to 3.5 Nm (M5 or M6) (\*3) Recommendable Value: Terminals 3.5 to 4.5 Nm (M6)

1 Flectrical characteristics ( at Ti= 25°C unless otherwise specified )

4. Electrical characteris					naracteris	tics	I
Items	Symbols	Conditions		min.	typ.	max.	Units
Zero gate voltage	ICES	VCE=1200V		_		2.0	mA
collector current	1020	VGE=0V				2.0	, \
Gate-Emitter	IGES	VCE=0V		_	_	400	nA
leakage current	1020	VGE=±20V				100	.,, ,
Gate-Emitter	VGE(th)	VCE=20V		4.5	6.5	8.5	V
threshold voltage	VOE(ui)	Ic=200mA		7.0		0.0	<b>V</b>
	VCE(sat)	Ic=200A	Tj=25°C	-	② 2.10	② 2.25	
Collector-Emitter	(terminal)	VGE=15V	Tj=125°C	-	② 2.30	-	V
saturation voltage	VCE(sat)		Tj=25°C	-	1.90	2.05	]
	(chip)		Tj=125°C	-	2.10	-	
Input capacitance	Cies	VCE=10V,VGE	E=0V,f=1MHz	-	22	-	nF
	ton	Vcc=600V		-	0.32	1.20	
Turn-on time	tr	Ic=200A		-	0.10	0.60	
	tr(i)	VGE=±15V		-	0.03	-	us
Turn-off time	toff	RG=3.0Ω		-	0.41	1.00	
Turr-on time	tf			-	0.07	0.30	
	VF	IF=200A	Tj=25°C	-	1.80	1.95	
Forward on voltage	(terminal)	VGE=0V	Tj=125°C	-	1.90	-	V
l orward on voitage	VF		Tj=25°C	- 1.65		1.80	
	(chip)		Tj=125°C	-	1.75	-	
Reverse recovery time	trr	IF=200A		-	-	0.35	us
Lead resistance,	R lead			_	0.53	_	mΩ
terminal-chip (*4)	I Nicau			-	0.55	_	111122

(\*4) Biggest internal terminal resistance among arm.

Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.

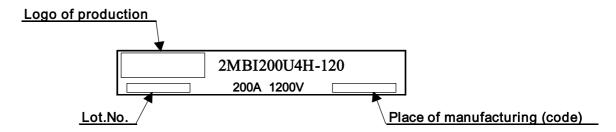
# This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd.

## 5. Thermal resistance characteristics

Items	Symbols	Conditions	Ch	Units			
items	Symbols Conditions		min.	typ.	max.	Ullits	
Thermal resistance(1device)	Dth/i_o\	IGBT	-	-	0.12		
Thermal resistance( ruevice)	Rth(j-c)	FWD	-	-	0.20	°C/W	
Contact Thermal resistance (1 device) (*5)	Rth(c-f)	with Thermal Compound	-	0.025	-	C/VV	

<sup>(\*5)</sup> This is the value which is defined mounting on the additional cooling fin with thermal compound.

## 6. Indication on module



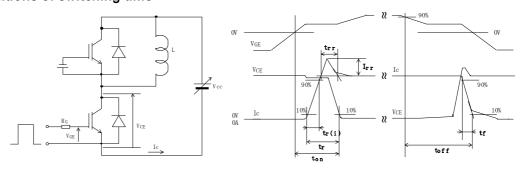
## 7. Applicable category

This specification is applied to IGBT-Module named 2MBI200U4H-120.

## 8. Storage and transportation notes

- The module should be stored at a standard temperature of 5 to 35°C and humidity of 45 to 75%.
- · Store modules in a place with few temperature changes in order to avoid condensation on the module surface.
- · Avoid exposure to corrosive gases and dust.
- Avoid excessive external force on the module.
- Store modules with unprocessed terminals.
- Do not drop or otherwise shock the modules when transporting.

## 9. Definitions of switching time



## 10. Packing and Labeling

Display on the packing box

- Logo of production
- Type name
- Lot No
- Products quantity in a packing box

## 11. Reliability test results

## **Reliability Test Items**

Test cate- gories				Test methods and conditions			Accept- ance number
	1	Terminal Strength		: 40N	Test Method 401	5	(0:1)
		(Pull test)		: 10±1 sec.	Method I		
	2	Mounting Strength	Screw torque	: 2.5 ~ 3.5 N·m (M5)	Test Method 402	5	(0:1)
şţ				3.5 ~ 4.5 N⋅m (M6)	method II		
Mechanical Tests			Test time	: 10±1 sec.			
<del> </del>	3	Vibration	Range of frequency:		Test Method 403	5	(0:1)
. <u>i</u>				: 15 min.	Reference 1		
Jar				: 100m/s <sup>2</sup>	Condition code B		
冷			Sweeping direction: E				
ž				: 6 hr. (2hr./direction)			
	4	Shock	Maximum acceleration	: 5000m/s <sup>2</sup>	Test Method 404	5	(0:1)
			Pulse width	: 1.0msec.	Condition code B		
				: Each X,Y,Z axis			
				: 3 times/direction			
	1	High Temperature		: 125±5 °C	Test Method 201	5	(0:1)
		Storage		: 1000hr.			
	2	Low Temperature	0	: -40±5 °C	Test Method 202	5	(0:1)
		Storage	Test duration	: 1000hr.			
	3	Temperature	1 5  -	: 85±2 °C	Test Method 103	5	(0:1)
		Humidity	,	: 85±5%	Test code C		
		Storage		: 1000hr.			
	4	Unsaturated		: 120±2 °C	Test Method 103	5	(0:1)
		Pressurized Vapor	Test humidity	: 85±5%	Test code E		
			Test duration	: 96hr.			
Environment Tests	5	Temperature Cycle	Test temp.	: Low temp40±5 °C	Test Method 105	5	(0:1)
nem.				─ High temp. 125 ±5 °C			
ا آت				└─ RT 5~35°C			
ای			Dwell time	: High ~ RT ~ Low ~ RT			
				1hr. 0.5hr. 1hr. 0.5hr.			
			Number of cycles	: 100 cycles			
	6	Thermal Shock		+0	Test Method 307	5	(0:1)
			Test temp.	: High temp. 100 -5 °C	method I		,
			·	+5	Condition code A		
				Low temp. 0 -0 °C			
			Used liquid : Water wi	ith ice and boiling water			
				: 5 min. par each temp.			
				: 10 sec.			
				: 10 cycles			

This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd.

DWG.NO.

MS5F6035

6/13

## This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd.

## Reliability Test Items

Test cate- gories	Test items				Reference norms EIAJ ED-4701 (Aug2001 edition)	Number of sample	Accept- ance number
	1	High temperature Reverse Bias	Test temp. Bias Voltage Bias Method Test duration	: Ta = 125±5 °C (Tj ≦ 150 °C) : VC = 0.8×VCES : Applied DC voltage to C-E VGE = 0V : 1000hr.	Test Method 101	5	(0:1)
Endurance Tests	2	High temperature Bias (for gate)	Test temp. Bias Voltage Bias Method Test duration	: Ta = 125±5 °C (Tj ≦ 150 °C) : VC = VGE = +20V or -20V : Applied DC voltage to G-E VCE = 0V : 1000hr.	Test Method 101	5	(0:1)
Endura		Temperature Humidity Bias	Test temp. Relative humidity Bias Voltage Bias Method Test duration		Test Method 102 Condition code C	5	(0:1)
	4	Intermitted Operating Life (Power cycle) ( for IGBT )	ON time OFF time Test temp. Number of cycles	<ul> <li>: 2 sec.</li> <li>: 18 sec.</li> <li>: Δ Tj=100±5 deg</li> <li>Tj ≤ 150 °C, Ta=25±5 °C</li> <li>: 15000 cycles</li> </ul>	Test Method 106	5	(0:1)

## Failure Criteria

Item	Charact	eristic	Symbol	Failure criteria		Unit	Note
				Lower limit	Upper limit		
Electrical	Leakage cur	rent	ICES	-	USL×2	mΑ	
characteristic			±IGES	ı	USL×2	μΑ	
	Gate thresho	old voltage	VGE(th)	LSL×0.8	USL×1.2	mΑ	
	Saturation vo	oltage	VCE(sat)	-	USL×1.2	V	
	Forward volt	age	VF	-	USL×1.2	V	
	Thermal	IGBT	∆ VGE	-	USL×1.2	mV	
	resistance		or ∆ VCE				
		FWD	ΔVF	-	USL×1.2	mV	
	Isolation voltage		Viso	Broken ii	nsulation	-	
Visual	Visual inspection Peeling						
inspection			-	The visua	al sample	-	
	Plating						
	L and the o	thers					

LSL: Lower specified limit. USL: Upper specified limit.

Note Each parameter measurement read-outs shall be made after stabilizing the components at room ambient for 2 hours minimum, 24 hours maximum after removal from the tests.

And in case of the wetting tests, for example, moisture resistance tests, each component shall be made wipe or dry completely before the measurement.

DWG.NO.

MS5F6035

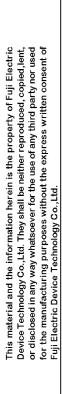
# This material and the information herein is the property of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd. They shall be neither reproduced, copied, lent, or disclosed in any way whatsoever for the use of any third party nor used for the manufacturing purposes without the express written consent of Fuji Electric Device Technology Co.,Ltd.

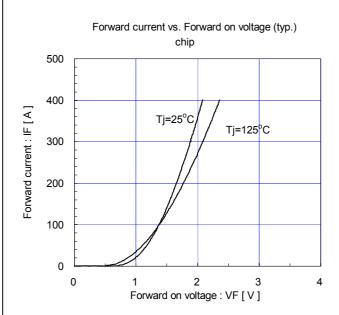
## Reliability Test Results

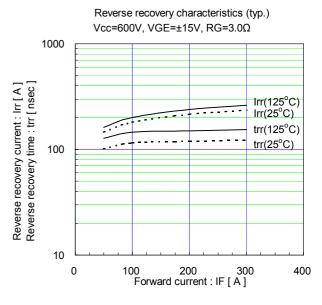
Test cate-gorie	Test items		Reference norms EIAJ ED-4701 (Aug2001 edition)	Number of test sample	Number of failure sample
10	1	Terminal Strength	Test Method 401	5	0
sts		(Pull test)	Method I		
cal Te	2	Mounting Strength	Test Method 402 method II	5	0
Mechanical Tests	3	Vibration	Test Method 403 Condition code B	5	0
<b>√</b> lec	4	Shock	Test Method 404	5	0
			Condition code B		
	1	High Temperature Storage	Test Method 201	5	0
sts	2	Low Temperature Storage	Test Method 202	5	0
Les	3	Temperature Humidity	Test Method 103	5	*
T		Storage	Test code C		
me	4	Unsaturated	Test Method 103	5	0
l o		Pressurized Vapor	Test code E		
Environment Tests	5	Temperature Cycle	Test Method 105	5	0
	6	Thermal Shock	Test Method 307	5	0
			method I		
			Condition code A		
Tests	1	High temperature Reverse Bias	Test Method 101	5	*
1 4	2	High temperature Bias ( for gate )	Test Method 101	5	0
Endurance	3	Temperature Humidity Bias	Test Method 102 Condition code C	5	*
Enc	4	Intermitted Operating Life (Power cycling) ( for IGBT )	Test Method 106	5	0

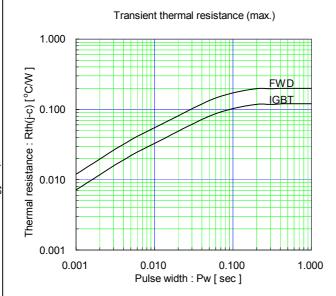
\* under confirmation

This material and the information herein is the property of Fuji Electric









а

## Warnings

- This product shall be used within its absolute maximum rating (voltage, current, and temperature). This product may be broken in case of using beyond the ratings. 製品の絶対最大定格(電圧,電流,温度等)の範囲内で御使用下さい。絶対最大定格を超えて使用すると、素子が破壊する場合があります。
- Connect adequate fuse or protector of circuit between three-phase line and this product to prevent the equipment from causing secondary destruction, such as fire, its spreading, or explosion. 万一の不慮の事故で素子が破壊した場合を考慮し、商用電源と本製品の間に適切な容量のヒューズ又はブレーカーを必ず付けて火災、爆発、延焼等の2次破壊を防いでください。
- Use this product after realizing enough working on environment and considering of product's reliability life.

  This product may be broken before target life of the system in case of using beyond the product's reliability life.

  製品の使用環境を十分に把握し、製品の信頼性寿命が満足できるか検討の上、本製品を適用して下さい。製品の信頼性寿命を超えて使用した場合、装置の目標寿命より前に素子が破壊する場合があります。
- If the product had been used in the environment with acid, organic matter, and corrosive gas (hydrogen sulfide, sulfurous acid gas), the product's performance and appearance can not be ensured easily.

  酸・有機物・腐食性ガス(硫化水素, 亜硫酸ガス等)を含む環境下で使用された場合、製品機能・外観等の保証はできません。
- Use this product within the power cycle curve (Technical Rep.No.: MT5F12959). Power cycle capability is classified to delta-Tj mode which is stated as above and delta-Tc mode. Delta-Tc mode is due to rise and down of case temperature (Tc), and depends on cooling design of equipment which use this product. In application which has such frequent rise and down of Tc, well consideration of product life time is necessary. 本製品は、パワーサイクル寿命カーブ以下で使用下さい(技術資料No.: MT5F12959)。パワーサイクル耐量にはこのΔTjによる場合の他に、ΔTcによる場合があります。これはケース温度(Tc)の上昇下降による熱ストレスであり、本製品をご使用する際の放熱設計に依存します。ケース温度の上昇下降が頻繁に起こる場合は、製品寿命に十分留意してご使用下さい。
- Never add mechanical stress to deform the main or control terminal. The deformed terminal may cause poor contact problem. 主端子及び制御端子に応力を与えて変形させないで下さい。 端子の変形により、接触不良などを引き起こす場合があります。
- Use this product with keeping the cooling fin's flatness between screw holes within 100um at 100mm and the roughness within 10um. Also keep the tightening torque within the limits of this specification. Too large convex of cooling fin may cause isolation breakdown and this may lead to a critical accident. On the other hand, too large concave of cooling fin makes gap between this product and the fin bigger, then, thermal conductivity will be worse and over heat destruction may occur. 冷却フィンはネジ取り付け位置間で平坦度を100mmで100um以下、表面の粗さは10um以下にして下さい。 過大な凸反りがあったりすると本製品が絶縁破壊を起こし、重大事故に発展する場合があります。また、過大な凹反りやゆがみ等があると、本製品と冷却フィンの間に空隙が生じて放熱が悪くなり、熱破壊に繋がることがあります。
- In case of mounting this product on cooling fin, use thermal compound to secure thermal conductivity. If the thermal compound amount was not enough or its applying method was not suitable, its spreading will not be enough, then, thermal conductivity will be worse and thermal run away destruction may occur. Confirm spreading state of the thermal compound when its applying to this product. (Spreading state of the thermal compound can be confirmed by removing this product after mounting.) 素子を冷却フィンに取り付ける際には、熱伝導を確保するためのコンパウンド等をご使用ください。又、塗布量が不足したり、塗布方法が不適だったりすると、コンパウンドが十分に素子全体に広がらず、放熱悪化による熱破壊に繋がる事があります。コンパウンドを塗布する際には、製品全面にコンパウンドが広がっている事を確認してください。 (実装した後に素子を取りはずすとコンパウンドの広がり具合を確認する事が出来ます。)
- It shall be confirmed that IGBT's operating locus of the turn-off voltage and current are within the RBSOA specification. This product may be broken if the locus is out of the RBSOA. ターンオフ電圧・電流の動作軌跡がRBSOA仕様内にあることを確認して下さい。RBSOAの範囲を超えて使用すると素子が破壊する可能性があります。
- If excessive static electricity is applied to the control terminals, the devices may be broken. Implement some countermeasures against static electricity.
  制御端子に過大な静電気が印加された場合、素子が破壊する場合があります。取り扱い時は静電気対策を実施して下さい。

## Warnings

- Never add the excessive mechanical stress to the main or control terminals when the product is applied to equipments. The module structure may be broken. 素子を装置に実装する際に、主端子や制御端子に過大な応力を与えないで下さい。端子構造が破壊する可能性があります。
- In case of insufficient -VGE, erroneous turn-on of IGBT may occur. -VGE shall be set enough value to prevent this malfunction. (Recommended value: -VGE = -15V) 逆バイアスゲート電圧-VGEが不足しますと誤点弧を起こす可能性があります。誤点弧を起こさない為に-VGEは十分な値で 設定して下さい。(推奨値:-VGE = -15V)
- In case of higher turn-on dv/dt of IGBT, erroneous turn-on of opposite arm IGBT may occur. Use this product in the most suitable drive conditions, such as +VGE, -VGE, RG to prevent the malfunction. ターンオン dv/dt が高いと対抗アームのIGBTが誤点弧を起こす可能性があります。誤点弧を起こさない為の最適なドライブ 条件(+VGE, -VGE, RG等)でご使用下さい。
- This product may be broken by avalanche in case of VCE beyond maximum rating VCES is applied between C-E terminals. Use this product within its absolute maximum voltage. VCESを超えた電圧が印加された場合、アバランシェを起こして素子破壊する場合があります。VCEは必ず絶対定格の範囲内 でご使用下さい。

### **Cautions**

- Fuji Electric Device Technology is constantly making every endeavor to improve the product quality and reliability. However, semiconductor products may rarely happen to fail or malfunction. To prevent accidents causing injury or death, damage to property like by fire, and other social damage resulted from a failure or malfunction of the Fuji Electric Device Technology semiconductor products, take some measures to keep safety such as redundant design, spread-fire-preventive design, and malfunction-protective design. 富士電機デバイステクノロジーは絶えず製品の品質と信頼性の向上に努めています。しかし、半導体製品は故障が発生したり、 誤動作する場合があります。富士電機デバイステクノロジー製半導体製品の故障または誤動作が、結果として人身事故・火災 等による財産に対する損害や社会的な損害を起こさないように冗長設計・延焼防止設計・誤動作防止設計など安全確保 のための手段を講じて下さい。
- The application examples described in this specification only explain typical ones that used the Fuji Electric Device Technology products. This specification never ensure to enforce the industrial property and other rights, nor license the enforcement rights.
  - 本仕様書に記載してある応用例は、富士電機デバイステクノロジー製品を使用した代表的な応用例を説明するものであり、 本仕様書によって工業所有権、その他権利の実施に対する保障または実施権の許諾を行うものではありません。
- The product described in this specification is not designed nor made for being applied to the equipment or systems used under life-threatening situations. When you consider applying the product of this specification to particular used, such as vehicle-mounted units, shipboard equipment, aerospace equipment, medical devices, atomic control systems and submarine relaying equipment or systems, please apply after confirmation of this product to be satisfied about system construction and required reliability. 本仕様書に記載された製品は、人命にかかわるような状況下で使用される機器あるいはシステムに用いられることを 目的として設計・製造されたものではありません。本仕様書の製品を車両機器、船舶、航空宇宙、医療機器、原子力 制御、海底中継機器あるいはシステムなど、特殊用途へのご利用をご検討の際は、システム構成及び要求品質に

If there is any unclear matter in this specification, please contact Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.

MS5F6035

満足することをご確認の上、ご利用下さい。

а

## Résumé:

L'objectif du présent travail est de développer des modèles de calcul des pertes dans des convertisseurs de l'électronique de puissances. Le calcul des pertes dans un semi-conducteur doit être effectué en fonction du type de l'interrupteur et du circuit dans lequel il est inséré. En électronique de puissance, des transistors à effet de champ (MOSFETs) et des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) sont utilisés comme des interrupteurs de base, tandis que les diodes sont principalement utilisées pour assurer la roue libre. Les pertes dans les interrupteurs semi-conducteurs représentent une partie considérable des pertes totales d'un convertisseur d'électronique de puissance, donc des techniques de modélisation précises de ces pertes sont nécessaires pour les calculer. En effet les modèles proposées dans ce travail, sont basés sur des approches temporelles et par représentation d'état dans une cellule de commutation constituée par un transistor IGBT et une diode PiN.

### Mots clef:

Pertes par commutations, capacités variables, IGBT, Diode PiN, paramètres thermosensibles, température de jonction.

## **Abstract:**

The objective of this work is to develop models to calculation of the losses in power electronics converters. The calculation of the losses in a semiconductor must be carried out according to the type of the switch and the circuit in which it is inserted. In power electronics, field-effect transistors (MOSFETs) and insulated gate bipolar transistors (IGBT) are used like basic switches, while the diodes are mainly used to ensure the free wheel. The losses in the semiconductor switches represent a considerable part of the total losses of a power electronics converter, thus precise techniques of modeling of these losses are necessary to calculate them. Indeed the models proposed in this work, are based on temporal approaches and by representation of state in a cell of commutation consisted in a transistor IGBT and a PiN diode.

## **Keywords:**

Switching losses, variable capacities, IGBT, PiN diode, thermo-sensitive parameters, temperature of junction.